

АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
«НАУЧНО – ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ «АЛМАЗ»



На правах рукописи

МАНЖОСИН МИХАИЛ АЛЕКСЕЕВИЧ

**УЛУЧШЕНИЕ РЕЖИМОВ МНОГОМОДОВОГО УСИЛЕНИЯ В
НИЗКОВОЛЬТНЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ КЛИСТРОНАХ Ku И K-
ДИАПАЗОНОВ**

Специальность 2.2.1. Вакуумная и плазменная электроника

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук,
профессор Царев В. А.

Саратов 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	4
ГЛАВА 1. Современное состояние и проблемы дальнейшего развития миниатюрных широкополосных многолучевых клистронов	12
1.1 Область и объект исследований	12
1.2 Особенности конструкции малогабаритных многолучевых клистронов.....	16
1.3 Пути расширения полосы усиливаемых частот	26
1.4 Одномодовый режим работы двухзазорного резонатора	27
1.5 Особенности режима работы активного двухзазорного резонатора одновременно на двух модах колебаний	28
1.6 Улучшение полосовых характеристик клистрона с помощью пассивных резонансных систем	30
Выводы к главе 1	37
ГЛАВА 2. Математические модели и методики расчета комплекса электронных и электродинамических параметров резонаторов и выходных параметров НМЛК	38
2.1 Математическая модель призматического резонатора	39
2.2 Улучшенная математическая модель для определения электродинамических параметров призматического резонатора	41
2.3 Выбор оптимального числа пролетных каналов в трубе дрейфа	50
2.4 Расчет радиуса пролетного канала и ускоряющего напряжения.....	52
2.5 Расчет подводимой мощности и параметров электронных пучков.....	54
2.6 Методика расчета параметров процесса взаимодействия в группирователе многолучевых клистронов в линейном режиме	58
2.7 Методика расчета параметров двухмодового процесса электронного взаимодействия для двухзазорного резонатора с несимметричными зазорами	61
2.8 Особенности расчетной модели, описывающей нелинейный характер протекающих в выходной цепи процессов	65
2.9 Оценка предельных значений КПД и полосы усиления в зависимости от параметров электронного потока	68

2.10 Результаты численного моделирования и улучшения параметров многолучевого клистрона с помощью дисковой модели клистрона.....	75
Выводы к главе 2.....	77
ГЛАВА 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ НИЗКОВОЛЬТНОГО МНОГОЛУЧЕВОГО КЛИСТРОНА В МНОГОМОДОВОМ РЕЖИМЕ УСИЛЕНИЯ.....	79
3.1 Конструкция модернизированного НМЛК.....	79
3.2 Описание установок для измерения параметров экспериментальных образцов НМЛК	89
3.3. Принцип работы модернизированной конструкции НМЛК.....	91
3.4 Результаты расчетов и экспериментального исследования режимов нелинейного взаимодействия НМЛК, работающего в Ку-диапазоне частот	94
3.5 Результаты расчетов и экспериментального исследования, модернизированного НМЛК, работающего в К-диапазоне частот.....	101
Выводы к главе 3.....	105
4.1 Исследование режимов самовозбуждения НМЛК Ку – диапазона с шестью и десятью резонаторными системами	107
4.2 Исследование режимов самовозбуждения 6-ти резонаторного НМЛК на противофазном виде колебаний	109
4.3 Исследование режима самовозбуждения 10-ти резонаторного НМЛК	110
4.4 Результаты численного моделирования	112
4.5 Результаты динамических испытаний монотронного автогенератора	115
Выводы к главе 4.....	120
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	122
Содержание диссертации опубликовано в следующих работах:	124
Список литературы	127
Приложение 1	136
Приложение 2	137
Приложение 3	138

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Исследования, направленные на изучение многомодовых режимов работы импульсных низковольтных многолучевых клистронов (НМЛК), являются перспективными для улучшения комплекса выходных параметров при работе этих приборов в коротковолновой части СВЧ диапазона.

Продвижение приборов данного класса в диапазоны частот выше 18 ГГц затруднено по ряду причин, связанных с уменьшением размеров резонаторов и, соответственно, количества электронных пучков. При этом уменьшается импеданс взаимодействия, что приводит к значительному ухудшению выходных параметров НМЛК. Для решения этой проблемы становятся актуальными теоретические и экспериментальные исследования, направленные на создание и разработку многомодовых резонаторов, которые могут использоваться, как для повышения КПД и формирования широкой полосы пропускания, так и для создания многофункциональных устройств, работающих одновременно в нескольких частотных диапазонах. Однако многомодовые режимы взаимодействия в НМЛК мало исследованы, а их оптимизация при использовании 3D численного моделирования чрезвычайно трудоемка.

Результаты диссертационной работы направлены на поиск нетрадиционных механизмов группирования и отбора энергии от модулированных многолучевых электронных потоков, связанных с использованием для этих целей многомодового усиления и разработкой новых конструкций широкополосных активных и пассивных резонансных систем, включая системы с использованием металлокерамических резонаторов.

Степень разработанности:

Значительный вклад в исследование и разработку малогабаритных НМЛК, не имеющих в настоящее время зарубежных аналогов, внесли отечественные ученые: А.Н. Королев, Э.А. Гельвич, А.Д. Закурдаев, Е.В. Жарый, С.С. Зырин, В.И. Пугнин, А.Н. Юнаков, М.С. Востров и другие.

Разработанные ими приборы не имеют зарубежных аналогов. При величине ускоряющего напряжения от 2,5 до 3,5 кВ реализуемая ширина полосы рабочих частот НМЛК в Ку-диапазоне обычно составляет 100-200 МГц при коэффициенте усиления около 30-40 дБ, выходной мощности не менее 400 Вт и КПД порядка 20-30%.

Область и объект исследований:

Объект исследований относится к области разработки малогабаритных импульсных низковольтных многолучевых клистронов, используемых в качестве оконечных усилителей в бортовых радиолокационных системах и системах связи.

Предмет исследования:

Физические процессы группирования электронов и передачи их энергии электромагнитному полю в резонаторах и трубах дрейфа в многомодовом режиме.

Целью диссертационной работы является улучшение комплекса параметров процесса взаимодействия многолучевого потока с электромагнитным полем в НМЛК Ку и К - диапазонов для расширения полосы усиления до 300 МГц при выходной мощности не менее 400 Вт и повышения КПД до 40-50%, без увеличения их габаритов и массы.

Для достижения поставленных целей в работе решались следующие **задачи**:

1) Проведение аналитического обзора научно-технической литературы по современному состоянию и проблемам дальнейшего развития широкополосных многолучевых клистронов с использованием режимов многомодового взаимодействия.

2) Разработка методики проектирования НМЛК с улучшенным комплексом выходных параметров на основе пакета прикладных программ разного уровня.

3) Определение на основе проведенных расчетов оптимальной схемы группирователя, обеспечивающей высокий электронный КПД прибора при сохранении широкой полосы усиления и массогабаритных параметров в Ку и К - диапазонах.

4) Теоретические и экспериментальные исследования, направленные на определение оптимальных режимов для эффективного отбора энергии и управления формой АЧХ в НМЛК, содержащего на входе и выходе систему двух связанных активных однозачерных резонаторов и гибридную фильтровую многомодовую систему, образованную металлокерамическим выводом энергии и пассивным резонатором в волноводе вывода энергии.

5) Теоретические и экспериментальные исследования режимов самовозбуждения в многорезонаторных НМЛК, работающих в Ku и K - диапазонах, и выработка рекомендаций для устранения этих режимов в широкополосных усилительных приборах.

Научная новизна работы:

1) На основе результатов трехмерного численного моделирования, полученных с использованием программы «CST Studio Suit», найдено приближенное аналитическое выражение, позволяющее (с погрешностью не более 1,5%) пересчитать размеры, полученные для случая сеточных зазоров с разными длинами на эквивалентные размеры бессеточных зазоров при условии равенства коэффициентов взаимодействия для каждого сеточного зазора и усредненных по радиусу луча коэффициентов взаимодействия соответствующих бессеточных зазоров резонаторов.

2) С помощью теории подобия предложена уточненная (имеющая погрешность не более 3%) методика приближенного расчета основных электродинамических параметров призматических многоканальных резонаторов, позволяющая при численном моделировании ускорить процесс выбора оптимальной конструкции путем перехода от трудоемкой 3D модели исходного резонатора к более простой двумерной модели эквивалентного цилиндрического резонатора с одинаковыми волновым сопротивлением и торцевой емкостью.

3) Теоретически и экспериментально обоснованы преимущества использования на выходе НМЛК, работающих в коротковолновой части СВЧ диапазона, двухзачерных призматических резонаторов с неравными длинами зазоров, возбуждаемых во второй зоне усиления, которая характеризуется

увеличенными (примерно в два раза), по сравнению с традиционно используемыми углами пролета между центрами зазоров, что обеспечивает дополнительные возможности для увеличения КПД (примерно на 3-5%) и повышения устойчивости к тепловым нагрузкам.

4) Подтверждена возможность повышения электронного КПД в шестирезонаторном 19-лучевом НМЛК Ку-диапазона, примерно на 15-16%, за счет использования удлиненной трубы между 4 и 5 резонатором, инверсии частот этих резонаторов, оптимального выбора параметра пространственного заряда и применения двухзазорной выходной резонансной системы с неравными длинами зазоров, уменьшающимися по ходу электронного потока.

5) Определены частотные расстройки многомодовой выходной резонаторной системы, установленной на выходе шестирезонаторного НМЛК, требуемые для реализации широкополосного усиления (с полосой около 300 МГц) в Ку и К-диапазонах.

6) Показано, что благодаря выбору оптимального угла наклона уголкового пассивного резонатора, установленного в волноводе вывода энергии, можно обеспечить эффективную передачу энергии электромагнитных волн из выходного активного резонатора в выходной СВЧ-тракт с заданным коэффициентом передачи во всем рабочем диапазоне НМЛК.

7) Установлено, что наибольшая вероятность паразитного самовозбуждения при использовании системы двух связанных через щель призматических резонаторов, возбуждаемых в двухмодовом режиме, имеет π - вид колебаний. На основании проведенных экспериментов с двумя моделями НМЛК К-диапазона, получены аппроксимационные соотношения для расчета углов пролета между центрами зазоров, при которых возможно возникновение монотронных колебаний на первой и второй зонах возбуждения.

Теоретическая и практическая значимость работы:

1) Впервые теоретически доказана и экспериментально подтверждена возможность эффективного взаимодействия с многолучевым электронным

потоком противофазного (основная мода) и синфазного (высшая мода) видов колебаний металлокерамического резонатора вывода энергии, что позволяет активно управлять формой АЧХ с помощью настроечных стержней, расположенных вне вакуумной части выходного волновода, без изменения массы и габаритов НМЛК и нарушения вакуума.

2) Практическая значимость заключается в расширении функциональных возможностей аппаратуры радиосвязи, в которой используются низковольтные многолучевые клистроны.

Практическую значимость подтверждают также разработанные автором рекомендации для модернизации резонаторной системы и вывода энергии НМЛК Ку и К-диапазонов, реализация которых позволяет существенно расширить полосу усиления без увеличения массы и габаритов, с сохранением выходной мощности на уровне 300-500 Вт, что обеспечивает повышение энергоэффективности систем радиосвязи.

3) На производственных мощностях АО "НПП "Алмаз" разработаны перспективные экспериментальные образцы НМЛК К-диапазона, которые могут быть использованы в качестве научного задела при проведении научно-исследовательских работ по освоению приборами этого класса новых частотных диапазонов (акт внедрения). Результаты, полученные в диссертационной работе, были использованы при выполнении гранта в рамках Всероссийского инновационного конкурса «УМНИК-2017», финалистом которого является автор.

4) Разработанные макеты резонаторных систем могут использоваться в качестве учебного пособия при прохождении производственной практики студентами кафедры «Электронные приборы и устройства» СГТУ имени Гагарина Ю.А., а также при выполнении практических работ по дисциплине «Проектирование и технология электронной компонентной базы», изучаемой в рамках направления «11.03.04 Электроника и нанoeлектроника» (акт об использовании).

Положения, выносимые на защиту:

1) Повышение электронного КПД в 1,36 раза (с 43,3% до 59,2%) в НМЛК Ку-диапазона достигается формированием в выходном резонаторе слетающего электронного сгустка с минимальным разбросом скоростей, при выборе отстройки резонансных частот резонаторов Δf_m относительно центральной рабочей частоты f_0 из следующих приближенных соотношений:

$$\frac{\Delta f_m}{\Delta f_0} = K_m,$$

где $m=1...6$ – номер резонатора, $K_1=-0,01$, $K_2=-0,59$, $K_3=1,57$, $K_4=1,91$, $K_5=0,806$, $K_6=0$; $\Delta f_0 = \frac{f_0}{2Q_H}$ – полуширина полосы пропускания, измеренная по уровню половинной мощности; Q_H – нагруженная добротность выходного резонатора.

2) Применение на входе и выходе НМЛК четырехзвенной гибридной многомодовой фильтровой системы позволяет расширить полосу рабочих частот в 2,6 раза (со 120 МГц до 310 МГц) или же осуществлять его работу в двух близко расположенных полосах усиления с возможностью активного управления формой АЧХ без изменения массогабаритных параметров.

3) Для исключения самовозбуждения в НМЛК Ку-диапазона, имеющего на входе колебательную систему, состоящую из двух связанных через щель однозачорных резонаторов, возбуждаемых одновременно на π и 2π -виде колебаний, следует избегать режимов, при которых угол пролета между центрами зазоров на π -виде колебаний имеет следующие экспериментально определенные значения:

$$\theta_s = 2\pi (m+0,2),$$

где $m=1$ – номер первой зоны генерации.

Методология и методы исследования, достоверность и обоснованность результатов:

Поставленные в работе задачи были решены с использованием комплекса современных программ, включая программы трехмерного и двухмерного электродинамического моделирования «CST Studio Suit», «Азимут», а также одномерных программ моделирования процесса взаимодействия в клистроне, основанных на дисковых моделях, таких как «AJDISK». Достоверность теоретических результатов обеспечивалась корректным использованием

математического аппарата, основанного на уравнениях электровакуумной СВЧ электроники и законах электродинамики, а также сравнением с известными расчетными и экспериментальными данными, приведенными в отечественных и зарубежных публикациях по многолучевым клистроном. Достоверность результатов эксперимента обеспечивалась использованием современного измерительного и испытательного оборудования, имеющегося на предприятии АО «НПП «Алмаз» г. Саратов.

Апробация работы и публикации:

Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на 7 научно-технических конференциях, 2-х семинарах и 1 конкурсе: Юбилейной научно-технической конференции «Электронные приборы и устройства СВЧ», посвященной празднованию 60-летия АО «НПП «Исток» (Фрязино, 2013); Юбилейной научно-технической конференции «Электронные приборы и устройства СВЧ», посвященной празднованию 60-летия АО «НПП «Алмаз» (Саратов, 2017); XXX международной научной конференции «Математические методы в технике и технологиях - ММТТ-30» (Саратов, 2017); XVII международной зимней школе-семинаре по радиофизике и электронике СВЧ (Саратов, 2018); Юбилейной научно-технической конференции «Мощные вакуумные СВЧ приборы - 2019», посвященной празднованию 60-летия АО «НПП «Торий» (Москва, 2019); XIV международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (Саратов, 2020); Всероссийском инновационном конкурсе «УМНИК-2017» (Саратов, 2017); XXI координационном научно-техническом семинаре по СВЧ технике, 60-лет АО «НПП «Салют», (Нижегородская область п. Хахалы, 2021); Юбилейной научно-технической конференции «Электронные приборы и устройства СВЧ», посвященной празднованию 65-летия АО «НПП «Алмаз» (Саратов, 2022); XIII Всероссийской научно-технической конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ» (Санкт-Петербург, 2024).

Публикации:

по материалам диссертационной работы опубликовано 13 печатных работ, из

них 3 статьи в рецензируемых журналах, входящих в перечень ВАК РФ, 2 работы в единой реферативной базе данных Scopus и Web of Science и 1 патент на изобретение.

Личный вклад автора:

- представленные результаты расчетов и экспериментальных исследований получены автором самостоятельно под контролем научного руководителя работы;
- в работах, выполненных с соавторами, ему принадлежат: результаты проведенных расчетов на ЭВМ, результаты «холодных» измерений резонансных систем и результаты динамических испытаний НМЛК. Автор принимал непосредственное участие в обработке и интерпретации теоретических и экспериментальных данных, формулировке научных положений и подготовке основных публикаций по выполненной работе.

Структура и объем диссертации:

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка использованных источников литературы и собственных работ автора. Материалы диссертации изложены на 138 страницах; содержат: 86 рисунков, 17 таблиц и список цитированной литературы, состоящий из 82 наименования.

ГЛАВА 1. Современное состояние и проблемы дальнейшего развития миниатюрных широкополосных многолучевых клистронов

1.1 Область и объект исследований

Одной из ключевых задач современной вакуумной СВЧ электроники является разработка электровакуумных приборов, работающих в импульсном или в квазиимпульсном режимах в коротковолновой части сантиметрового и миллиметровом диапазонах длин волн. Для применения таких приборов в качестве оконечных усилителей в малогабаритных бортовых радиолокационных системах и системах связи Ku (от 10,7 до 18 ГГц) и К (от 18 до 26,5 ГГц) диапазонов они должны иметь низкие питающие и модулирующие напряжения, малые габариты и массу, а также высокую устойчивость к воздействию жестких механических нагрузок.

Особое место среди других, близких по назначению, типов приборов СВЧ, таких как клистрон распределенного взаимодействия – КРВ [1], ЛБВ [2] и твердотельные усилители [3], занимают низковольтные (малогабаритные и миниатюрные) многолучевые клистроны (НМЛК). Важнейшими их преимуществами перед указанными аналогами являются низкие питающие и модулирующие напряжения, малые габариты и масса.

Работы по созданию этого, принципиально нового, класса миниатюрных импульсных многолучевых клистронов, отвечающих совокупности всех вышеперечисленных требований, впервые были начаты в научно-производственном предприятии «Исток» в 80-е годы 20-го века по инициативе А.Н. Королева [4]. В последующие годы на этом предприятии исследование и разработку НМЛК, работающих в составе мощных комплексированных СВЧ изделий проводили и проводят Гельвич Э.А., А. Д. Закурдаев, Е.В. Жарый, С.С. Зырин, В.И. Пугнин, М.С. Востров, А.П. Макаров, А.С. Котов и др. [5,6,7,8]. Эти приборы обычно работают в импульсном режиме в диапазоне частот от 10,7 до 18,0 ГГц (Ku-диапазон) при скважности от 20 до 3. Уровень их выходной мощности

изменяется от сотен ватт до 1 кВт в диапазоне выбора величины ускоряющего напряжения от 2,5 до 4 кВ.

В таблице 1.1 и 1.2 приведены основные параметры серийно выпускаемых НМЛК, разработанных к настоящему времени в РФ [9].

Таблица 1.1 Основные параметры НМЛК

Рабочий диапазон	Выходная импульсная мощность, $P_{\text{вых}}$, Вт	Выходная средняя мощность, $P_{\text{вых. ср.}}$, Вт	Полоса усиления Δf , МГц	Ускоряющее напряжение U_0 , кВ	КПД, %	Масса m , кг	Наименование прибора
Ku	330	110	60	2,2-2,4	25	1,0	КИУ-160М
	500	133	<60	2,8-3,2	25-30	0,5	Репер ИМ
	400	133	150-200	2,8	22	1,0	КИУ-213
	400	133	150-300	2,7-2,8	20-22	0,5	КИУ-211 КИУ-241 КИУ-223А
	1200	50-80	100-200	3,8-4,0	22-25	1,3	КИУ-173 КИУ- 176
X	400	133	200	2,5	25	1,2	КИУ-223Б
Ka	300	30	100	4,0	10	1,0	КИУ-223В
	150	30-50	100-150	4,0	8-10	1,0-1,2	KSH-05

Таблица 1.2. Основные параметры НМЛК в Ку-диапазоне при скважности 3

Тип прибора	Рабочий диапазон, ГГц	Выходная импульсная мощность $P_{вых}$, Вт	Скважность Q	Δf , МГц	K_u , дБ	Ускоряющее напряжение U_0 , кВ	Ток катода $I_{кат}$, мА	Время готовности, с	Масса, кг
I	13...14	500	3	60 (-1дБ)	40	2,2...2,5	600	15"	1,0
II	17	400	3	40(-2дБ)	45..50	2,54	600	15"	0,9
III	16...17	200	3	50(-2дБ)	45	2,3...3,0	500	20"	1,2

На рисунке 1 показан внешний вид этих приборов.



Рисунок 1 – Внешний вид малогабаритных и миниатюрных клистронов

Исследованием и разработкой 19-лучевых НМЛК, работающих в Ку-диапазоне, проводили также Д.Н. Золотых, И.О. Чигуров и др. в АО «НПП «Алмаз» г.Саратов [10,11]. Внешний вид одного из разработанных на этом предприятии приборов представлен на рисунке 2.



Рисунок 2 – Лабораторный образец НМЛК

Электронный КПД данного клистрона не превышает 22%, выходная импульсная мощность составляет 400-500 Вт в полосе 130 МГц, средний КПД около 20-30%.

Сравнительно недавно в Индии также были начаты исследования по разработке НМЛК, работающих в Ku-диапазоне. В работе [12] приведены результаты трехмерного моделирования миниатюрного импульсного клистрона с выходной мощностью 300 Вт и коэффициентом усиления 40 дБ, полученные при ускоряющем напряжении 3,5 кВ и среднем токе катода 300 мА. Результаты экспериментального исследования такого прибора в доступной литературе в настоящее время отсутствуют.

Сравнение приведенных выше данных показывает, что по совокупности своих технических и эксплуатационных характеристик НМЛК, разработанные к настоящему времени в России, являются лучшими в своем классе и определяют мировой технический уровень.

Ужесточение требований к малогабаритным радиолокаторам бортового и наземного базирования, в которых используются НМЛК, приводит к необходимости разработки новых приборов этого класса, работающих в диапазоне частот 18.... 36 ГГц. Требование увеличения полосы рабочих частот усилителей с выходной мощностью порядка 400 Вт, предназначенных для работы в качестве источников электромагнитных волн в составе радиолокационных комплексов (РЛК), имеет важное значение для повышения помехозащищенности аппаратуры

1.2 Особенности конструкции малогабаритных многолучевых клистронов

Рисунок 3 – Схематическое изображение конструкции многолучевого клистрона

Прибор содержит электронно-оптическую, фокусирующую и резонаторную системы, а также системы ввода и вывода СВЧ энергии и коллектор. Трубы дрейфа содержат 19 парциальных пролётных каналов с радиусом $a = 0,25$ мм.

Многочуевой электронный поток формируется электронной пушкой, состоящей из катода, фокусирующего и модулирующего электродов и анода. Резонансная система содержит 6 резонаторов ($n=6$). Они имеют прямоугольную форму (рисунок 4), что позволяет выполнить клистрон в виде единого блока. Конкретное значение относительного диаметра пролетной трубы прибора D/λ выбирается из интервала значений $0,1 < D/\lambda < 0,5$ с учетом наиболее плотной упаковки каналов в пролетной трубе, которая в свою очередь выбирается исходя из требуемых диаметров и количества каналов, а также из заданного диапазона рабочих частот. Ограничение в сторону уменьшения диаметра трубы $D/\lambda > 0,1$ связано с резким возрастанием плотности тока в отдельных электронных пучках при уменьшении диаметра трубы дрейфа [14].

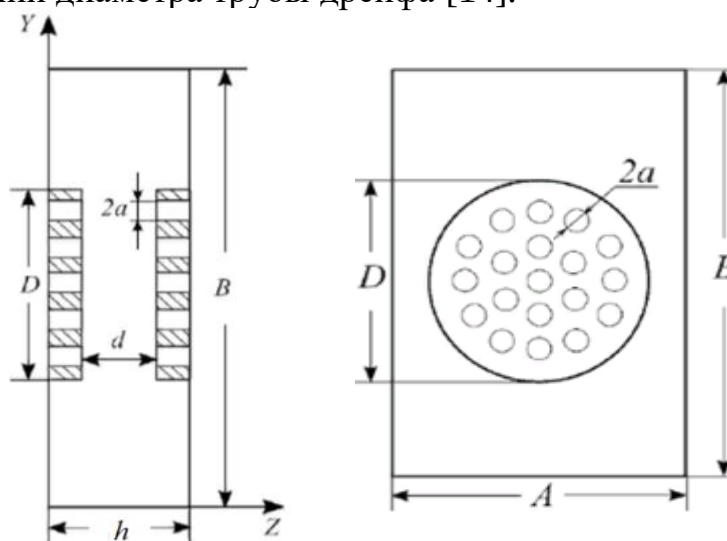


Рисунок 4 – Продольное и поперечное сечения резонатора

Характерные относительные геометрические размеры этих резонаторов приведены в таблице 1.3.

Таблица 1.3 Относительные размеры резонаторов

Параметр	Относительная величина	Значение
Ширина резонатора	A/λ	0,26
Длина резонатора	B/λ	0,35
Высота резонатора	h/λ	0,15
Длина зазора	d/λ	0,015
Внешний диаметр пролетной трубы	D/λ	0,2

Эти размеры выбраны из условия получения оптимального для широкополосного усилителя комплекса электронных и электродинамических параметров [15], к числу которых относятся:

M_n — коэффициент взаимодействия пучка с высокочастотным электрическим полем, показывающий насколько падает за счет инерции электронов эффективность обмена энергии в зазоре конечной величины,

$\frac{G_{en}}{G_0}$ — относительная активная составляющая комплексной электронной проводимости Y_{en} , шунтирующей резонатор;

$\frac{B_{en}}{G_0}$ — относительная реактивная составляющая комплексной электронной проводимости Y_{en} , шунтирующей резонатор;

$\omega_{0n} = \frac{1}{\sqrt{L_n C_n}}$ — резонансная частота;

$\rho_n = \sqrt{L_n / C_n}$ — характеристическое сопротивление.

Как и в однолучевых клистродах [16] в прототипе можно выделить линейный группирователь, состоящий из трех первых резонаторов (1-3). Он формирует полосу усиливаемых частот и обеспечивает требуемый коэффициент усиления. Кроме того, он должен сформировать амплитудно-частотную характеристику с заданным уровнем усиления, обеспечив амплитуду в зазоре первого резонатора 4 нелинейного группирователя около $0,1U_0$ во всей полосе частот. Выбор размеров труб дрейфа в значительной мере зависит от частоты колебаний плазмы ω_p .

$$\omega_p = \left(\frac{\left(\frac{e}{m}\right)\rho_o}{\varepsilon_o} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (1)$$

где $\frac{e}{m}$ – отношение заряда электрона к его массе;

ρ_o – плотность заряда;

ε_o – диэлектрическая проницаемость свободного пространства.

Частота плазменных колебаний в присутствии труб дрейфа понижается (редуцируется) до величины:

$$\omega_q = R_p \omega_p, \quad (2)$$

где R_p – коэффициент редукции.

Для получения оптимального соотношения между электронным КПД и коэффициентом усиления [17] расстояния между центрами резонаторов линейной части группирователя $S_{k,k+1}$ выбраны из условия, что они не превышают величину 0,1 от редуцированной плазменной длины волны.

$$\lambda_q = 2\pi v_0 q / \omega, \quad (3)$$

где $v_0 = 5,932 \cdot 10^5 \sqrt{U_0}, \frac{\text{м}}{\text{сек}}$ – скорость электронов;

$\omega = 2\pi f_0$ – круговая частота усиливаемого сигнала;

f_0 – центральная частота полосы усиления;

$q = \frac{\omega}{\omega_q}$ – параметр пространственного заряда;

U_0 – ускоряющее напряжение.

Нелинейный группирователь, включающий в себя резонаторы 4-6, предназначен для повышения электронного КПД прибора. В состав группирователя входит удлиненная четвертая труба дрейфа, позволяющая увеличить содержание тока второй гармоники в электронном пучке [18].

Таблица 1.4. Нормированные расстояния между центрами зазоров

Номер трубы дрейфа, k	1	2	3	4	5
$S_{k,(k+1)}/\lambda_q$	0,092	0,092	0,092	0,13	0,092

Для получения широкой полосы усиления на выходе прибора установлена двухсвязная фильтровая система. Она содержит активный одноззорный резонатор

6, связанный с пассивным резонатором через элемент связи, который включает в себя круглый диэлектрическим стержень ($\epsilon_r=9$), герметично установленный в канале, связывающим выходной прямоугольный волновод с активным резонатором. Аналогичный по конструкции элемент связи установлен и на входе прибора.

1.3 Принцип действия и режим работы НМЛК

Принцип работы многорезонаторных клистронов хорошо известен. Он основан на использовании процессов скоростной модуляции электронных потоков, проходящих через зазоры объемных резонаторов, с последующим их группированием в сгустки на участках дрейфа, свободных от внешних СВЧ полей [19, 20].

В отличие от однолучевых клистронов в НМЛК общий электронный поток, характеризующийся полным током I_0 и ускоряющим напряжением U_0 , разбивается на множество электронных лучей ($N=18-19$) с малым пространственным зарядом, определяемым небольшим микропервеансом одного луча:

$$p_{\mu 1} = (10^6)(I_0/N)/U_0^{3/2} \leq 0,3 \text{ мкА/В}^{3/2}, \quad (4)$$

За счет этого можно, по сравнению с однолучевым прибором одинаковой подводимой мощности $P_0 = I_0 U_0$, снизить величину ускоряющего напряжения в 3,2 – 3,3 раза. Одновременно удастся расширить полосу усиливаемых частот, а также повысить электронный КПД [21].

Рассмотрим далее особенности физических процессов, протекающих в пространстве взаимодействия многолучевого клистроны, выбранного в качестве прототипа. Исходные параметры режима определены требованиями, предъявляемыми разработчиками бортовых РЛС: ускоряющее напряжение $U_0 \leq 3000$ В, общий ток всех 19 пучков $I_0 \leq 0,8$ А. Под действием ускоряющей разности потенциалов между катодом и анодом пушки, и в сопровождении сильного продольного фокусирующего магнитного поля, этот невозмущенный

электронный поток влетает в бессеточный зазор d_1 , угол пролета которого ($\theta = \frac{\omega d_1}{v_0} \cong 0,8 \div 0,85$ рад) в основном определяет эффективность процесса скоростной модуляции в этом зазоре.

Под действием входного сигнала, поступающего в этот резонатор через ввод энергии, возбуждается продольное электрическое СВЧ поле:

$$E_{m1} \sin \omega t_1 = (U_{m1}/d_1) \sin \omega t_1, \quad (5)$$

где t_1 – время поступления входного сигнала.

Это поле производит скоростную модуляцию электронного потока:

$$v = v_0 + M_1 \frac{v_0 U_{m1}}{2 U_0} \sin \omega t_1, \quad (6)$$

Процессы группировки в клистроне протекают в расположенных между резонаторами многоканальных трубах дрейфа, в которых на электроны действуют только силы пространственного заряда.

Начало этого процесса происходит в трубе дрейфа l_{12} между первым и вторым резонатором, где ускоренные электроны догоняют более медленные электроны. Образовавшиеся, таким образом, электронные сгустки содержат в конце трубы дрейфа (на рисунке 5а – сечение z_2) гармонические составляющие конвекционного тока многих частот, из которых максимальную величину по сравнению с постоянной составляющей тока I_0 имеет первая гармоника $I_{1\text{конв}}$.

Из рисунка 5б видно, что в течение одного периода в сечении 1 образуется один сгусток, а в сечении 2 – два сгустка, образующиеся за счет обгона электронов.

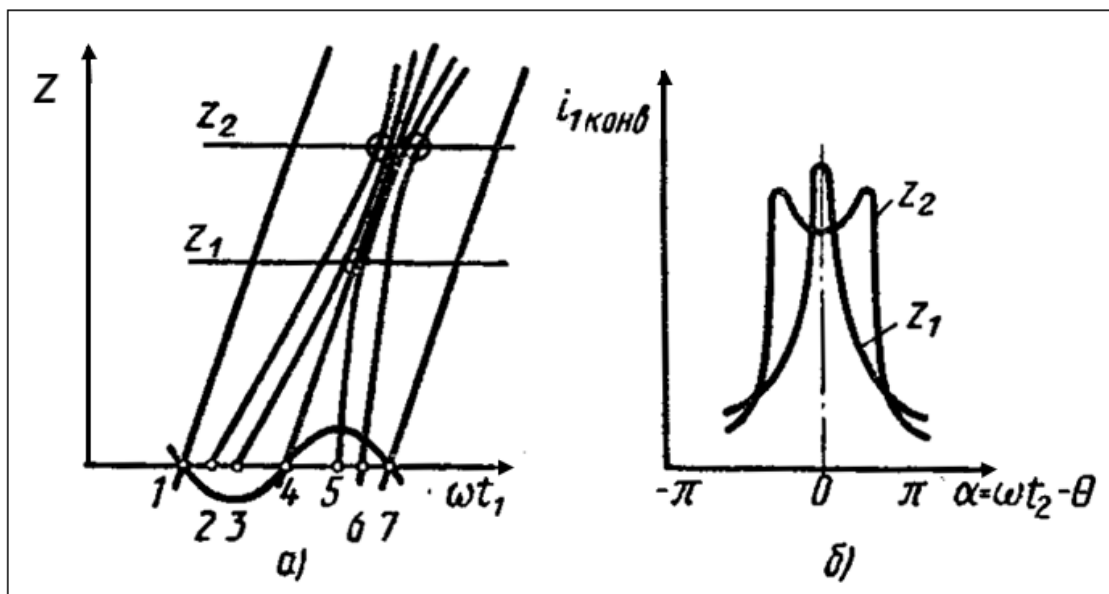


Рисунок 5 – Пространственно-временная диаграмма, показывающая группировку электронов в пространстве дрейфа при учете действия сил пространственного заряда (а) и волны конвекционного тока на разной длине пространства дрейфа (б)

Эти сгустки далее поступают в резонатор 2 с круговой частотой, равной частоте входного сигнала $\omega = 2\pi f_0$, где f_0 – центральная частота полосы усиления. В результате обмена электромагнитной энергией между пучком и полем резонатора 2, на зазоре этого резонатора наводится ВЧ напряжение U_{m2} . Его величина может быть определена по обычным электротехническим соотношениям:

$$U_{m2} = K_{i1} I_0 M_2 R_{н2} \cos \varphi_2, \quad (7)$$

В этом выражении введены следующие обозначения параметров:

$K_{i1} = I_{1\text{конв}}/I_0$ – относительная величина первой гармоники конвекционного тока;

$R_{н2} = 1/[G_{e2} + 1/(\rho_2 Q_{02})]$ – сопротивление резонатора с учетом шунтирующего действия проводимости электронной нагрузки G_{e2} ;

φ_2 – фазовый угол расстройки 2-го резонатора, учитывающий изменение частоты настройки резонатора под действием реактивной электронной проводимости B_{e2} .

Так как резонатор 2 не связан с внешней нагрузкой, то ВЧ напряжение U_{m2} превышает по амплитуде напряжение на зазоре первого резонатора U_{m1} . Напряжение U_{m2} , в свою очередь, производит более интенсивную скоростную модуляцию электронного потока. В остальных резонаторах линейного группирователя процессы формирования сгустков подобны процессам в первом усилительном каскаде.

Однако режим работы клистрона на участке нелинейного группирователя происходит при более высоком уровне модуляции пучка, при котором главную роль начинают играть нелинейные эффекты, связанные с влиянием расталкивающего действия сил пространственного заряда, противодействующего силам действия СВЧ полей. В идеальном случае для получения в конце группирователя «слетающегося сгустка» необходимо, чтобы обгона не было, а силы пространственного заряда должны быть соизмеримы с силами воздействия СВЧ полей [22]. Однако в реальных условиях, силы пространственного заряда ускоряют электроны перед сгустком и замедляют те, которые находятся непосредственно за центром сгустка.

Это приводит к добавлению второй гармоники к распределению скоростей, и это же уменьшает разброс скоростей сгустка. Внутри первоначально плотного сгустка образуются два сгустка, оставляя между собой область ($\psi \approx \pi$) с разреженной электронной заселенностью. Затем в удлиненной трубе дрейфа эти два сгустка постепенно сходятся друг к другу, образуя меньшую длину области разряжения.

Для достижения более эффективной нелинейной модуляции луча и получения желаемой структуры электронного сгустка на выходе клистрона, а также с целью уменьшения перепада амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), резонаторы группирователя должны быть настроены по частоте определенным образом. Различают различные типы расстройки:

1) наиболее распространенной является индуктивная расстройка, которая происходит при повышении частоты резонатора, что увеличивает степень группировки;

2) емкостная расстройка, которая происходит при понижении частоты резонатора, что уменьшает степень группировки, но «выравнивает» скорости электронов.

Классической в клистронном усилителе является настройка частоты первого резонатора f_1 и выходного резонатора f_6 вблизи центральной частоты полосы усиления f_0 , второго резонатора f_2 – на длинноволновом f_H , а последнего резонатора линейного усилителя f_3 – на коротковолновом f_B краях полосы усиления. Как правило, частоту четвертого резонатора настраивают в пределах полосы усиления выше частоты третьего резонатора f_3 . Такая схема настройки приведена на рисунке 6.

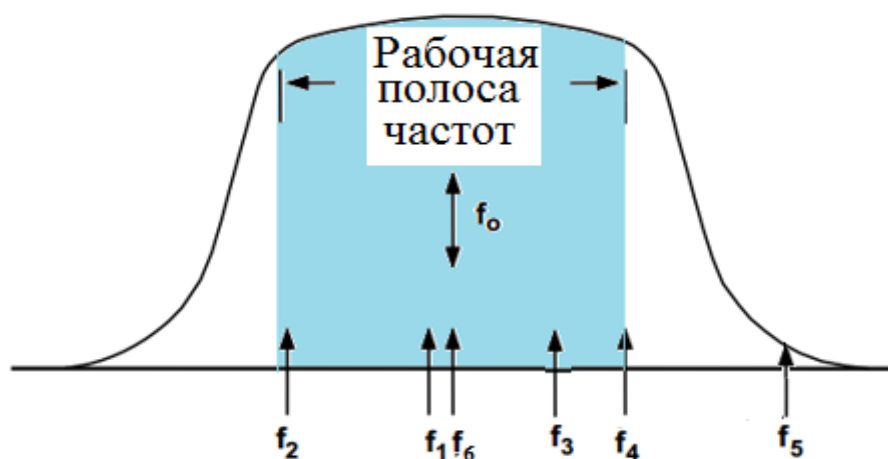


Рисунок 6 – Классическая схема настройки резонаторов клистрона

После нелинейного группирователя электронные сгустки поступают в выходной активный резонатор 6, в котором происходит отбор энергии от модулированного по плотности электронного потока. В результате этого процесса происходит резкое торможение сгустков электронов в сильном высокочастотном поле этого резонатора, характеризующимся относительной амплитудой ВЧ напряжения $\frac{U_{m6}}{U_0} \approx 1$. Колебательная мощность P_e , выделяемая модулированным электронным потоком в выходном резонаторе может быть вычислена следующим образом:

$$P_e = P_0 \eta_e, \quad (8)$$

где $P_0 = I_0 U_0$ – мощность, подводимая к усилительному клистрону от источника анодного напряжения;

η_e – электронный КПД.

$$\eta_e \cong \frac{1}{2} \frac{I_1}{I_0} M_{н6} \frac{U_{m6}}{U_0} \cos \varphi_6, \quad (9)$$

где $M_{н6}$ – нелинейное значение коэффициента эффективности взаимодействия в выходном резонаторе, вычисленное с учетом уменьшения скорости электронов в выходном зазоре.

Для выходной резонансной цепи, состоящей из одного активного резонатора можно определить выходную мощность в нагрузке $P_{\text{вых}}$ следующим образом:

$$P_{\text{вых}} = P_0 \eta, \quad (10)$$

где $P_0 = I_0 U_0$ – мощность, подводимая к усилительному клистрону от источника анодного напряжения;

$$\eta = \eta_e \cdot \eta_k = \eta_e \cdot \left(1 - \frac{Q_{н(вых)}}{Q_0}\right) - \text{полный КПД};$$

η_k – контурный КПД выходного резонатора;

$Q_{н(вых)}$ – нагруженная добротность выходного резонатора;

Q_0 – собственная добротность выходного резонатора.

Опыт показывает [23], что при разумном выборе частот резонатора группирователя и оптимальной мощности возбуждения можно ожидать в коротковолновой части СВЧ диапазона следующие значения параметров выходной цепи:

$$\frac{I_{16}}{I_0} = 1.2 \div 1.4; M_{н6} = 0.8; \frac{U_{m6}}{U_0} \approx 1.0; \cos \varphi_6 = \pi. \quad (11)$$

В широкополосном усилителе, когда полоса Δf используется полностью, на центральной частоте f_0 рекомендуется взять меньшее значение $\frac{I_{16}}{I_0} = 1.2$. При подстановке значений этих параметров в уравнение (9) получаем $\eta_e \approx 40\%$.

Следует учесть, что дополнительное понижение эффективности взаимодействия (на 2-5%) происходит в группирователе за счет эффекта «расслоения» электронов [24]. К уменьшению КПД (примерно на 10%) приводит и

радиальная неравномерность поля в пролетных трубах [25]. Поэтому в реальной конструкции НМЛК, при указанных выше условиях, можно получить $\eta_e \approx 20 \div 30\%$ и выходную мощность $P_{\text{вых}} \approx 500 \div 700$ Вт.

1.3 Пути расширения полосы усиливаемых частот

При создании импульсных усилителей СВЧ с выходной мощностью порядка 400 Вт, прежде всего, решается задача увеличения мгновенной полосы усиления, то есть обеспечение работы усилителя в заданной области Ку и К- диапазонов частот с минимальным перепадом выходной мощности (около 1,5 дБ), при желательном сохранении выходных энергетических и массогабаритных характеристик усилителей.

Ширина полосы частот зависят от настроек резонаторов. Часто в клистронах используется скиртронная схема настройки и ее модификации, при которой все промежуточные резонаторы настроены на частоту, превышающую частоту сигнала. Такая схема позволяет получить достаточно широкую полосу частот при высоком электронном КПД.

Как известно [26], полоса частот в клистроне Δf может быть определена следующим образом:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\rho M_n^2 \cdot P_{\text{вых}}^{\frac{1}{5}} p^{\frac{4}{5}}}{\eta_e^{\frac{1}{5}}} K_I K_F, \quad (12)$$

где $K_I = \frac{I_1}{I_0}$ – относительная величина конвекционного тока в выходном резонаторе;

K_F – коэффициент расширения полосы Δf за счет применения фильтровых систем.

Анализ уравнения (12) показывает, что при заданном уровне выходной мощности и выбранной величине электронного КПД для расширения полосы, необходимо повышать относительную величину первой гармоники тока на выходе прибора ($K_I > 1$) путем увеличения числа резонаторов, однако при фиксированной

длине прибора это может привести к уменьшению коэффициента усиления и появлению неравномерности усиления на краях полосы пропускания.

Другой способ расширения полосы усиления – применение многосвязных фильтровых систем ($K_F > 1$).

Наиболее эффективным способом расширения полосы в настоящее время является увеличение числа зазоров. Например, у наиболее простого по конструкции двухзазорного резонатора, образованного связанными через щель однозазорными резонаторами, эффективное характеристическое сопротивление ρM_n^2 в 1,5÷2 раза больше, чем у составляющих его однозазорных резонаторов [27]. Однако, существует целый ряд принципиальных ограничений данного подхода. Увеличение числа зазоров ($N > 2$) приводит к уменьшению разреженности спектра резонансных частот и появлению высших мод с вариацией поля по длине резонатора с высоким значением импеданса. Это приводит к необходимости частотной «отстройки» паразитных видов колебаний. Поэтому выходные резонаторы с двойным зазором наилучшим образом подходят для повышения ширины полосы усиления клистронов при работе в одномодовом режиме.

1.4 Одномодовый режим работы двухзазорного резонатора

Как известно [28], в двухзазорном резонаторе могут одновременно возбуждаться 2 моды, которые соответствуют синфазному (2π) и противофазному (π) типам распределения электрического поля в зазорах. При этом в качестве основной моды в рабочей полосе частот моды выбирается синфазный вид колебаний. Обычно считают, что оптимальный режим отбора мощности в нагрузку в выходном двухзазорном резонаторе, возбуждаемом на 2π - виде колебаний достигается при и выборе угла пролета из следующего условия [29]:

$$\theta_s = \frac{\omega S}{v_0} = \pi(1,6 \div 1,7), \quad (13)$$

Известна, например, конструкция широкополосного многолучевого миниатюрного низковольтного клистронов 2-х сантиметрового диапазона длин волн

в выходной цепи которого в качестве выходного активного резонатора выбран двухзазорный резонатор с рабочей модой, соответствующей 2π - виду колебаний с углом пролета между зазорами $\theta_s = 1,78\pi$. Внешний вид резонансной системы этого клистрона показан на рисунке 7 [30].

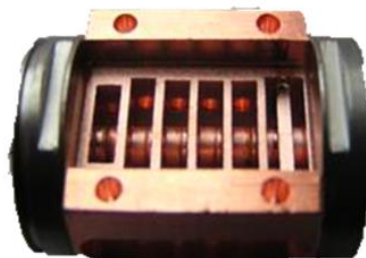


Рисунок 7 – Конструкция резонансной системы НМЛК 2-х сантиметрового диапазона длин волн

Наибольшие возможности для расширения полосы представляет режим работы активного двухзазорного резонатора, взаимодействующего с пучком одновременно на двух модах колебаний.

1.5 Особенности режима работы активного двухзазорного резонатора одновременно на двух модах колебаний

Данный режим работы впервые был описан в работе [31]. На рисунке 8а представлена конструкция двухзазорной резонансной системы однолучевого клистрона, образованной двумя, связанными через щель связи однозазорными резонаторами (выходным и предвыходным). Эквивалентная схема этой системы приведена на рисунке 8б.

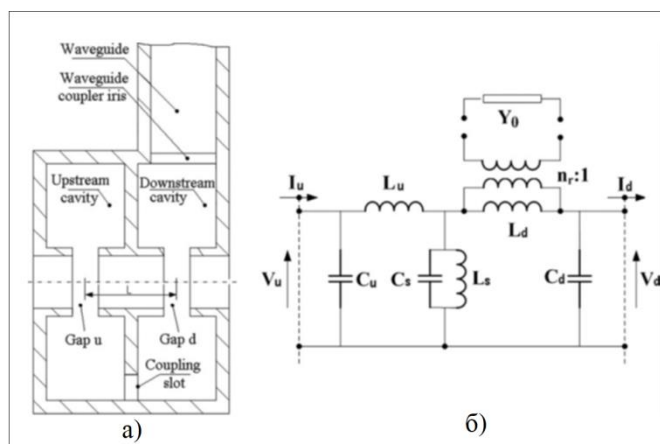


Рисунок 8 – а) Конструкция выходной активной двухзазорной резонансной системы, б) Ее эквивалентная электрическая схема

Как уже было сказано выше, эта система имеет два режима резонанса: на одной резонансной частоте напряжения в зазорах взаимодействия резонаторов находятся в фазе – это известно, как нулевой или 2π - режим; на другой резонансной частоте напряжения в зазорах находятся в противофазе – это известно как π - режим. Эти два активных связанных резонатора можно рассматривать как элементы двухзвенной активной фильтровой системы, где в качестве дополнительного резонатора для расширения полосы используется резонанс на π - моде. Параметры двухзазорного резонатора подобраны таким образом, чтобы отклик обеих мод перекрывался в середине диапазона, а угол пролета между центрами зазоров ($\theta_s=4,1$ рад) выбран таким образом, чтобы работа клистрона была стабильна по всему диапазону. Сравнение АЧХ выходной секции описанного выше способа позволяет получить большую ширину полосы пропускания при немного меньшем минимальном сопротивлении, чем в одномодовом режиме.

Особенностью работы в двухмодовом режиме является то, что при относительно широкой полосе усиливаемых частот, паразитные виды колебаний, связанные с диэлектрическим резонансом вывода энергии, могут попасть в рабочую полосу и образовывать режекторный фильтр (рисунок 9) с возможностью перестройки частоты этого фильтра. Этот факт можно полезно использовать в радиолокации для управления формой АЧХ, например, для усиления сигналов,

находящихся в двух близкорасположенных полосах или для сигналов, находящихся вне полосы рабочих частот.

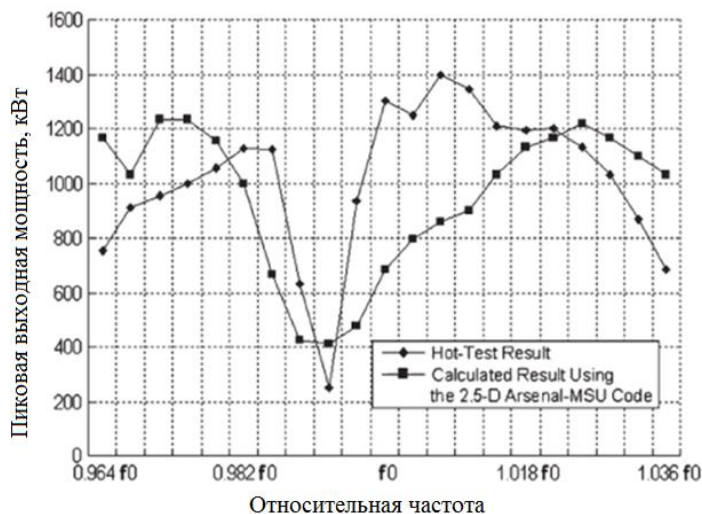


Рисунок 9 – Двухполосный режим усиления в двухзачерном двухмодовом резонаторе

1.6 Улучшение полосовых характеристик клистрона с помощью пассивных резонансных систем

На данный момент в практике разработки клистронов широко используется комбинированный метод расширения полосы, реализуемый за счет одновременного использования активных и пассивных резонансных систем, представляющих собой фильтровую систему (ФС) [32]. Известен патент, в котором предложены полосовые фильтровые системы в виде нескольких взаимосвязанных однозачерного активного и пассивного прямоугольных резонаторов [33]. Однако даже при применении таких систем очень сложно получить широкую полосу усиления (более 1,5-2%). Для этого необходимо увеличивать число резонаторов до 7 и проводить сложную настройку прибора. При этом массогабаритные характеристики клистрона ухудшаются, что является существенным недостатком [34]. В патенте [35] представлена конструкция трехзвенной выходной ФС, состоящей из активного двухзачерного выходного резонатора, работающего в двухмодовом режиме и одного пассивного резонатора.

На рисунке 10 приведено схематическое изображение этой резонансной системы. Она имеет выходную секцию, которая содержит 3 связанных резонатора C_1 , C_2 и C , из которых два, то есть C_1 и C_2 , соединены непосредственно с пучком и соединены вместе прорезью S в их общей стенке, а один - C , присоединен к последнему резонатору C_2 выходной секции через внутреннюю диафрагму 13. Резонатор C не соединен непосредственно с резонатором C_1 . Выходной волновод 14 соединен с резонатором C через внешнюю диафрагму 15. В резонаторе C предусмотрен регулировочный винт. Как показано на рисунке, прорезь Π удалена от резонатора C , в результате чего он не соединен непосредственно с резонатором C_1 . Цифры 20 и 21 обозначают зазоры взаимодействия в резонаторах C_1 и C_2 . Зазоры резонаторов C_1 , C_2 представляют собой две зоны взаимодействия электронного пучка.

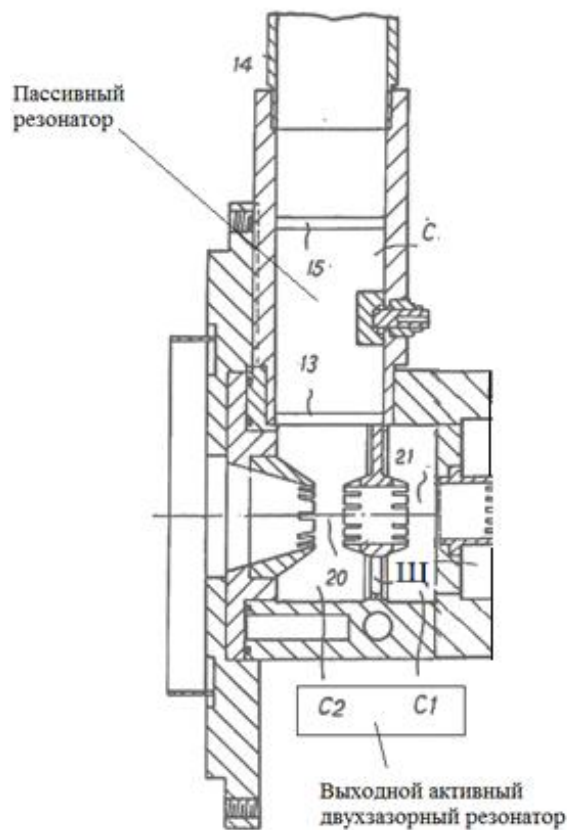


Рисунок 10 – Трехзвенная фильтровая система

Сравнение АЧХ клистрона с двухзвенной и трехзвенной фильтровыми системами приведено на рисунке 11.

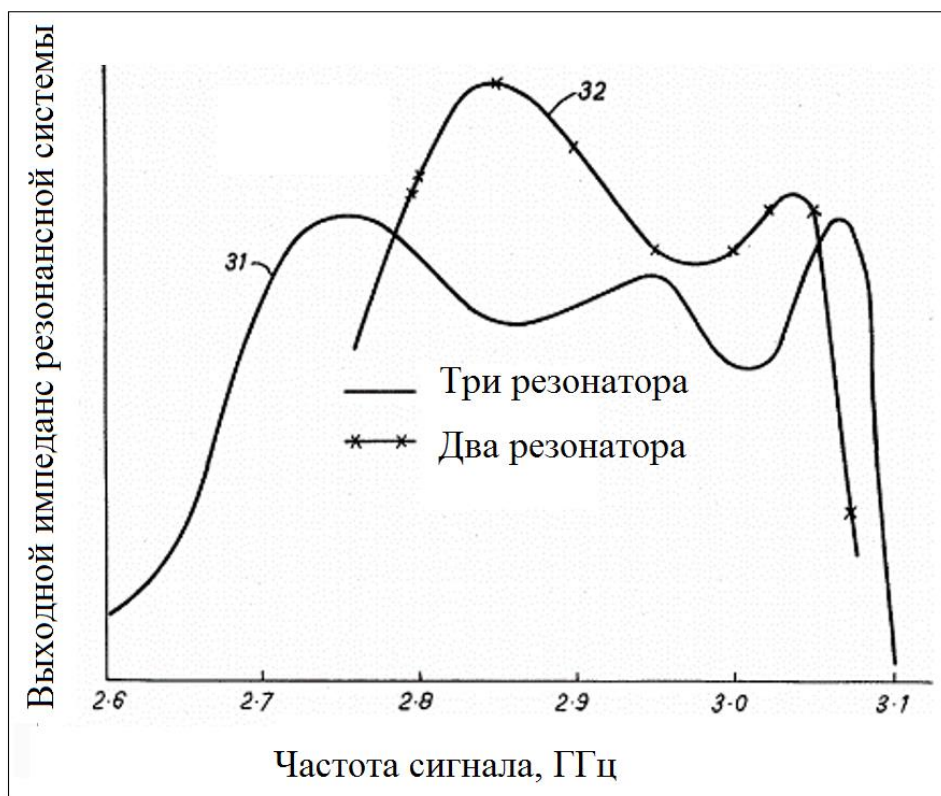


Рисунок 11 – Амплитудно-частотная характеристика клистрона с двухзвенной и трехзвенной фильтровыми системами

В зависимости от требуемой полосы частот используются не только двух-, но и трехзвенные и четырехзвенные ФС. Известен, например, широкополосный многолучевой клистрон, предназначенный для работы в средневолновой части сантиметрового диапазона [36], конструкция его резонансной системы представлена на рисунке 12.

Он содержит трехзвенную фильтровую систему, состоящую из выходного активного двухзачорного резонатора 1 и двух пассивных резонаторов, расположенных в вакуумной части клистрона и выполненных в виде двух резонансных камер 4 и 6, разделенных диафрагмами 2 и снабженных регулируемыми штырями 4, 10. На выходе второго пассивного резонатора установлено вакуумно-плотное окно с диэлектрическим изолятором. Однако реализация такого устройства в коротковолновой части СВЧ диапазона затруднена из-за его громоздкости, которая связана с большими габаритами фильтровой системы, содержащей дополнительные пассивные резонаторы в виде двух

резонансных камер. Кроме того, эта система очень сложна в настройке, поскольку ее настроечные винты связаны с вакуумной частью прибора.

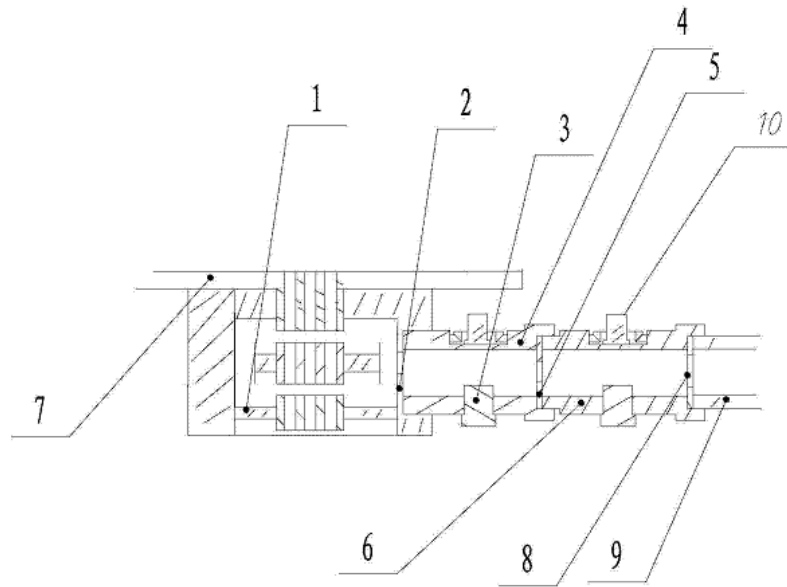


Рисунок 12 – Конструкция выходной резонансной системы многолучевого клистрона с трехзвенной ФС: 1-активный двухззорный резонатор; 2,5,8-щели связи; 4,6-пассивные резонаторы; 3,10-элементы перестройки частоты; 9-выходной волновод

К недостаткам представленной в этом патенте ФС следует отнести большую длину выходного волновода, в котором располагаются два пассивных резонатора, расположенные в одной плоскости с активным резонатором. Такая конструкция резко увеличивает габариты клистрона, что зачастую неприемлемо, особенно при бортовом исполнении аппаратуры.

Одной из важнейших проблем проектирования фильтровых систем, включающих в себя активный двухззорный резонатор, является решение вопросов, связанных с появлением в полосе усиления паразитных видов колебаний и с самовозбуждением резонатора.

При выборе конструкции двухззорного резонатора, работающего на основной 2π - моде необходимо учитывать тот факт, что неосновную π - моду необходимо отстроить по частоте как можно дальше от рабочей полосы

пропускания выходной системы. Этого можно добиться, увеличивая связь между резонаторами. Как правило, разработчики считают достаточным отстроить паразитную моду ниже, или выше, рабочей полосы частот [37]. Однако при этом связь нерабочего вида с нагрузкой становится очень маленькой. В этом случае его нагруженная добротность стремится к собственной, что приводит к резкому росту импеданса выходного резонатора на π - моде в рабочей полосе частот. В результате частоты паразитных мод могут попасть в область углов пролета между центрами зазоров θ_s , при которых электронная нагрузка G_e/G_0 этой моды оказывается отрицательной, и поэтому возможно возникновение условий для самовозбуждения резонатора клистрона и превращение его в автогенератор [38].

$$\theta_s = \frac{\omega S}{v_0} = 2\pi(m + \frac{1}{4}), \quad (14)$$

где m — номер зоны генерации.

Для устранения возможного самовозбуждения клистрона возникает необходимость принудительного снижения добротности у активного резонатора с использованием керамического материала с объемными потерями.

В патенте [39] приведена конструкция резонатора многолучевого клистрона, в котором регулировка уровня потерь или величины собственной добротности резонатора осуществляется без изменения резонансной частоты. Эта конструкция изображена на рисунке 13.

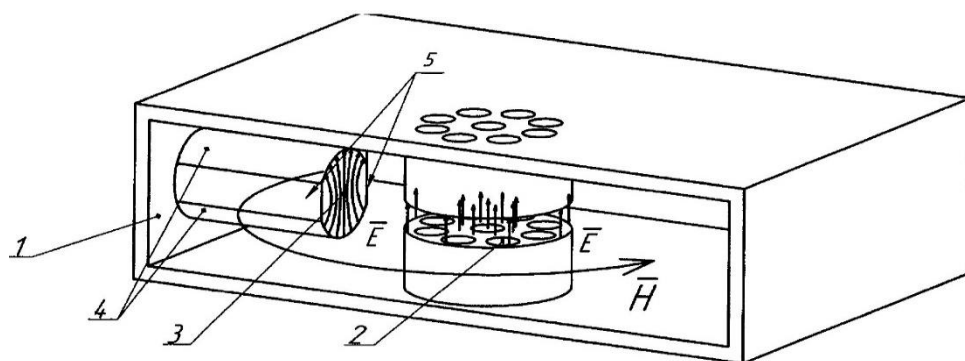


Рисунок 13 – Схематическое изображение резонатора, содержащего керамический стержень, поглощающий СВЧ-поле

Из рисунка видно, что ось керамического стержня, выполненного из керамики КТ-30, перпендикулярна осям пролетных каналов 2. Цилиндрическая поверхность стержня частично покрыта двумя слоями металла 5, толщиной 3-9

микрон. Непокрытыми остаются два участка 4 цилиндрической поверхности, расположенных напротив друг друга. Ширина их составляет примерно: $\Delta=(0.1-0.3)D$, где D - диаметр стержня, длина равна всей длине стержня внутри резонатора. Регулировка уровня потерь или величины собственной добротности резонатора без изменения резонансной частоты достигается путем поворота стержней вокруг собственной оси. Покрытые металлом участки представляет собой разомкнутую петлю, плоскость которой перпендикулярна направлению магнитных силовых линий СВЧ поля. Поэтому между верхним и нижним участками 4, покрытыми слоем металла возникает электрическое СВЧ поле, эффективно поглощаемое материалом керамики, из которой сделан стержень 3.

Возникновение паразитных колебаний в полосе усиления клистрона может быть связано с появлением в вводе или выводе энергии, так называемого, волноводно-диэлектрического резонанса (ВДР) [40].

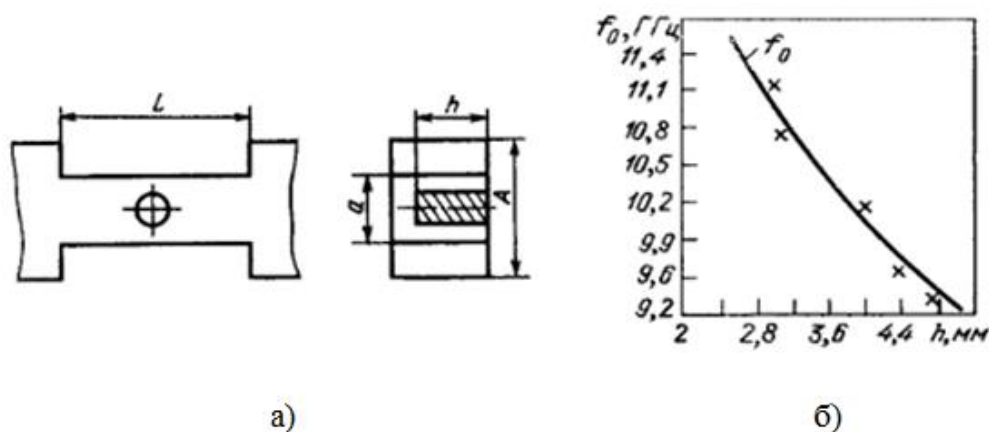


Рисунок 14 – а) Волноводно-диэлектрический резонатор,
б) Его перестроечная характеристика.

Электрические параметры такого резонатора (резонансная частота, собственная и нагруженная добротности) зависят от типа волновода, геометрии диэлектрической неоднородности и проницаемости материала, из которого она изготовлена. Наиболее распространенной является конструкция ВДР, в виде прямоугольного волновода с диэлектрической неоднородностью в виде цилиндрического керамического стержня (рисунок 14). Из этого рисунка видно,

что наибольшее влияние на резонансную частоту такого резонатора оказывает длина цилиндрического стержня.

Конструкция вывода энергии клистрона Ку-диапазона показана на рисунке 15 [41].

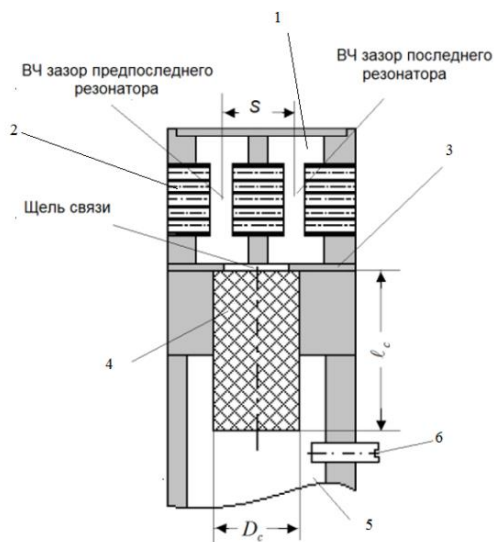


Рисунок 15 – Конструкция вывода энергии НМЛК Ку – диапазона

В этой конструкции выходной активный двухзазорный резонатор 1, имеющий каналы 2 для пропускания многолучевого электронного потока связан с нагрузкой через резонансную диафрагму 3 и ступенчато-неоднородный отрезок прямоугольного волновода 5 с диэлектрическим заполнением в виде цилиндрического стержня 4, выполненного из алюмооксидной керамики ($\epsilon_r = 8.9$, $\text{tg}\delta = 0.0009$). Для уменьшения добротности входного и выходного резонаторов, диэлектрический стержень расположен непосредственно у стенки резонатора. Таким образом, активный двухзазорный резонатор оказывается нагруженным на волновод с диэлектрическим заполнением. Изменяя размеры керамического стержня и окна связи, можно достигать различных режимов согласования резонатора и вывода энергии. Элементом регулировки резонансной частоты служит настроечный винт 6, размещенный в волноводе в непосредственной близости от торца керамического стержня.

Изменяя коэффициент связи, можно получить значение КСВ, близкое к единице. Однако следует отметить, что данное условие выполняется фактически

для одного значения частоты, что затрудняет использование такого вывода энергии в широкополосных клистронах.

Дальнейшее улучшение конструкции вывода энергии нужно проводить экспериментальным путём, так как точка минимального КСВ является чувствительной к размерам окна связи, а также к электродинамическим и геометрическим параметрам диэлектрического волновода и резонатора.

Выводы к главе 1

1. По результатам проведенного литературного обзора были отмечены особенности конструкции НМЛК, определена необходимость улучшения режимов работы клистрона по комплексу электронных и электродинамических параметров для расширения полосы усиления и повышения КПД без увеличения габаритов и массы изделия.

2. Отмечена целесообразность применения в широкополосных НМЛК системы двух связанных активных однозачорных резонаторов и гибридной фильтровой многомодовой системы, образованной металлокерамическим выводом энергии и пассивным резонатором в волноводе вывода энергии для более эффективного отбора энергии и управления формой АЧХ.

3. Актуальной проблемой является поиск в новых частотных диапазонах нетрадиционных подходов к конструированию НМЛК и исследованию возможности реализации в них многомодовых механизмов группирования и отбора энергии от модулированных многолучевых электронных потоков.

4. Определена необходимость детального исследования режимов самовозбуждения в многорезонаторных НМЛК, работающих в Ku и K - диапазонах.

ГЛАВА 2. Математические модели и методики расчета комплекса электронных и электродинамических параметров резонаторов и выходных параметров НМЛК

Эта глава посвящена изложению теоретического обоснования решения поставленной задачи, направленной на поиск путей улучшения комплекса электронных и электродинамических параметров НМЛК на основе разработки усовершенствованных методик их расчета. Несмотря на бурный рост численных методов проектирования многолучевых клистронов, разработка приближенных оперативных методов их улучшения остается в настоящее время актуальной задачей, как электроники, так и электродинамики [42]. В настоящей работе решение этой задачи выполнялось по усовершенствованной методике расчета с широким использованием приближенных аналитических зависимостей, построенных на основе эмпирических кривых или эмпирических формулах. Для обоснования этой методики использовалось численное решение ряда задач электроники и электродинамики с использованием современных вычислительных средств и применением современных методов 2D и 3D численного моделирования. Так для расчета цилиндрических резонаторов использовалась программа AZIMUTH, которая позволяет проводить улучшение аксиально-симметричных резонаторов по величине эффективного характеристического сопротивления ρM^2 [43]. Для трехмерного электромагнитного моделирования физических процессов в НМЛК и их электродинамических системах использовались такие программные комплексы как High Frequency System Simulator (HFSS) [44] и CST Microwave Studio (CST MWS) [45]. В ряде случаев в настоящей работе для решения поставленных задач использовалась, разработанная в СГТУ имени Гагарина Ю.А. г. Саратов, программа «REZON» [46].

Одним из ключевых вопросов исследований являлся вопрос разработки приближенной математической модели призматических резонаторов, которая позволит более точно описывать электродинамические явления в этих электродинамических системах. Такая модель должна включать достаточно

простые эквивалентные схемы резонаторов, что позволяло бы использовать ее для решения задачи первичного электродинамического синтеза, осуществляемого на начальном этапе разработки нового клистрона.

2.1 Математическая модель призматического резонатора

В последнее время в конструкциях многолучевых приборов, работающих в коротковолновой части СВЧ диапазона, находят широкое применение призматические резонаторы, конструкция которых более технологична по сравнению с круглым резонатором, что позволяет выполнить все резонаторы клистрона в виде единого блока [47; 48; 49].

Однако такие электродинамические системы более трудоемки в разработке, по сравнению с обычными цилиндрическими резонаторами, поскольку они не имеют аксиальной симметрии, и для получения заданного комплекса электронных и электродинамических характеристик клистрона требуют подбора большего числа параметров, а также учета неоднородности СВЧ полей, воздействующих на различные лучи в НМЛК. Применение строгих методов численного моделирования и, основанных на них, известных программ расчета трехмерных электродинамических структур, для решения поставленных задач — это чрезвычайно трудоемкий процесс.

Известны попытки построения приближенной аналитической модели призматического резонатора с двумя многоканальными пролетными трубами, образующими емкостной зазор, предпринятые Ричардом Картером [50]. Однако разработанная им модель имеет большую погрешность расчета резонансной частоты основной моды E_{110} (с отклонением в пределах 15%). Другая приближенная математическая модель этого же резонатора, предложенная в работе [50] имеет меньшую погрешность расчета (с отклонением в пределах 8%).

Используемая в этих работах методика расчета основана на геометрическом преобразовании призматического резонатора в эквивалентный цилиндрический

резонатор, имеющий радиус пролетной трубы R_1 , длину зазора d и высоту резонатора h , такие же как у исходного призматического резонатора.

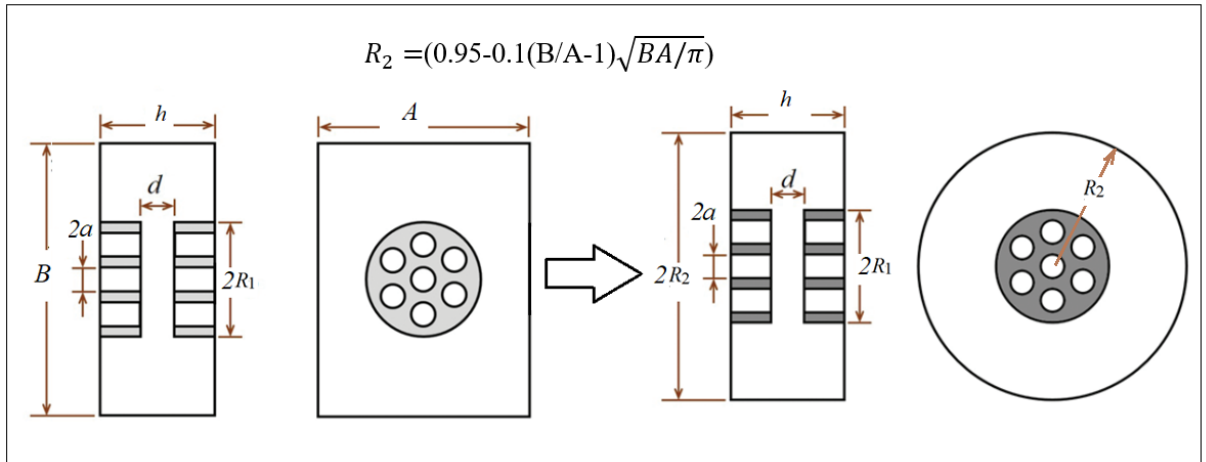


Рисунок 16 – Преобразование призматического многоканального резонатора в эквивалентный многоканальный цилиндрический резонатор

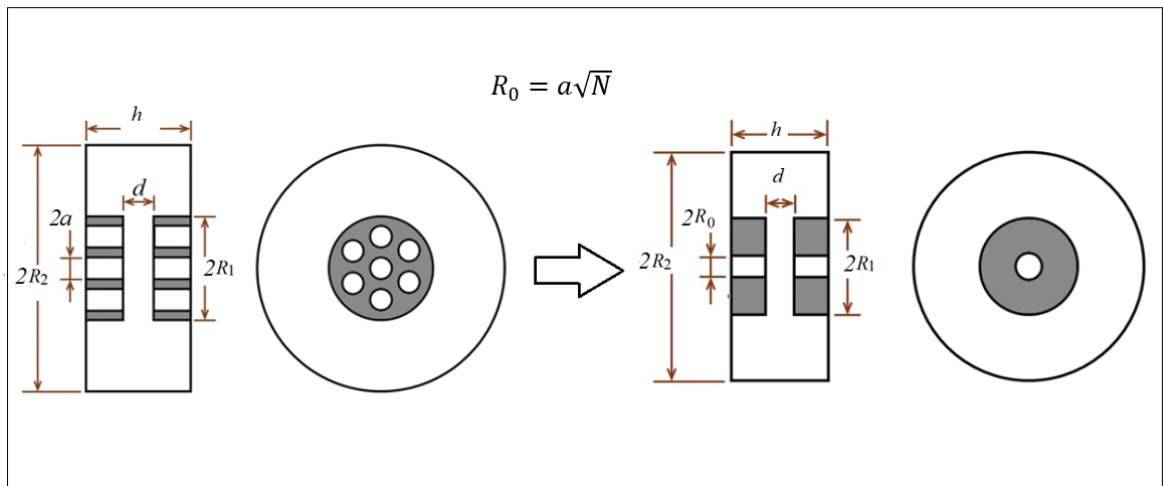


Рисунок 17 – Преобразование многоканального цилиндрического резонатора в эквивалентный одноканальный цилиндрический резонатор

Резонансная длина волны λ_0 и характеристическое сопротивление ρ вычислялись по формулам для квазистационарной модели одноканального цилиндрического резонатора:

$$\lambda_0 = 2\pi c\sqrt{LC}, \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (15)$$

где $L = \frac{\mu_0 h}{2\pi} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$ – эквивалентная индуктивность;

C – емкость бессеточного зазора, определенная как сумма торцевой C_T и боковой C_B емкостей.

$$C_T = \varepsilon_0 \pi \frac{(R_1^2 - NR_0^2)}{d} + \varepsilon_0 \frac{N R_0^2}{d + R_0}, \quad (16)$$

$$C_B = 2\varepsilon_0 R_1 \ln\left(\frac{\sqrt{(R_2 - R_1)^2 + 0.25h^2}}{d}\right), \quad (17)$$

где ε_0 – диэлектрическая проницаемость;

μ_0 – магнитная проницаемость свободного пространства.

Эквивалентный радиус резонатора R_2 определен из следующего приближенного соотношения:

$$R_2 = (0,95 - 0,1(B/A - 1))\sqrt{BA/\pi}, \quad (18)$$

где A и B – размеры призматического многоканального резонатора.

2.2 Улучшенная математическая модель для определения электродинамических параметров призматического резонатора

Области эквивалентного коаксиального резонатора можно рассматривать как разделенные емкостным зазором, закороченные на одном конце и разомкнутые на другом конце, отрезки коаксиальных линий с длинами l_1 и l_2 (рисунок 17), возбуждаемые на TEM моде [51].

В сечении «а-а» для левой и правой частей коаксиальных короткозамкнутых отрезков входное сопротивление соответственно будет равно:

$$Z_1 = jZ_0 \operatorname{tg} \left[2\pi \frac{l_1}{\lambda_0} \right], Z_2 = jZ_0 \operatorname{tg} \left[2\pi \frac{l_2}{\lambda_0} \right], \quad (19)$$

где $Z_0 = 60 \ln \frac{R_2}{R_1}$ – волновое сопротивление коаксиальной линии;

λ_0 – резонансная длина волны.

Коаксиальные части резонатора разделены зазором d с емкостным сопротивлением:

$$jX_c = -j/(\omega_0 C_0), \quad (20)$$

где C_0 – полная емкость бессеточного зазора.

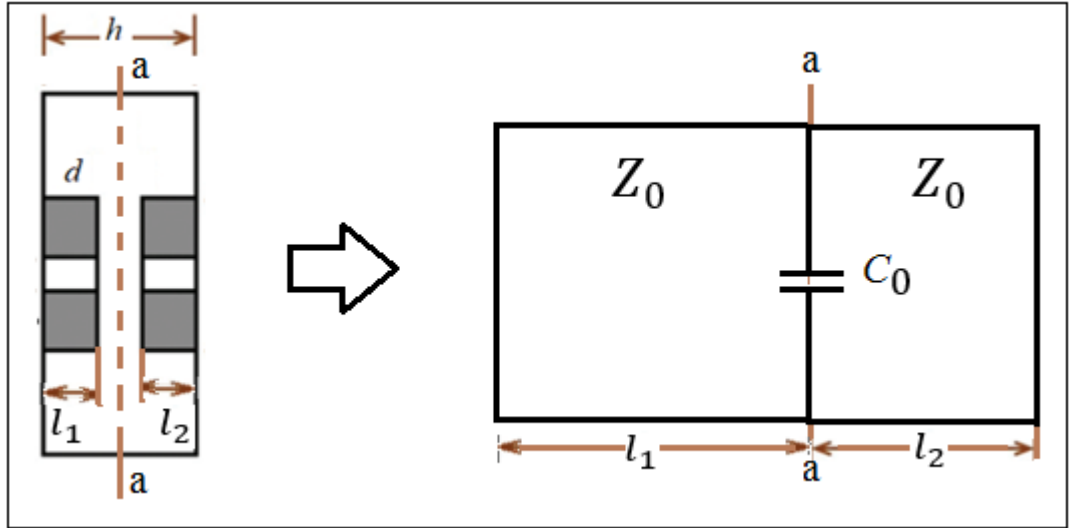


Рисунок 18 – Эквивалентная схема для двухстороннего коаксиального резонатора

Полная емкость бессеточного зазора C_0 с учетом электрического поля рассеяния может быть определена как сумма торцевой C_T и боковой C_B емкостей [52].

$$C_B = 2\varepsilon_0 R_1 \left[\left(\ln \frac{h}{d} - 0.386 \right) \right], \quad (21)$$

$$C_T = \varepsilon_0 \pi \left[\frac{(R_1^2 - R_0^2)}{d} + \gamma_0 \frac{R_0^2}{d} \right], \quad (22)$$

где γ_0 – коэффициент, учитывающий увеличение торцевой емкости, за счет провисания электрического поля в пролетный канал.

Приближенно величину этого коэффициента можно определить с помощью следующих соотношений [53]:

$$\gamma_0 \cong K_d \cdot K_r, \quad (23)$$

$$K_d = 0,0174d/R_0^5 - 0,484d/R_0^4 + 1,33d/R_0 - 2,03d/R_0^3 + 1,97 \frac{d}{R_0}, \quad (24)$$

$$K_r = -0,31R_0/R_1 - 0,01R_0/R_1 + 0.982. \quad (25)$$

Зависимости значений γ_0 от d/R_0 для различных значений R_0/R_1 приведены на рисунке 18.

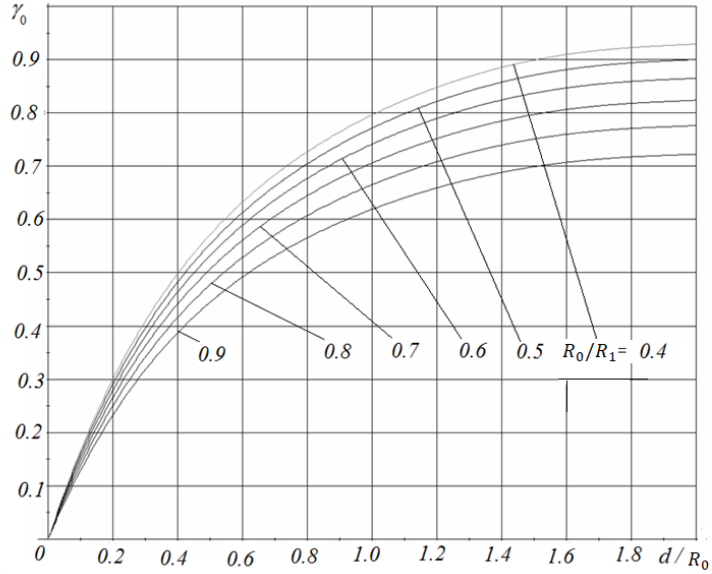


Рисунок 19 – Зависимость коэффициента γ_0 от d/R_0 для различных значений R_0/R_1

Для приведения полученных уравнений к критериальному виду целесообразно проставить в них размеры в [см], а емкость в [пф]. Тогда условие резонанса примет следующий вид:

$$F(\lambda) = tg \left[2\pi \left(\frac{l_1}{\lambda_0} \right) \right] + tg \left[2\pi \left(\frac{l_2}{\lambda_0} \right) \right] - \bar{X}_c = 0, \quad (26)$$

$$\text{где } \bar{X}_c = \frac{5.309}{(C_0/\lambda_0)Z_0}; \quad \frac{C_0}{\lambda_0} = \left(\frac{R_0}{\lambda_0} \right) \frac{[(R_1/R_0)^2 - 1 + \gamma_0]}{3.6 \cdot \left(\frac{d}{R_0} \right)} + \left(\frac{R_1}{\lambda_0} \right) \frac{\ln(h/d - 0.386)}{5.66}. \quad (27)$$

Из уравнений (26) и (27) можно, пользуясь методикой, изложенной в работе [54], определить следующие критерии подобия:

$$\begin{aligned} \Pi_1 &= \frac{R_0}{\lambda_0} = idem, \frac{R_1}{R_0} = idem; \Pi_3 = \frac{d}{R_0} = idem; \Pi_4 = \frac{R_1}{\lambda_0} = idem; \\ \Pi_5 &= \frac{h}{d} = idem = \frac{R_1}{R_0} = idem; \Pi_3 = \frac{d}{R_0} = idem; \Pi_4 = \frac{R_1}{\lambda_0} = idem; \\ \Pi_5 &= \frac{h}{d} = idem; \Pi_6 = \frac{R_1}{\lambda_0} = idem; \Pi_7 = \frac{l_1}{\lambda_0} = idem; \Pi_8 = \frac{l_1}{\lambda_0} = idem; \\ \Pi_9 &= \bar{X}_c = idem. \end{aligned} \quad (28)$$

На основании (26) и (27) и с учетом второй теоремы подобия (П - теоремы), которая гласит, что всякое полное уравнение физического процесса может быть представлено функциональной зависимостью между критериями подобия,

полученными из участвующих в процессе параметров, можно переписать эти уравнения в обобщенном (критериальном) виде следующим образом:

$$F(\lambda) = tg[2\pi(\Pi_7)] + tg[2\pi(\Pi_8)] - \Pi_9 = 0, \quad (29)$$

$$\frac{C_0}{\lambda_0} = (\Pi_1) \frac{[\Pi_2]^2 - 1 + \gamma_0}{3.6 \cdot (\Pi_3)} + (\Pi_4) \frac{\ln(\Pi_5 - 0.386)}{5.66}. \quad (30)$$

Проведенный анализ показывает, что запись резонансного уравнения в критериальной форме позволяет сократить число безразмерных параметров. При этом упрощается обработка результатов аналитических и экспериментальных исследований. Особенно это важно для построения простых математических моделей приборов СВЧ. Таким образом для подобию резонаторов необходимо выполнение условия $\Pi_9 = \bar{X}_c = idem$.

Из этого следует, что резонаторы клистрона, с короткозамкнутыми отрезками фидерных линий, возбуждаемые на ТЕМ-виде колебаний и имеющие одинаковые соотношения радиальных ($\frac{R_1}{R_0} = idem; \frac{R_2}{R_1} = idem$) и продольных размеров ($\frac{h}{d} = idem; \frac{h}{\lambda_0} = idem; \frac{l_1}{\lambda_0} = idem; \frac{l_2}{l_1} = idem$), будут иметь равные резонансные частоты f_0 и величины характеристического сопротивления ρ при условии критерия равенства волновых сопротивлений Z_0 линий передачи, на основе которых выполнены резонансные системы (рисунок 20).

Из показанных на рисунке фидеров [55] простой аналитический вид выражений для определения волнового сопротивления имеют только фидеры 1 и 4. Учитывая, что в реальной резонансной системе, выполненной в виде моноблока, отношения $\frac{2R_1}{B}$ и $\frac{2R_1}{\lambda_0}$ практически не изменяются, то для установления приближенного подобию между линиями 1 и 5, можно использовать равенство волновых сопротивлений этих линий:

$$Z_{01} = 60 \ln\left(\frac{R_2/\lambda}{R_1/\lambda}\right) = Z_{04} = 60 \ln\left(k \cdot 1,27 \frac{A/\lambda}{2R_1/\lambda}\right). \quad (31)$$

Из этого уравнения можно найти величину коэффициента эквивалентности $k = 1.016$.

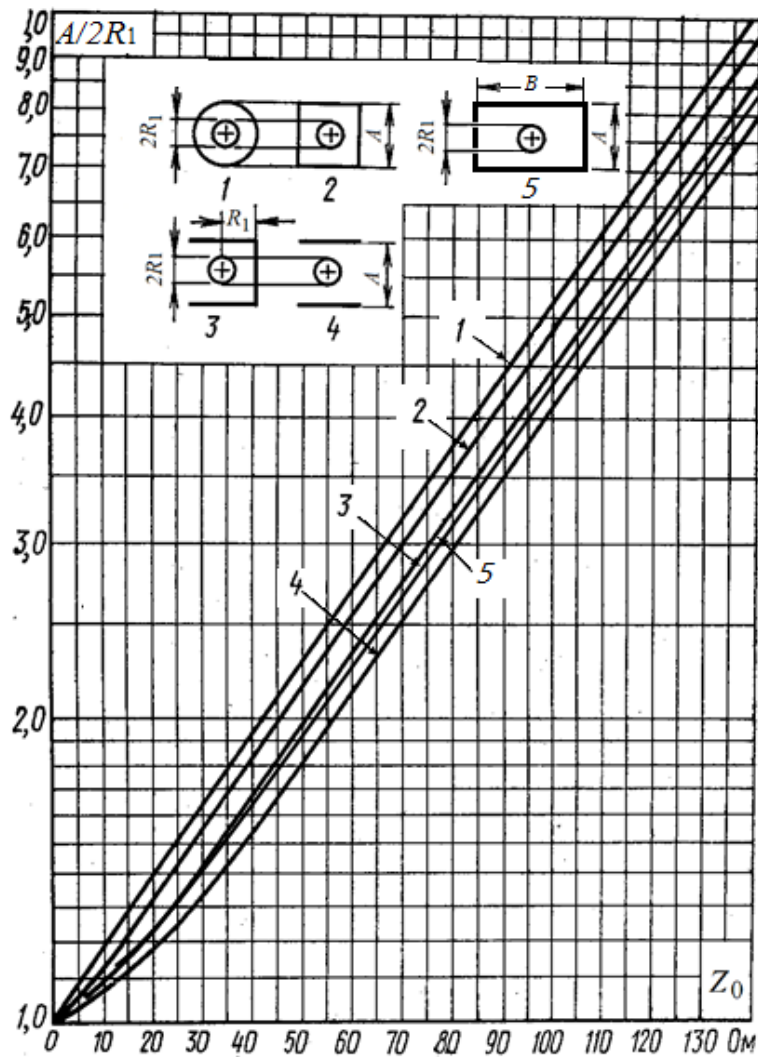


Рисунок 20 – Волновое сопротивление линий с круглым внутренним проводником и разными формами внешнего проводника: 1-круглая, 2-квадратная; 3-желобовая; 4-прямоугольная; 5-двухсторонняя полосковая ($\frac{A}{B} = 0,786$)

В результате можно найти простое соотношение для определения внешнего радиуса R_2 эквивалентного коаксиального резонатора.

$$R_2/\lambda \approx 0.645 \left(\frac{A}{\lambda}\right). \quad (32)$$

Для численной оценки точности предложенной методики расчета с помощью программы трехмерного моделирования HFSS был смоделирован прямоугольный резонатор с симметричным расположением зазора между пролетными трубами, работающий в Ку-диапазоне, 3D модель резонатора показана на рисунке 21.

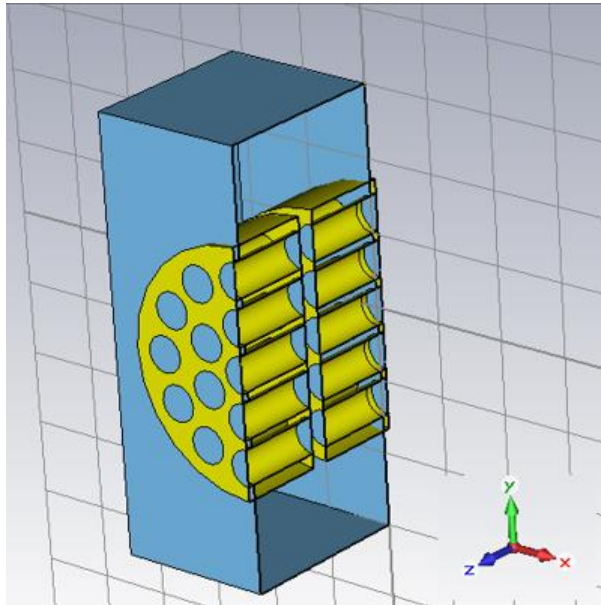


Рисунок 21 – 3D модель призматического резонатора

При расчетах проводимость металла, принималась равной проводимости чистой меди (объемная проводимость $\sigma = 5,8 \times 10^7$ С/м). Расчеты проводились для фиксированных значений размеров резонатора (высота резонатора h , радиус трубы R_1 и радиус отверстия a), в то время как размеры поперечного сечения значения (A и B) и зазора (d) варьировались. Изменения электродинамических параметров отслеживались в типичном диапазоне соотношений геометрических параметров резонатора.

Контрольный пример расчета по программе HFSS и программе AZIMUTH (рисунок 22) по предложенной методике моделирования приведен в таблице 2.1.

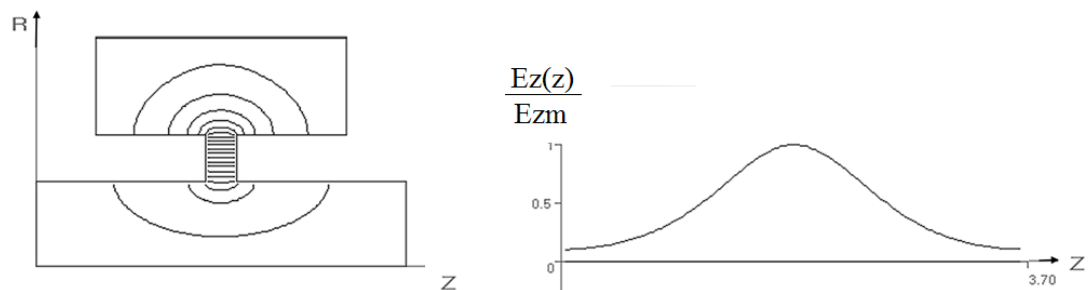


Рисунок 22 – Расчетная схема и распределение поля в зазоре эквивалентного цилиндрического резонатора, построенные по программе AZIMUT

Таблица 2.1. Нормированные размеры резонатора и погрешности расчета электродинамических параметров

Параметр	Значение
A/B	0.741
h/λ	0.151
R_1/R_0	1.56
R_2/R_1	1.735
d/h	0.1
$2R_1/\lambda_0$	0.2
$D_2/\lambda_0 = 2R_2/\lambda_0$	0.355
Погрешность расчета характеристического сопротивления, $(\nabla\rho)$, %	$(35.1-36.15)100/35.1 = -3$
Погрешность расчета резонансной частоты (∇f) , %	$\approx 1\%$

Результаты контрольных расчетов, проведенных в широком диапазоне изменения резонансной частоты (от 17 до 19 ГГц), приведены на рисунках 23-25. На этих рисунках сплошными линиями изображены результаты строгого 3D - расчета, а штриховыми линиями – результаты расчетов по предложенной методике.

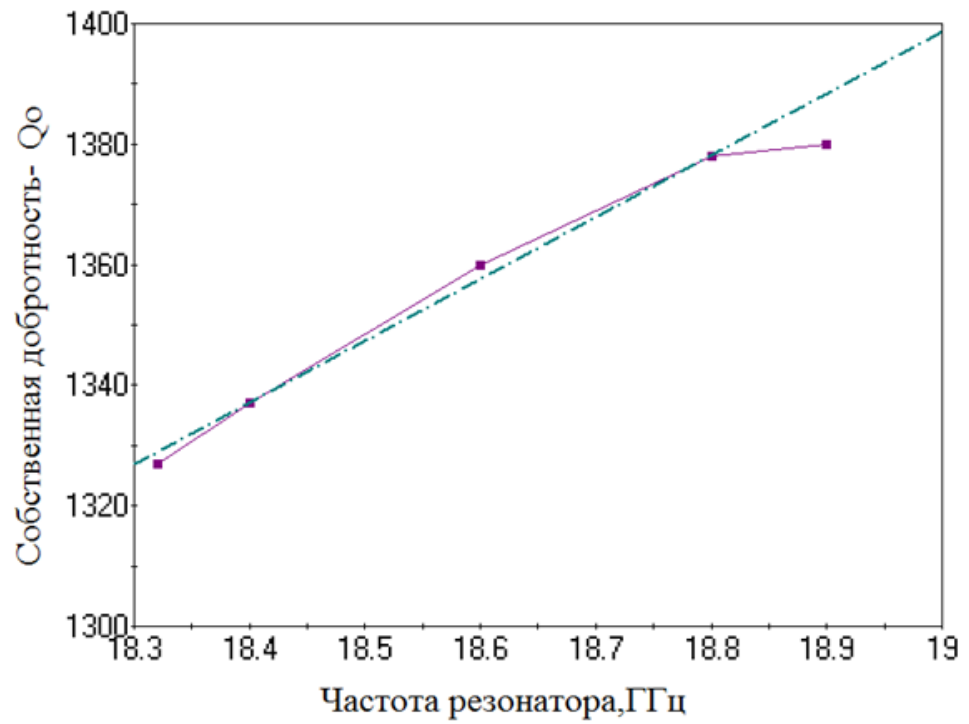


Рисунок 23 – Зависимость собственной добротности от частоты резонатора

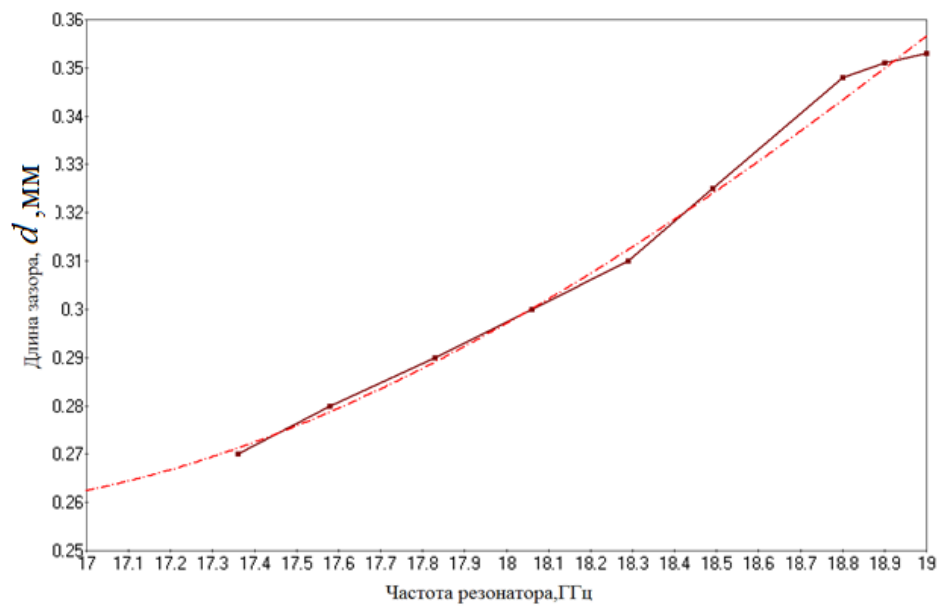


Рисунок 24 – Зависимость длины зазора от резонансной частоты

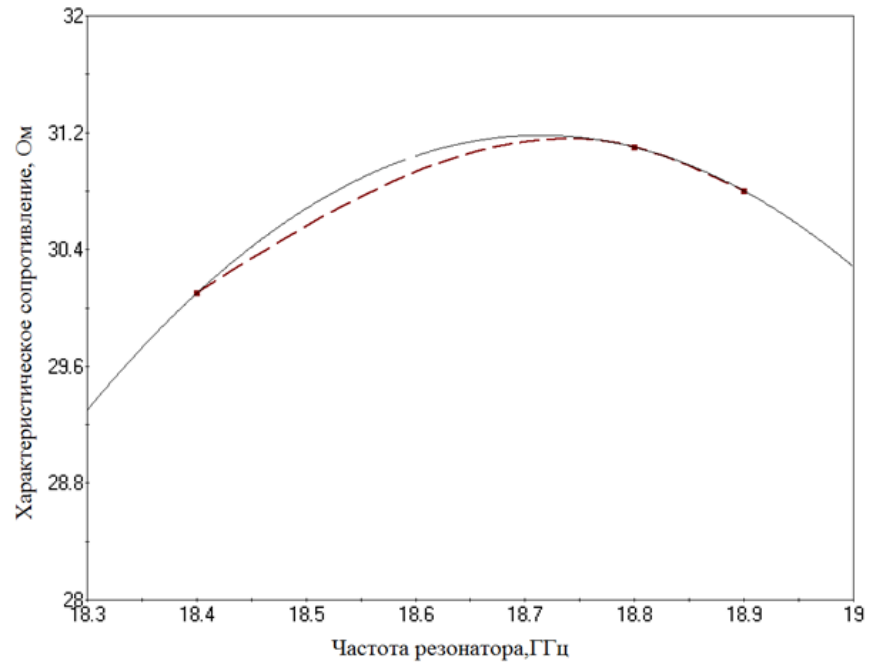


Рисунок 25 – Зависимость характеристического сопротивления от резонансной частоты

Для выходной резонансной системы, состоящей из связанных однозорных резонаторов, необходимо учитывать влияние на резонансную длину волны $\lambda_0/2R_1$ изменения параметра $B/2R_1$. Расчетные зависимости для этого варианта приведены на рисунке 26.

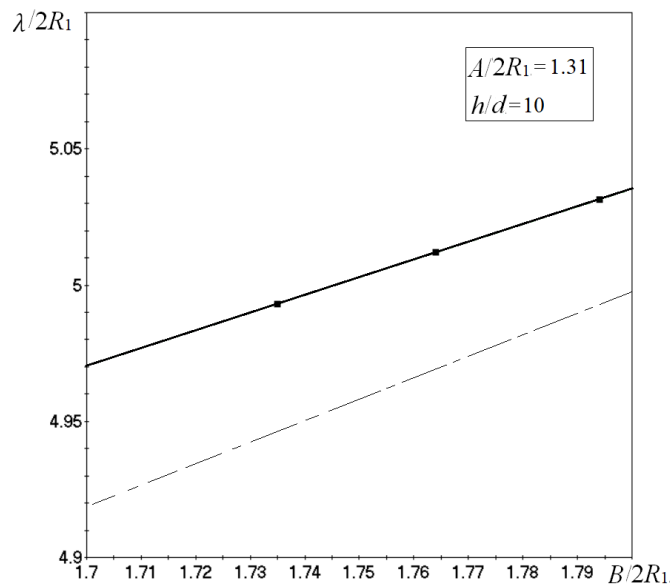


Рисунок 26 – Влияние нормированной величины $B/2R_1$ на нормированную резонансную длину волны

На основании проведенных расчетов можно сделать следующие выводы:

- погрешности приближенных расчета основных электродинамических параметров призматического резонатора не превышают 3%, что вполне приемлемо для использования предложенной методики в инженерной практике;

- с учётом реальных ВЧ потерь в резонаторах, величину собственной добротности резонаторов необходимо выбирать в 1,4 раза меньше, то есть, равной 800, а не 1162 единиц. Это связано с тем, что программа HFSS занижает ВЧ потери в металлических стенках структуры приблизительно в 1,5 – 2 раза [56].

2.3 Выбор оптимального числа пролетных каналов в трубе дрейфа

Для дальнейших расчетов резонатора необходимо получить аналитическое выражение, позволяющее определить выбор радиуса пролетного канала по сравнению с длиной волны λ , исходя из заданной величины коэффициента неоднородности ВЧ электрического поля $K_{тр}$.

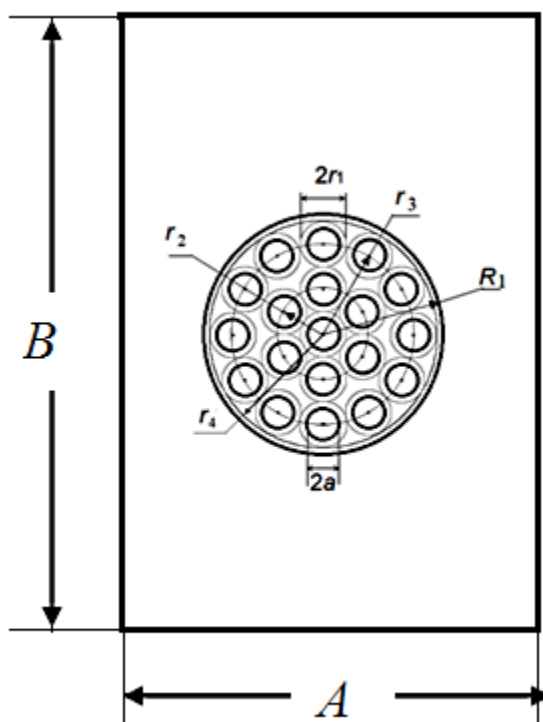


Рисунок 27 – Схема упаковки общей пролетной трубы условными пролетными трубами

Будем считать, что общая многоканальная труба с числом каналов N , равным числу лучей, образована n отдельными, примыкающими друг к другу парциальными пролетными трубами с внешним радиусом r_1 и внутренним радиусом a , представленными на рисунке 27. Центр первого канала расположен на оси системы, центры других 6 каналов равномерно распределены по окружности радиуса r_2 и центры 12 каналов равномерно распределены по окружности радиуса r_3 . Число лучей обычно соответствует стандартному дискретному ряду значений: $N = 7, 19, 36, 61, \dots$, которые удовлетворяют условию плотной упаковки каналов в трубе дрейфа [57]. Эти трубы концентрично уложены относительно центральной трубы в n круговых кольцах с радиусом r_n .

При заданном числе лучей общее число таких круговых колец очевидно будет равно:

$$n = \frac{\sqrt{3}\sqrt{4N-1}}{6} + \frac{1}{2}. \quad (33)$$

Задавая число лучей $N=19$, получаем $n=3$.

Относительный внешний радиус общей многолучевой трубы определим из следующего уравнения:

$$D_{\text{тр}}/\lambda = \left(\frac{2a}{\lambda}\right) \left((2n-1)\frac{r_1}{a} + t/a\right), \quad (34)$$

где $t/a=0,55$, $r_1/a=1,25$ – поправочные коэффициенты, которые определяются эмпирически, исходя из условия обеспечения удовлетворительного теплоотвода от общей пролетной трубы. Из уравнений (33) и (34) получаем:

$$K_{\text{тр}} = \frac{D_{\text{тр}}}{\lambda} = 2R_1/\lambda = (a/\lambda)[1,443\sqrt{4N-1} + 1,1]. \quad (35)$$

От коэффициента $K_{\text{тр}}$ зависит степень неоднородности ВЧ электрического поля в удаленных от центра пролетных каналах. Опыт показывает, что величина этого коэффициента должна выбираться из условия:

$$K_{\text{тр}} \leq 0,32 \div 0,42. \quad (36)$$

Из этих уравнений получаем следующее важное выражение, позволяющее определить выбор радиуса пролетного канала по сравнению с длиной волны λ ,

исходя из заданной величины коэффициента неоднородности ВЧ электрического поля $K_{\text{тр}}$.

$$\frac{a}{\lambda} \leq \left(\frac{D_{\text{тр}}}{\lambda}\right) / [1.443\sqrt{4N-1} + 1.1]. \quad (37)$$

Этот выбор радиуса пролетного канала a неоднозначен, так как в резонаторах с бессеточными зазорами и цилиндрическим электронным пучком с радиусом b необходимо выполнить еще условие, чтобы на границе пучка электрическое поле не более чем на 20% отличалось от его значения на оси [58]. Для этого необходимо, чтобы угол пролета по радиусу был выбран из следующего условия:

$$\gamma b = \frac{\omega b}{v_0} \leq 0.8, \quad (38)$$

где b – радиус пучка, $\gamma = (\beta_e^2 - k^2)^{1/2}$ – радиальная постоянная распространения электронного пучка;

$\beta_e = \omega/v_0$ – продольная постоянная распространения электронного пучка;

$k = \omega/c$ – волновое число, c – скорость света, м/сек;

$f_{\text{ср}}$ – центральная частота полосы пропускания, ГГц;

$\omega = 2\pi f_{\text{ср}} 10^9$ – угловая частота;

$v_0 = 5.932 \cdot 10^5 \sqrt{U_0}$.

Для клистронов коротковолновой части СВЧ диапазона можно принять коэффициент заполнения пролетного канала $b/a = 0,6$, тогда

$$\gamma a = \frac{\omega a}{v_0} \leq 1,3. \quad (39)$$

2.4 Расчет радиуса пролетного канала и ускоряющего напряжения

Выбор оптимальной величины параметра γa определяется рядом противоречивых условий. С одной стороны, его уменьшение приводит к повышению эффективности процесса взаимодействия. С другой стороны, возрастает величина магнитного поля, плотность тока в пучке. На очень высоких

частотах возникает также проблема изготовления пролетных каналов малого диаметра.

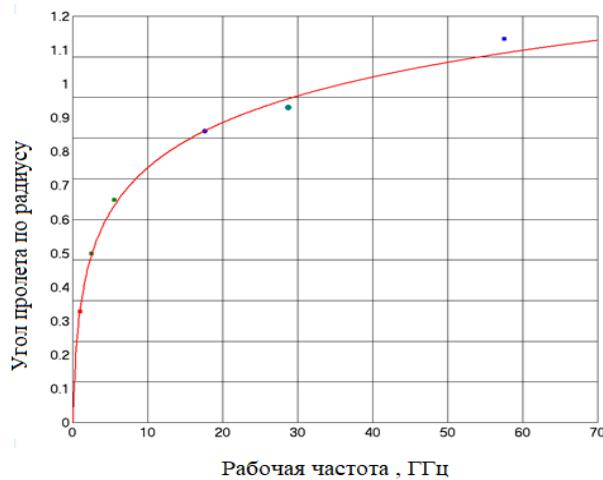


Рисунок 28 – Эмпирическая зависимость приведенного угла пролета по радиусу от частоты сигнала и ее аппроксимация. Точками показаны результаты эксперимента

Учитывая зависимость параметра γa от частоты, наблюдаемую на практике для НМЛК, представленную на рисунке 28, можно описать следующим приближенным выражением:

$$\gamma a = 0.195 \ln(f_{\text{ср[ГГц]}} + 0.2) + 0.3, \quad (40)$$

где $f_{\text{ср[ГГц]}}$ – средняя частота диапазона.

Приближенное выражение для расчета величины ускоряющего напряжения:

$$U_{0[\text{кВ}]} = 500 \frac{a_{[\text{мм}]}^2 f_{\text{ср[ГГц]}}^2}{(13 \ln(f_{\text{ср[ГГц]}} + 0.2) + 20)^2}. \quad (41)$$

Зависимость оптимальной величины ускоряющего напряжения от частоты, рассчитанная по формуле 41 приведена на рисунке 29 для радиуса пролетного канала $a=0,25$ мм.

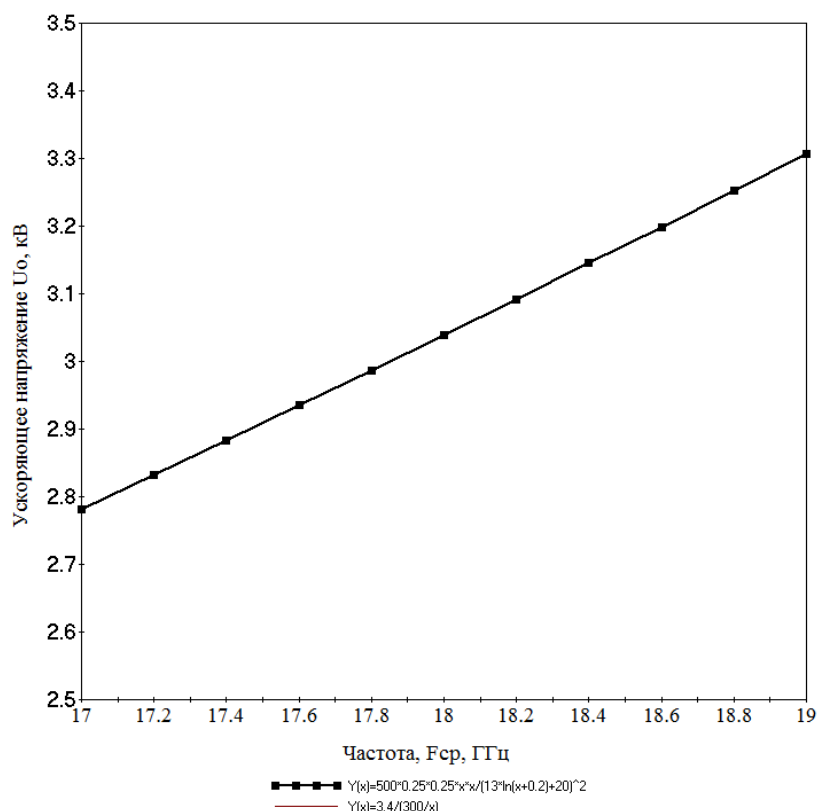


Рисунок 29 – Зависимость ускоряющего напряжения от частоты

Из этого рисунка следует, что при работе НМЛК на выбранной средней частоте диапазона $f_{cp}=18$ ГГц величина ускоряющего напряжения равна $U_0=3$ кВ.

Далее требуется найти связь между величиной подводимой мощности P_0 и величиной ускоряющего напряжения U_0 .

2.5 Расчет подводимой мощности и параметров электронных пучков

Для расчетов величины подводимой мощности P_0 многолучевого клистрона используем, известное из литературных источников [59], оценочное выражение, связывающее подводимую мощность P_0 [кВт] с геометрией пролетной трубы, плотностью тока на катоде $J_{кат}$ [А/см²], длиной волны λ_{cp} [см] и величиной ускоряющего напряжения U_0 [В]:

$$P_0 = J_{кат} K_{пкк} K_{зкан} \left(\frac{\pi}{4}\right) (K_{тр} \lambda)^2 U_0 / \delta, \quad (42)$$

где $K_{\text{пкк}}$ – отношение площади парциального катода к площади поперечного сечения парциального пролетного канала;

$K_{\text{зан}}$ – коэффициент заполнения трубы пролетными каналами;

$K_{\text{тр}}$ – коэффициент связывающий диаметр пролетной трубы $D_{\text{тр}}$ и рабочую длину волны $\lambda_{\text{ср}} = 2\pi c/\omega$;

δ – коэффициент токопрохождения.

При $N=19$, $n=3$, $a=0,25$ мм, $\lambda_{\text{ср}} = 300/F_{\text{ср}} = \frac{300}{18} = 16,67$ мм можно определить размеры пролетной трубы, представленные на рисунке 30.

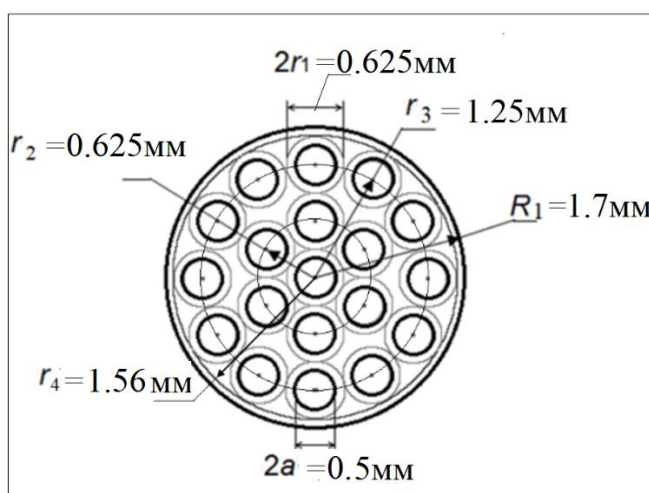


Рисунок 30 – Оптимальные размеры пролетной трубы

Изменение коэффициента $K_{\text{тр}} = \frac{D_{\text{тр}}}{\lambda}$ в рассматриваемом диапазоне частот (17-19 ГГц) показано на рисунке 30.

$$K_{\text{тр(ср)}} = \frac{D_{\text{тр}}}{\lambda_{\text{ср}}} = 2R_1/\lambda_{\text{ср}} = (a/\lambda_{\text{ср}})[1.443\sqrt{4N-1} + 1.1] =$$

$$= (0.25/1.67)[1.443\sqrt{4 \cdot 19 - 1} + 1.1] = 0.204. \quad (43)$$

Видно, что изменение $K_{\text{тр}}$ в рассматриваемом диапазоне частот удовлетворяет условию:

$$K_{\text{тр}} \leq 0.32 \div 0.42. \quad (44)$$

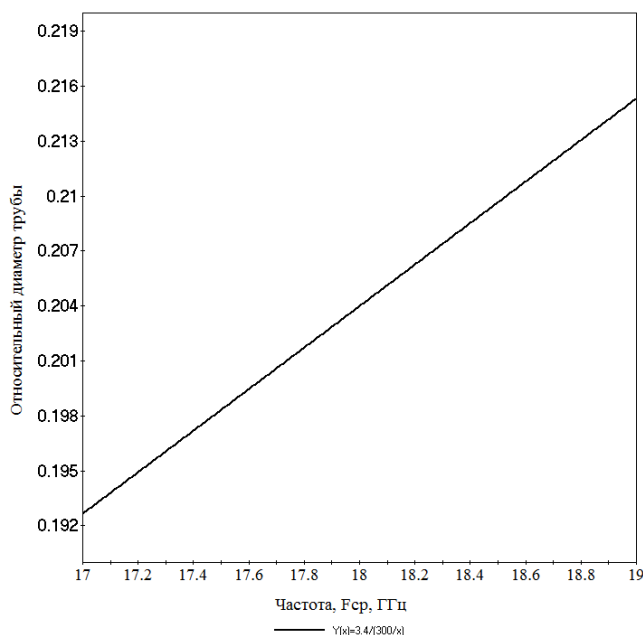


Рисунок 31 – Зависимость нормированного диаметра пролетной трубы $\frac{D_{тр}}{\lambda}$ от частоты.

Разработанные на АО «НПП «Алмаз» катоды имеют максимальную плотность тока в импульсном режиме работы не более 35 А/см^2 . Для того, чтобы обеспечить эту плотность тока при токе парциального катода 42 мА, его диаметр был определен расчетным путем 0,39 мм (рисунок 32).

По этим данным можно определить коэффициент $K_{пкк}$, равный отношению площади парциального катода $S_{кат1}$ к площади поперечного сечения парциального пролетного канала $S_{кан1}$.

$$K_{пкк} = \frac{S_{кат1}}{S_{кан1}} = \frac{\left(\frac{0.39}{2}\right)^2}{0.25^2} = 0,6084. \quad (45)$$

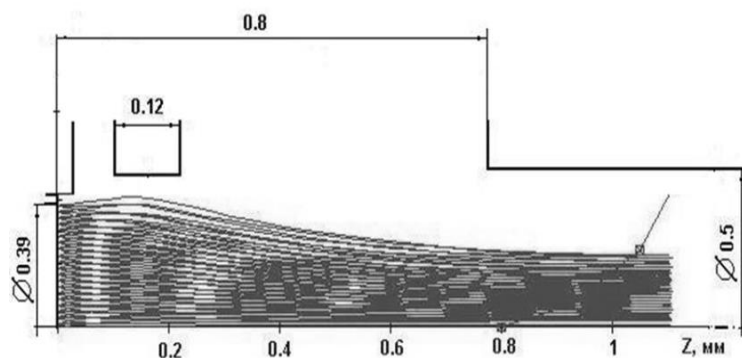


Рисунок 32 – Расчетная схема парциальной пушки клистрона

Для расчета подводимой мощности требуется определить также коэффициент заполнения трубы пролетными каналами $K_{\text{зкан}}$:

$$K_{\text{зкан}} = \frac{(\pi a^2 N)}{\pi R_{\text{тр}}^2}. \quad (46)$$

Этот коэффициент определяет возможность получения в НМЛК заданного уровня мощности при условии обеспечения удовлетворительного теплоотвода. В коротковолновой части СВЧ диапазона волн величина этого коэффициента обычно удовлетворяет условию:

$$K_{\text{зкан}} \leq 0,5 \quad (47)$$

$$K_{\text{зкан}} = \frac{(\pi a^2 N)}{\pi R_{\text{тр}}^2} = \frac{(3.14 \cdot 0.025^2 \cdot 19)}{3.14 \cdot 0.17^2} = 0,41. \quad (48)$$

В результате расчетов была определена величина подводимой мощности:

$$P_0 = 3000 \cdot 35 \cdot 0.6084 \cdot 0.41 \cdot \left(\frac{3.14}{4}\right) (0.204 \cdot 1.667)^2 / 0.99 = 2401 \text{ Вт.} \quad (49)$$

Полный ток I_0 рассчитывается по формуле:

$$I_0 = P_0 / U_0 = 2400 / 2774 = 0,865 \text{ А.} \quad (50)$$

Ток одного луча на разных частотах:

$$I_{01(17\text{ ГГц})} = 0.865 / 19 = 0,0455 \text{ А,} \quad (51)$$

$$I_{01(18\text{ ГГц})} = 0.8 / 19 = 0,042 \text{ А,} \quad (52)$$

$$I_{01(19\text{ ГГц})} = 0.727 / 19 = 0,038 \text{ А.} \quad (53)$$

Микропервеанс одного луча:

$$P_{\mu 1(17\text{ ГГц})} = 10^{-6} I_0 / U_0^{3/2} = 0,312 \text{ мкА/В}^{3/2}, \quad (54)$$

$$P_{\mu 1(18\text{ ГГц})} = 10^{-6} I_0 / U_0^{3/2} = 0,256 \text{ мкА/В}^{3/2} \quad (55)$$

$$P_{\mu 1(19\text{ ГГц})} = 10^{-6} I_0 / U_0^{3/2} = 0,2 \text{ мкА/В}^{3/2}. \quad (56)$$

2.6 Методика расчета параметров процесса взаимодействия в группирователе многолучевых клистронов в линейном режиме

При моделировании электронно-волнового взаимодействия в группирователе НМЛК ограничимся малосигнальным приближением $U_m/U_0 \ll 1$. Кроме того, будем полагать, что электрическое поле в зазоре взаимодействия многолучевого резонатора однородно, а реальные амплитуды поля, действующие на лучи на разных расстояниях по радиусу пролетного канала, заменяются на усредненную по всему зазору величину.

Электродинамические и электронные параметры резонаторов определялись по формулам работы [60]. К числу этих параметров относят:

- 1) собственную добротность:

$$Q_0 = \omega_0 \frac{W_{\text{зап}}}{P_{\pi}}, \quad (57)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – угловая частота исследуемого вида колебаний;

$W_{\text{зап}}$ – электромагнитная энергия, запасенная внутри резонатора;

P_{π} – средняя за период колебаний потеря мощности на его стенках;

- 2) характеристическое сопротивление:

$$\rho = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{max}}^2}{\omega_0 W_s} = \frac{\left(\int_{-\infty}^{\infty} |E_z| dz\right)^2}{2\omega_0 W_s}, \quad (58)$$

где W_s – энергия электромагнитного поля, запасенная в резонаторе;

$E_z(r, z)$ – функция распределения продольной компоненты напряженности электрического поля, измеренная на уровне радиуса пролетного канала $r = a$;

- 3) коэффициент эффективности взаимодействия:

$$M = \frac{\sqrt{I_0^2(\gamma b) - I_1^2(\gamma b)}}{I_0(\gamma a)} \frac{\int_0^a \int_{-\infty}^{\infty} E(r, z) e^{-(\beta_e \pm \beta_q) r} dr dz}{\int_0^a \int_{-\infty}^{\infty} |E(r, z)| r dr dz}, \quad (59)$$

где $I_0(\gamma b)$, $I_0(\gamma a)$, $I_1(\gamma b)$ – модифицированные функции Бесселя первого рода нулевого и первого порядков от приведенных характерных радиальных размеров;

$\gamma = \sqrt{(\beta_e^2 - k^2)}$ – радиальная электронная постоянная распространения;

$\beta_e = 2\pi c/(\lambda_0 v_0)$ – продольная постоянная распространения электронного потока;

v_0 – скорость электронного потока, м/с;

$k = \omega_0/c$ – волновое число;

b – радиус электронного потока; a – радиус пролетного канала;

$\beta_q = \omega_q/v_0$ – постоянная распространения редуцированной плазменной частоты;

$\omega_q = R\omega_p$ – редуцированная плазменная частота;

$\omega_p = \sqrt{e\rho_0/m\varepsilon_0}$ – собственная частота колебаний плазмы в безгранично широком электронном потоке;

e/m – отношение заряда электрона к его массе;

ρ_0 – плотность заряда;

ε_0 – диэлектрическая проницаемость свободного пространства;

$R = \omega_q/\omega_p$ – параметр редукиции;

4) относительную активную электронную проводимость:

$$\frac{G_e}{G_0} = -\frac{\beta_e}{2} M \frac{\partial M}{\partial \beta_e}, \quad (60)$$

где $G_0 = I_0/U_0$ – проводимость электронного потока по постоянному току;

I_0 – сила тока электронного потока, А;

U_0 – ускоряющее напряжение, В.

5) эффективное характеристическое сопротивление:

$$\rho_{eff} = \rho M^2 = \frac{R_{ш}}{Q_0} M^2 \quad (61)$$

где $R_{ш}$ – эквивалентное активное сопротивление контура на резонансе.

Для расчета комплекса электронных и электродинамических параметров по этим формулам в дальнейшем использовался программный продукт «REZON». Для измерения или расчета характеристического сопротивления ρ видов колебаний резонаторов использовался метод, основанный на помещении диэлектрика в область однородного поля емкостного зазора и последующем вычислении величины ρ с помощью формулы (62) работы [61].

$$\rho = \frac{18 \cdot n \cdot d_{\text{мм}} \cdot \Delta f_{\text{МГц}}}{f_{0[\text{ГГц}]}^2 \cdot (\varepsilon - 1) \cdot S} \cdot \frac{2 - \frac{\Delta f_{\text{МГц}}}{(f_{0[\text{ГГц}]} \cdot 1000)^2}}{[1 - \Delta f_{\text{МГц}} / (f_{0[\text{ГГц}]} \cdot 1000)]^2}. \quad (62)$$

Параметры, характеризующие взаимодействие, $(M, G_e/G_0)$ рассчитывались методами численного интегрирования и дифференцирования по полученным в результате 3D - распределениям электромагнитного поля резонатора.

Длины зазоров d и размеры прямоугольного корпуса в ходе проведенных численных расчетов в программе “REZON” варьировались, исходя из условия настройки конкретного резонатора на заданную рабочую частоту, отвечающего получению наиболее равномерной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в полосе частот усиления.

На рисунке 33 представлен пример расчета параметров резонатора клистрона К-диапазона.

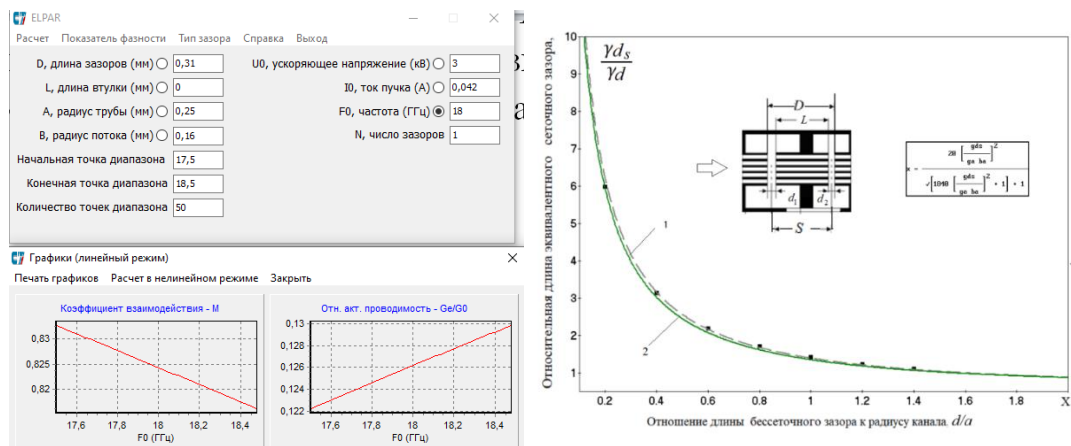


Рисунок 33 – Пример расчета коэффициента эффективности взаимодействия M и относительной электронной проводимости G_e/G_0 в диапазоне частот от 17,4 до 18,6 ГГц

На рисунке 34 представлен пример расчета с помощью программы «REZON» оптимальных параметров однозазорного резонатора НМЛК, работающего в К-диапазоне [62, 63].

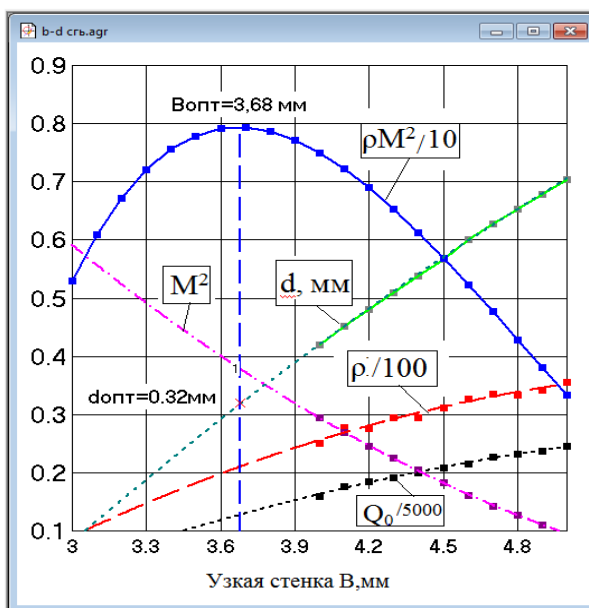


Рисунок 34 – Оптимальные параметры промежуточного призматического резонатора, усредненные в поперечном сечении пространства взаимодействия

2.7 Методика расчета параметров двухмодового процесса электронного взаимодействия для двухзазорного резонатора с несимметричными зазорами

В ряде работ, выполненных ранее [65,66,67] отмечалась возможность повышения электронного КПД в двухзазорных резонаторах с несимметричными зазорами в условиях, когда входной зазор широкий, а выходной зазор узкий. Было замечено, что для эффективного взаимодействия с электронным потоком можно использовать не только области, соответствующие нулевой зоне усиления или генерации, но и высшие зоны, перспективные для создания приборов, работающих в коротковолновой части СВЧ диапазона.

Показано, что в 2π - режиме длины зазоров очень близки к длинам симметричных двухзазорных резонаторов с сетками при той же частоте и ускоряющем напряжении пучков. Однако минимальный угол пролета трубы дрейфа между центрами двух зазоров сильно отличается от традиционного критерия проектирования симметричных резонаторов с двойным зазором и может составлять 2π , $10\pi/3$ радиан и так далее.

Но до сих пор эти области для создания приборов не использовались. Из простых физических соображений ясно, для того чтобы получить максимальную эффективность преобразования энергии, следует использовать два несимметричных зазора, выбранных так, что длина второго зазора меньше, чем длина первого зазора. Это следует из того, что в первом зазоре часть кинетической энергии пучка будет преобразована в микроволновую энергию, и сгруппированный электронный пучок будет значительно замедлен. Для того, чтобы получить максимальную эффективность преобразования энергии, следует использовать два несимметричных зазора, выбранных так, что длина второго зазора меньше, чем длина первого зазора.

Предлагается новая методика расчета несимметричного двухзазорного резонатора НМЛК с бессеточными зазорами. Такие резонаторы будут в двухмодовом режиме работы обладать большей эффективностью преобразования энергии пучка в микроволновую, чем обычные симметричные выходные резонаторы с двойным зазором. Основой для новой расчетной модели являлись обобщенные выражения для коэффициента взаимодействия и электронной проводимости в двойном высокочастотном зазоре [68].

Схема двойного несимметричного сеточного зазора показана на рисунке 35.

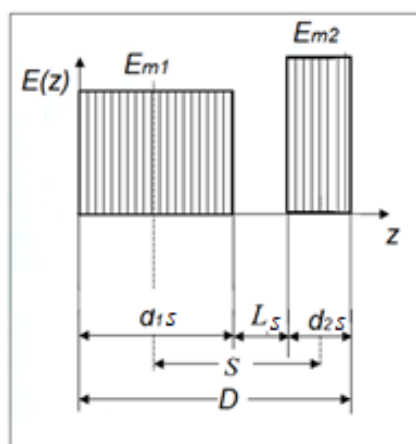


Рисунок 35 – Распределение электрического поля и основные размеры пространства взаимодействия двойного высокочастотного зазора (при синфазных напряжениях на зазорах с сетками)

Коэффициент взаимодействия для двойного сеточного зазора определится как:

$$M_{ns} = \frac{1}{2} \sqrt{M_{1s}^2 + M_{2s}^2 \pm 2M_{1s}M_{2s} \cos \beta_e S} \quad (63)$$

При этом отношение активной электронной проводимости к проводимости потока для двойного зазора можно вычислить следующим образом:

$$\frac{G_{ns}}{G_0} = \frac{1}{4} \left[\left(\frac{G_{1s}}{G_0} + \frac{G_{2s}}{G_0} \right) \pm \left(\frac{M_{2s}}{M_{1s}} \frac{G_{1s}}{G_0} + \frac{M_{1s}}{M_{2s}} \frac{G_{2s}}{G_0} \right) \cos \beta_e S \pm \frac{M_{1s}M_{2s}}{2} \beta_e S \sin \beta_e S \right] \quad (64)$$

Верхний ряд знаков в этих формулах относится к синфазным, нижний - к противофазным зазорам.

Для того, чтобы перейти к бессеточным зазорам, рассмотрим условия эквивалентности коэффициента эффективности сеточных M_s и бессеточных M зазоров [69].

$$M = \frac{\sqrt{I_0^2(\gamma b) - I_1^2(\gamma b)}}{I_0(\gamma a)} \cdot \frac{\int_0^a \int_{-\infty}^{\infty} E(r, z) e^{-(\beta_e \pm \beta_q) r} dr dz}{\int_0^a \int_{-\infty}^{\infty} |E(r, z)| r dr dz} = M_s = \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) / \frac{2}{\theta_s} \quad (65)$$

где $I_0(\gamma b)$, $I_0(\gamma a)$, $I_1(\gamma b)$ – модифицированные функции Бесселя первого рода нулевого и первого порядков от приведенных характерных радиальных размеров;

b – радиус электронного потока;

a – радиус пролетного канала;

β_e – продольная постоянная распространения электронного потока;

d – длина и a – радиус бессеточного зазора резонатора, имеющего такой же коэффициент эффективности взаимодействия M , как и эквивалентный сеточный зазор M_s ;

d_s – длина сеточного зазора;

$\beta_q = \omega_q / v_0$ – постоянная распространения редуцированной плазменной частоты.

Следует отметить, что эта проблема, частично рассматривалась в работе [70], однако универсальных аналитических соотношений, приближенно определяющих условия эквивалентности сеточных и бессеточных несимметричных зазоров для различного сочетания геометрических размеров и режимов работы клистрона, ранее получено не было.

В результате проведенных в настоящей работе трехмерных расчетов были найдены приближенные расчетно-эмпирические соотношения, которые являются критериями эквивалентности сеточного и бессеточного несимметричных зазоров для следующего диапазона изменения влияющих параметров: относительная длина одного усредненного зазора $0,75 < d_{12}/a < 2$; величина ускоряющего напряжения $2,5\text{кВ} \leq U_0 \leq 3,5\text{кВ}$; усредненный угол пролета бессеточного зазора $0,5\text{рад} < \gamma d_{12} < 3$ рад; коэффициент заполнения пролетного канала $0,7 < \frac{b}{a} \leq 0,5$; микропервеанс $p_{\mu 1} \leq 0,3 \frac{\text{мкА}}{\text{В}^2}$. Универсальная зависимость, описывающая связь между углами пролета сеточного и бессеточного зазоров показана на рисунке 36.

$$\gamma d_{1s} \cong 0.62 \sqrt{[1 + (3.6 + 0.1 (d_1/a) / (\frac{d_1}{a})^2)]},$$

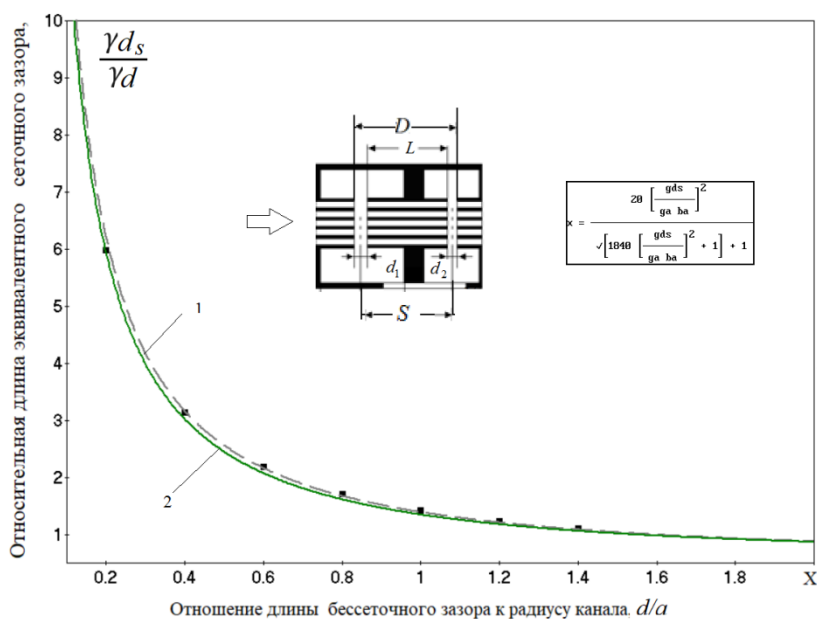


Рисунок 36 – Универсальная зависимость, описывающая связь между углами пролета сеточного γd_{1s} и бессеточного γd_1 зазоров

В результате проведенных расчетов было установлено, что для НМЛК, работающего в коротковолновой части СВЧ диапазона, оптимальный (по величине произведения полосы усиления на КПД), двухмодовый режим работы достигается при определенных углах пролета активной резонансной системы, состоящей из

двух, связанных через щель в общей стенке, призматических резонаторов с разными длинами зазоров, характеризующимися углами пролета $\gamma d_1 > \gamma d_2$, которые при работе на второй области усиления, соответствующей нормированному углу пролета между центрами зазоров $\gamma S/2\pi \cong 1,98 \div 2,0$, определяются, с погрешностью не более 1,5%, по следующим аппроксимационным соотношениям:

$$\gamma d_1 = \gamma a \cdot 20x^2 / (\sqrt{(1840x^2 + 1)} + 1), \gamma d_2 = 0,867\gamma d_1, \quad (66)$$

$$\text{где } x = \frac{\pi}{2} - \left(\frac{1}{3}\right) \sqrt{(1 - \eta_e)} / (\gamma a \cdot b/a);$$

$\gamma = 2\pi f_0 / v_0$ – постоянная распространения электронного пучка на центральной частоте полосы усиления;

η_e – электронный КПД;

a – радиус пролетного канала;

b – радиус пучка.

Сравнение АЧХ выходной секции, описанного выше двухмодового способа усиления, позволяет получить большую ширину полосы пропускания при немного меньшем резонансном сопротивлении, чем в одномодовом режиме.

2.8 Особенности расчетной модели, описывающей нелинейный характер протекающих в выходной цепи процессов

Следует отметить, что получение $\eta_{e, \max}$ в кинематическом приближении достигается при нелинейном характере протекающих в выходной цепи процессов, которые описываются следующими уравнениями [71]:

$$\eta_{e \max} = -0.5 \xi \{ [\xi G_{en}(\xi)/G_0] - [I_1/I_0] M_n(\xi) \}, \quad (67)$$

В этом уравнении влияющими параметрами являются:

1) ξ – эмпирический коэффициент использования напряжения выходного резонатора, который учитывает уменьшение выходной мощности за счет

скоростного разброса изменения ξ от максимального значения относительной амплитуды ВЧ напряжения на выходном резонаторе $\frac{U_m}{U_0}$ (рисунок 37).

$$\xi = 1,6 - 0,9 * \exp \left[1,11 * \left(0,7 - \frac{U_m}{U_0} \right) \right]. \quad (68)$$

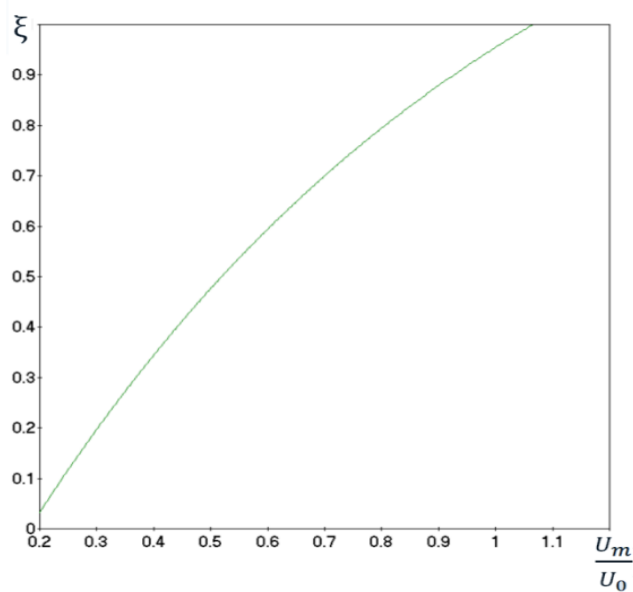


Рисунок 37 – Зависимость коэффициента использования ВЧ напряжения выходного резонатора от относительной амплитуды ВЧ напряжения

2) I_1/I_0 – величина относительной амплитуды конвекционного тока, поступающего в выходной резонатор. На рисунке 38 приведена зависимость этого параметра I_1/I_0 от числа резонаторов N.

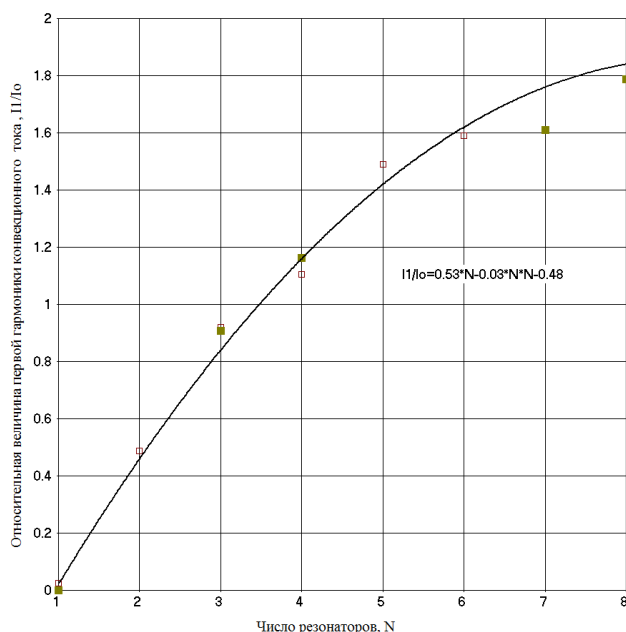


Рисунок 38 – Расчетная (сплошная линия) и экспериментальная (точки) зависимости I_1/I_0 от числа резонаторов N для клистронов с высоким КПД

3) $M_n(\xi)$ – коэффициент электронного взаимодействия, вычисленный соответственно для первого ($i=1$) и второго ($i=2$) зазоров.

$$M_{n,i}(\xi) = M_{si}(1 - K_{1m} \xi^2 - K_{2m} \xi^4), \quad (69)$$

где $K_{1m} = 0.0573 \Theta_{\text{эКВ}} - 0.0$, $K_{2m} = -0.404 \Theta_{\text{эКВ}} + 0.0993$;

$$\Theta_{\text{эКВ}} = \gamma a \cdot \frac{d_s}{a} \cong \gamma a \sqrt{1 + \frac{3.6 + 0.1d/a}{(d/a)^2}}. \quad (70)$$

4) $G_{en}(\xi)/G_0$ – величина нелинейной относительной активной составляющей электронной проводимости.

$$G_{n,i}(\xi)/G_0 = G_{si}/G_0(1 + K_{1g} \xi^2 + K_{2g} \xi^4), \quad (71)$$

где $K_{1g} = 0.114 - 0.197(\Theta_{\text{эКВ}} - 2.27)^2$; $K_{2g} = -0.023 + 0.164(\Theta_{\text{эКВ}} - 2.62)^2$.

В нелинейном режиме коэффициент нелинейного электронного взаимодействия для двойного несимметричного бессеточного зазора для 2π вида определится как:

$$M_{ns}(\xi) = \frac{1}{2} \sqrt{M(\xi)_{n1}^2 + M(\xi)_{n2}^2 + 2M(\xi)_{n1}M(\xi)_{n2} \cos \beta_e S}. \quad (72)$$

Величина относительной нелинейной активной электронной проводимости рассчитывалась по формуле:

$$G_n/G_0 = -\frac{\gamma}{2} M_{ns}(\xi) \frac{\partial M_{ns}(\xi)}{\partial \beta_e}. \quad (73)$$

2.9 Оценка предельных значений КПД и полосы усиления в зависимости от параметров электронного потока

Оценка предельных значений КПД в зависимости от параметров электронного потока очень важна для разработчиков при выборе рабочих параметров НМЛК. Для этого используются различные оценочные кривые, полученные из одномерных и двухмерных численных расчетов. Выше уже отмечалось, что получение $\eta_{e, \text{ макс}}$ достигается при нелинейном характере протекающих в выходной цепи процессов. Эти процессы в значительной мере зависят от параметра пространственного заряда, который рассчитывается по формуле:

$$q = \frac{\omega}{\omega_q} = \omega / (R_p \omega_p), \quad (74)$$

где R_p - коэффициент редукции;

ω_q - редуцированная частота плазменных колебаний;

ω — круговая частота внешнего сигнала.

Для пучков цилиндрического сечения это уравнение можно записать в виде [71]:

$$q = \frac{5.74 \sqrt{(\gamma_e b)^2 + 1.48 \left(1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2\right)^2}}{\left[1 - 2.65 \cdot \left(\frac{b}{a} - 0.63\right)^2\right] \cdot p_{\mu 1}^{1/2}}. \quad (75)$$

Параметр q зависит в малосигнальном приближении от микропервеанса пучка $p_{\mu 1}$ и от приведенных радиальных электронного пучка b и радиального размера трубы дрейфа a :

$$p_{\mu 1} = \frac{I_0}{U_0^{1/2}} 10^{-6} \left[\frac{\text{мкА}}{\text{В}^{1/2}} \right], \gamma_e b = \frac{\omega b}{v_0}; \gamma_e a = \frac{\omega a}{v_0}, \quad (76)$$

где $\beta_e = \frac{\omega}{v_0}$ — продольная электронная постоянная распространения;

$\gamma_e = (\beta_e^2 - k^2)^{\frac{1}{2}}$ — радиальная электронная постоянная распространения;

$k = \omega / c$ – волновое число;

$\omega = 2\pi f$ – угловая частота;

$v_0 = 5.932 \cdot 10^5 \sqrt{U_0}, \frac{\text{м}}{\text{сек}}$ – скорость электронов. При условии, что $v_0 \ll c$, можно считать, что $\gamma_e \cong \beta_e$.

Для определения поведения электронного КПД от параметров процесса взаимодействия воспользуемся универсальной зависимостью электронного КПД от микропервеанса, полученной впервые в работе [72], имеющее следующий вид:

$$\eta_e \cong \frac{0.5 \left(\frac{l_1}{l_0}\right)}{1 + 0.686(\gamma a)^3} \sqrt{\left[(0.92)^2 - \left(\frac{0.515}{\sqrt{p_{\mu 1}}} - 1\right)\right]^2}. \quad (77)$$

Результаты расчетов по этому уравнению приведены на рисунке 39.

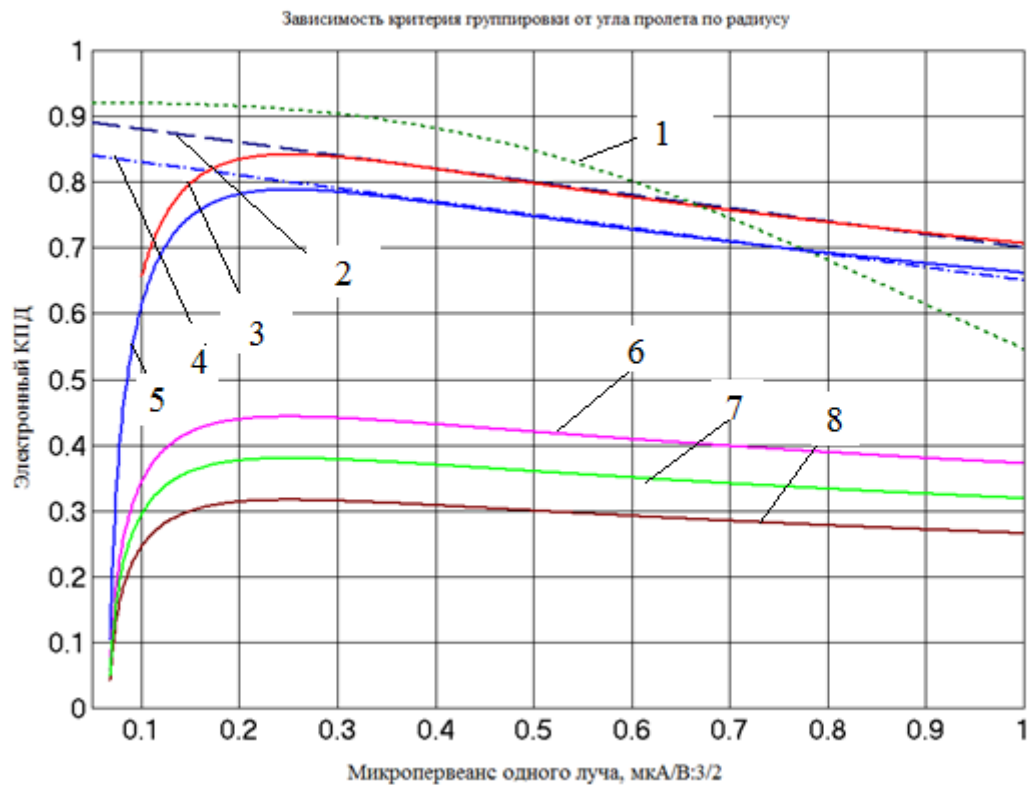


Рисунок 39 – Универсальная зависимость электронного КПД от параметров процесса взаимодействия

На этом рисунке кривая 1 отражает изменение кинематического показателя качества группировки $\Pi_{гр} = \frac{0.5 (\frac{I_1}{I_0})}{1+0.686(\gamma a)^3}$ в зависимости от угла пролета по радиусу электронного потока. В уравнении (78) она представлена первым множителем.

Второй множитель $\Pi_{пз} = \sqrt{\left[(0.92)^2 - \left(\frac{0.515}{\sqrt{p_{\mu 1}}} - 1\right)\right]^2}$ связывает электронный КПД с параметрами пространственного заряда электронного пучка. Наиболее распространенная теоретическая зависимость электронного КПД от микропервеанса пучка $\eta = 0,9 - 0,2P\mu$ изображена на рисунке пунктирной линией 2 [73].

Другая теоретическая зависимость [74] имеет вид: $\eta = 0,85 - 0,2P\mu$. Она изображена в виде кривой 4.

Кривые 3 ($\frac{I_1}{I_0} = 1,84, \gamma a = 0,2$) и 5 ($\frac{I_1}{I_0} = 1,84, \gamma a = 0,475$) построены с помощью формулы (78). В случае предельно высоких значений КПД эти кривые при $p_{\mu 1} > 0,25$ практически совпадают с полученными ранее аналитическими оценками. При $p_{\mu 1} = 0,25$ кривые, построенные по уравнению (78), имеют характерный максимум, а при дальнейшем уменьшении микропервеанса наблюдается резкий спад кривых, что подтверждается также результатами проведенных экспериментальных исследований.

Найденный в результате расчетов комплекс электронных и электродинамических параметров шести резонаторного клистрона с двухзазорным выходным резонатором представлен в таблице 2.2. Видно, что применение связанных резонаторов в выходной колебательной системе позволило увеличить величину характеристического сопротивления до 43% относительно базовой конструкции.

Таблица 2.2. Электронные и электродинамические параметры резонаторов для синфазного вида колебаний при ускоряющем напряжении $U_0 = 3$ кВ и коэффициенте заполнения пролетного канала $b/a=0,6$

№	Параметр	Входной	Промежуточный	Выходной
1	Собственная добротность, Q_0	702	755	904
2	Усредненное по каналам характеристическое сопротивление, Ом	30,5	35,1	40,5
3	Коэффициент. взаимодействия, M	0,86	0,86	0,795
4	Активная проводимость, G_e/G_0	0,185	0,185	0,222

Для определения связи полосовых свойств усилительного клистрона с параметрами выходного резонатора и проводимостью электронного потока ($G_o=I_o/U_o$) будем использовать известное из теории клистрона [74] соотношение:

$$\Omega_3 = K_n \rho G_o, \quad (79)$$

где K_n – коэффициент широкополосности, значение которого зависит от вида резонансной системы, используемой в качестве выходной цепи. Для получения широкой полосы будем использовать трехконтурную выходную систему $K_{n3} = K_n$.

Учтем также то, что полоса пропускания прибора Ω_0 определяется в основном выходной колебательной системой, поэтому с приемлемой для решаемой задачи точностью можно принять:

$$\Omega_{on} \approx \Omega_o, \quad B_n \approx B, \quad (80)$$

где Ω_{on} и B_n – соответственно, относительная полоса и неравномерность амплитудно-частотной характеристики выходной колебательной системы на заданном уровне АЧХ ($n=1,5$ дБ).

Рассмотрим алгоритм решаемой задачи. Сначала находится полоса на уровне 3 дБ с помощью следующего соотношения:

$$Q_n = f_o / \Omega_3, \Omega_3 = \Omega_{0n} / [10^{(0.1 B_n)} - 1]^{1/2}, \quad (81)$$

Потом определяется полоса на уровне 1,5 дБ.

$$\Omega_{(1,5)} = \frac{\Delta f}{f_o} = \left(\frac{I_1}{I_0} \right) \frac{\rho M_n^2}{R_0} \sqrt{(10^{0.1 B_n} - 1)} \cdot K_{n(1,5)}, \quad (82)$$

где $K_{n(1,5)}$ определяется интерполяцией (рисунок 40), используя зависимости для K_n из работы [75].

$$K_{n(1,5)} \cong \left(1.41 - \frac{0.41}{m} \right). \quad (83)$$

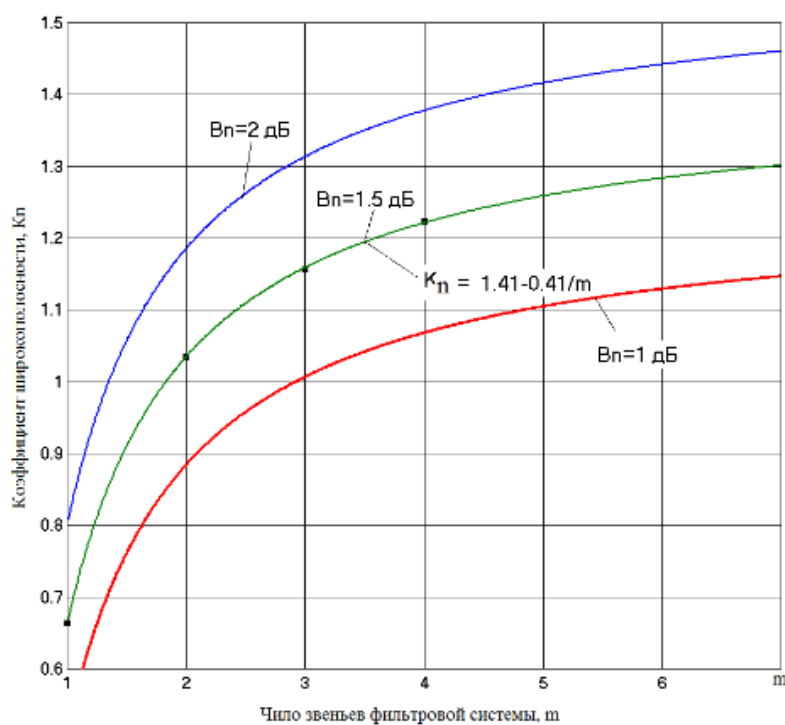


Рисунок 40 – Зависимость коэффициента широкополосности от числа звеньев фильтровой системы

Далее определяется контурный КПД - η_k :

$$Q_n = f_o / \Omega_3, \quad (84)$$

$$\eta_{\text{кон}} = \left(1 - \frac{0.5 \xi^2 10^6}{\eta_e p_{\mu 1} N \rho Q_{01} \sqrt{U_0}} \right) (1 - Q_{n2} / Q_{o2}) (1 - Q_{n3} / Q_{o3}) \quad (85)$$

Результаты расчета зависимости $\eta = \eta_e \eta_{\text{кон}}$ от относительной величины первой гармоники конвекционного тока $\frac{I_1}{I_0}$ для клистрона с трехзвенной фильтровой системой на выходе при разных микропервеансах $p_{\mu 1}$ показаны в таблице 2.3. При расчете контурного КПД считалось, что на выходе клистрона используется трехзвенная фильтровая система. При расчетах полагалось, что полоса усиливаемых частот на уровне 1,5 дБ должна быть не менее 300 МГц. Величина контурного КПД уточнялась по результатам предварительно проведенных экспериментов при ускоряющем напряжении $U_0 = 3$ кВ, ее зависимость от микропервеанса представлена на рисунке 41.

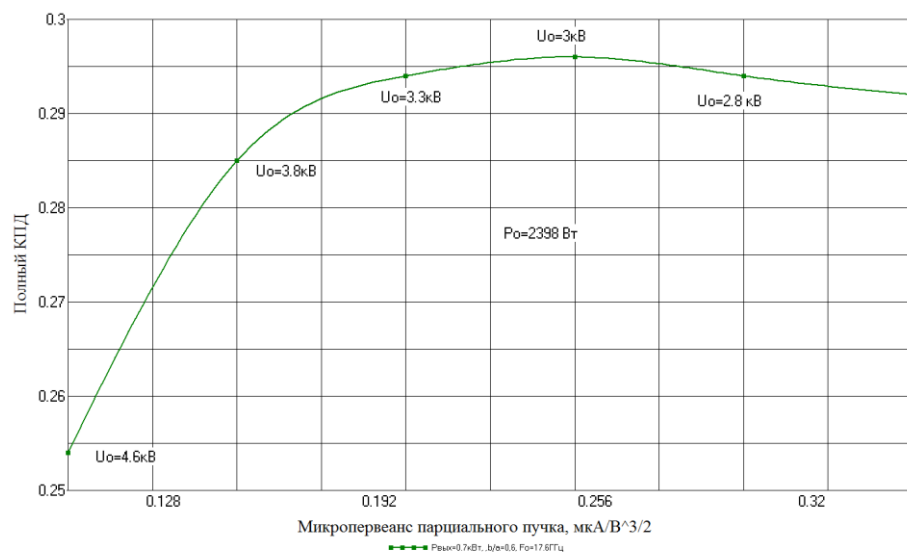


Рисунок 41 – Зависимость полного КПД от микропервеанса одного луча

Для решения поставленной задачи требуется найти наилучшие значения параметров I_1/I_0 , $\eta_{e, \text{макс}}$ и $p_{\mu 1}$, соответствующие максимальному значению электронного КПД.

Таблица 2.3 Результаты расчета зависимости η от относительной величины первой гармоники конвекционного тока $\frac{I_1}{I_0}$ для клистрона с трехзвенной фильтровой системой на выходе при разных микроперевансах $p_{\mu 1}$.

№	$\frac{I_1}{I_0}$	$p_{\mu 1},$ мкА/В ^{3/2}	$I_0, \text{А}$	$U_0, \text{В}$	$P_0, \text{Вт}$	$\eta_{\text{е макс}}$	$\eta_{\text{кон}}$	η
1	1.11	0.379	0.9	2500	2250	0.34	0,62	0,21
2	1.24	0.32	0.9	2800	2520	0.39	0,62	0,24
3	1.4	0.28	0.8	2800	2240	0.44	0,62	0,27
4	1.5	0.256	0.8	3000	2400	0.48	0,62	0,29

Как следует из таблицы, при обычных для широкополосных клистронов отношениях $\frac{I_1}{I_0}=1,1-1,2$, КПД клистрона не превышает 25%, что соответствует имеющимся экспериментальным данным. Показано, что для получения полного КПД не менее 30% необходимо при $\gamma a=0,8$ увеличение кинематического показателя качества группировки:

$$P_{\text{гр}} = \frac{0.5 \left(\frac{I_1}{I_0}\right)}{1+0.686(\gamma a)^3}, \quad (86)$$

начиная со значений (0,35 - 0.4) до значений $P_{\text{гр}} = 0.5 \cdot 1.5 / (1+0.686 \cdot 0.81^3) = 0,55$.

Приведенная методика приближенного расчета параметров процесса взаимодействия, позволяет на начальном этапе проектирования многолучевого клистрона достоверно определять по заданной величине электронного КПД требуемые параметры рабочего режима, а также геометрические и электродинамические параметры выходных двухзвенных резонансных систем с учетом физических факторов, определяющих величину пространственного заряда в многолучевом электронном потоке.

2.10 Результаты численного моделирования и улучшения параметров многолучевого клистрона с помощью дисковой модели клистрона

В программе «DISKLY» на основе заложенного в ней алгоритма поиска минимума многомерной функции проводился поиск оптимальной схемы настройки резонансных частот электродинамической системы низковольтного шести резонаторного многолучевого клистрона, работающего в коротковолновой части СВЧ диапазона. В результате расчета установлено и экспериментально подтверждено, что повышение электронного КПД в 1,36 раза (с 43,3% до 59,2%) в НМЛК Ку-диапазона достигается формированием в выходном резонаторе слетающего электронного сгустка с минимальным разбросом скоростей, при выборе отстройки резонансных частот резонаторов Δf_m относительно центральной рабочей частоты f_0 из следующих приближенных соотношений:

$$\frac{\Delta f_m}{\Delta f_0} = K_m, \quad (87)$$

где $m=1...6$ – номер резонатора, $K_1=-0,01$, $K_2=-0,59$, $K_3=1,57$, $K_4=1,91$, $K_5=0,806$, $K_6=0$;

$\Delta f_0 = \frac{f_0}{2Q_H}$ – полуширина полосы пропускания, измеренная по уровню половинной мощности;

Q_H – нагруженная добротность выходного резонатора.

На рисунке 42 представлена классическая схема (а) и оптимальная схема настройки резонаторов.

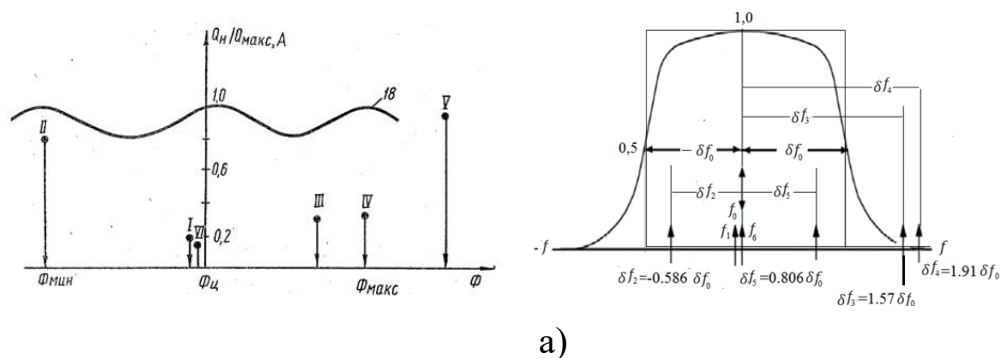


Рисунок 42– Классическая схема (а) и оптимальная расчетная (б) схема настройки резонаторов

В классической схеме все резонаторы, за исключением пятого, находятся внутри полосы усиливаемых частот. На рисунке 43 приведен пример расчета НМЛК по программе «DISKLY». Предпоследний резонатор расстроен вверх по частоте для повышения КПД. Электронный КПД при такой настройке 43,3 %.

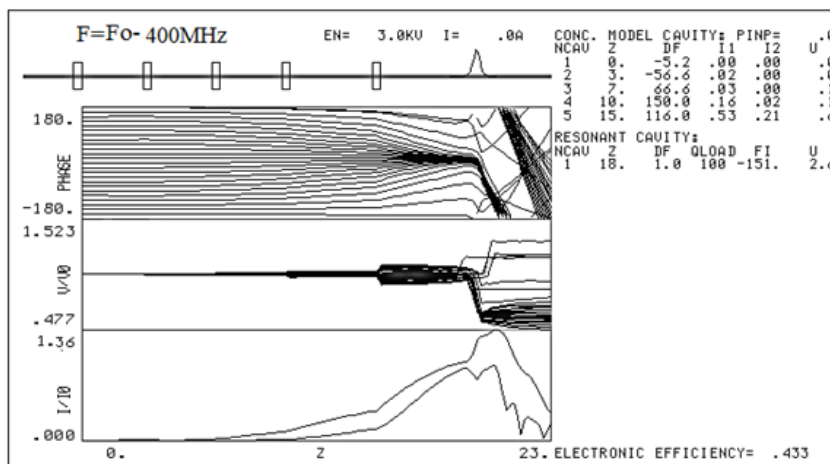


Рисунок 43 – Результаты расчета по программе "DISKLY"

В предлагаемой оптимальной схеме вверх по частоте (за полосу усиления) вынесены частоты 3-го и 4-го резонаторов. На рисунке 44 приведен пример расчета НМЛК по программе «DISKLY». Электронный КПД при такой настройке 59,2 %.

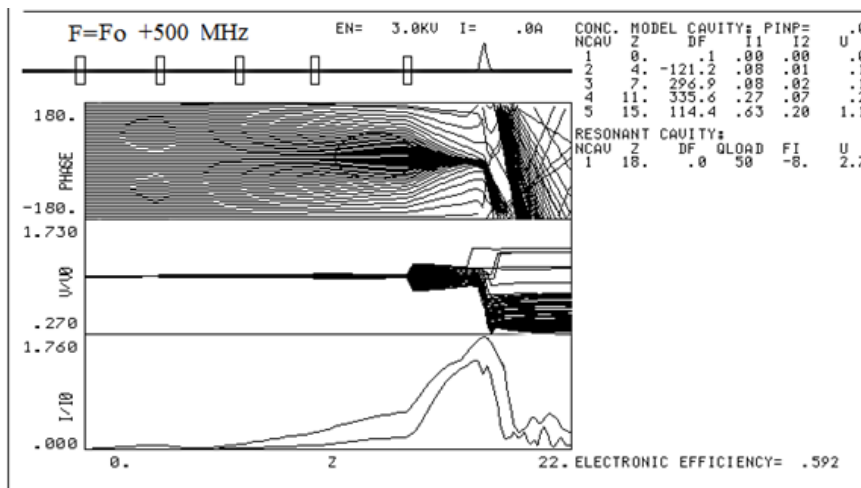


Рисунок 44 – Результаты расчетов настройки резонаторов по оптимальной схеме в программе "DISKLY"

В результате проведенных расчетов определено, что при правильной частотной расстройке резонаторов предельное значение электронного КПД

возросло в 1,36 раза или на 15,9% с 43,3% до 59,2%. Это является доказательством первого научного положения.

Выводы к главе 2

1. Предложена уточненная (с погрешностью расчета не более 3%) методика решения задачи первичного оперативного электродинамического синтеза за счет перехода от трудоемкой 3D модели к более простой двумерной модели путем преобразования призматического многоканального резонатора в эквивалентный цилиндрический резонатор с одинаковыми волновым сопротивлением и торцевой емкостью.

2. Установлено, что для эффективного взаимодействия с многолучевым электронным потоком при создании НМЛК, работающих в коротковолновой части СВЧ диапазона, можно использовать не только области, соответствующие нулевой зоне усиления, но и высшие зоны.

3. На основе полученных результатов численного решения задачи определения коэффициента эффективности M взаимодействия электронов СВЧ полем с применением современных методов 3D численного моделирования были найдены простые аналитические выражения, позволяющие найти условия идентичности параметров процесса взаимодействия для идеального несимметричного двойного сеточного зазора и параметрами этого процесса для реальной конструкции резонатора с двумя бессеточными зазорами.

4. Найдены оптимальные режимы двухмодового взаимодействия, при которых два выходных связанных резонатора можно рассматривать как элементы двухзвенной активной фильтровой системы, где в качестве дополнительного резонатора для расширения полосы используется резонанс на π – моде.

5. Разработана методика приближенного аналитического расчета параметров процесса взаимодействия, которая позволяет на начальном этапе проектирования НМЛК достоверно определять по заданной величине электронного КПД и полосе усиливаемых частот требуемые параметры рабочего

режима, а также геометрические и электродинамические параметры выходных двухззорных резонансных систем.

6. На основе результатов численного моделирования и улучшения параметров НМЛК, содержащего 6 резонаторов, с помощью дисковой модели клистрона найдена оптимальная расчетная схема настройки резонаторов группирователя и определены физические факторы, необходимые для повышения электронного КПД в 1,36 раза (с 43,3% до 59,2%) в НМЛК Ку-диапазона, за счет формирования в выходном резонаторе слетающего электронного сгустка с минимальным разбросом скоростей.

ГЛАВА 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ НИЗКОВОЛЬТНОГО МНОГОЛУЧЕВОГО КЛИСТРОНА В МНОГОМОДОВОМ РЕЖИМЕ УСИЛЕНИЯ

3.1 Конструкция модернизированного НМЛК

В последние годы в радиоэлектронике особое внимание уделяется разработке и исследованию НМЛК. Резонаторы в таких приборах обычно настраиваются на частоту, соответствующую первой гармонике конвекционного тока. Высшие моды колебаний в резонаторах таких приборах, как правило, считались паразитными.

Идея использования высших мод для улучшения качества группировки в однолучевых клистропах с двухззорными резонаторами известна давно [3].

Однако для низковольтных многолучевых приборов коротковолновой части СВЧ диапазона ее не удавалось реализовать на практике. Обычно рабочим видом являлся синфазный вид колебаний, а противофазный вид – считался паразитным. Важным при данном рассмотрении является вопрос о частотной «отстройке» паразитного резонанса, при которой потери импеданса взаимодействия будут минимальны.

Как правило, разработчики клистронов считали достаточным отстроить паразитную моду ниже, или выше, рабочей полосы частот, даже сохраняя нежелательный вид колебаний в пределах фильтровой характеристики (на фронте, или спаде) [76]. Однако, новые, полученные нами, результаты расчета показывают, что введение высших резонансных мод в пределы АЧХ фильтровой характеристики позволяет обеспечить новые функциональные возможности для управления формой АЧХ.

В качестве объекта исследования для дальнейшего улучшения выходных параметров путем перехода к многомодовому взаимодействию был выбран шестирезонаторный 19-ти лучевой импульсный пакетированный НМЛК, работающий в Ки-диапазоне, разработанный ранее, в АО «НПП «Алмаз» и представленный на рисунке 2 [77].

В отличие от рассмотренных ранее режимов работы двухзазорного бессеточного резонатора, в настоящей работе рассмотрен случай, когда между центрами зазоров S определяется из условия, что клистрон работает на второй зоне усиления ($m=2$), соответствующей 18 ГГц и представленной на рисунке 45.

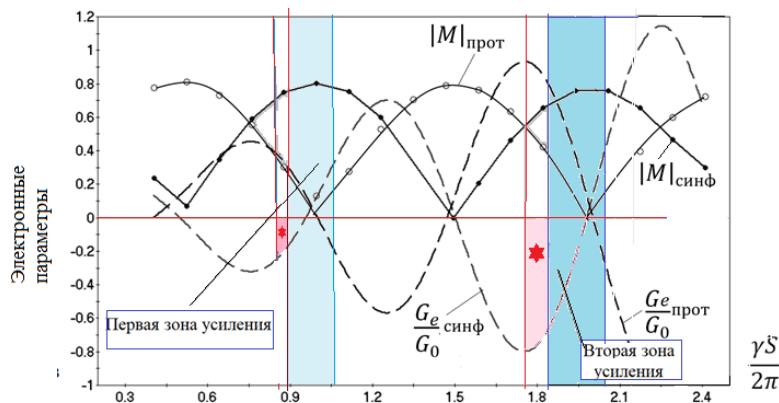


Рисунок 45 – Зависимости электронных параметров системы связанных резонаторов с двумя несимметричными бессеточными зазорами от угла пролета между центрами зазоров в двухмодовом режиме усиления

Увеличение расстояния S позволяет повысить собственную добротность выходного резонатора и сделать большей электронную нагрузку G_e/G_0 для противофазного вида колебаний, с тем чтобы предотвратить самовозбуждение этого вида. Это подтверждают расчеты, сделанные в программе “REZON” и приведенные на рисунках 47 и 48, по исходным данным представленным на рисунке 46.

Скриншот программы ELPAR. Меню: Расчет, Показатель фазности, Тип зазора, Справка, Выход. Поля ввода:

- D, длина зазоров (мм): 0,29
- L, длина втулки (мм): 3,26
- A, радиус трубы (мм): 0,25
- B, радиус потока (мм): 0,15
- Начальная точка диапазона: 17,7
- Конечная точка диапазона: 18,5
- Количество точек диапазона: 100
- U0, ускоряющее напряжение (кВ): 3
- I0, ток пучка (А): 0,042
- F0, частота (ГГц): 18 (выбрано)
- N, число зазоров: 2

Рисунок 46 – Исходные данные для расчета электронных параметров по программе “REZON”



Рисунок 47 – Зависимости коэффициента эффективности взаимодействия и относительной электронной проводимости для синфазного вида колебаний от частоты сигнала в рабочей полосе частот

Параметры двухзазорного резонатора должны быть оптимально подобраны, чтобы отклик обеих мод перекрывался в середине диапазона, а угол пролета между центрами зазоров ($\theta_s/2\pi=2,16-8,0$ рад) выбран таким образом, чтобы работа клистрона была стабильна по всему диапазону.

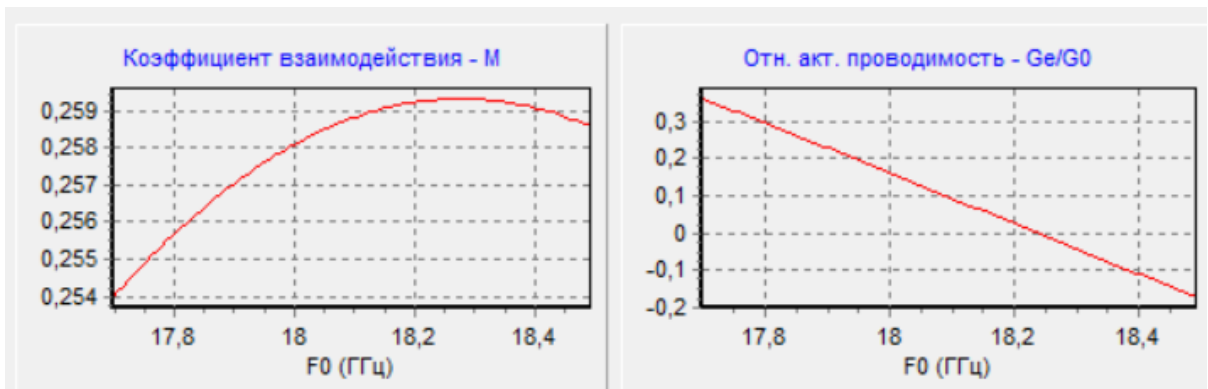


Рисунок 48 – Зависимости коэффициента эффективности взаимодействия и относительной электронной проводимости для противофазного вида колебаний от частоты сигнала в рабочей полосе частот

Таким образом, два выходных связанных резонатора можно рассматривать как элементы двухзвенной активной фильтровой системы, где в качестве дополнительного резонатора для расширения полосы используется резонанс на

π – моде. Это позволяет увеличить произведение коэффициента усиления на полосу частот. Увеличение расстояния S позволяет повысить собственную добротность выходного резонатора и сделать большей электронную нагрузку для противофазного вида колебаний, с тем чтобы предотвратить самовозбуждение этого вида.

Конструкция модернизированного НМЛК, показанная на рисунке 49, состоит из шести, однозачорных призматических резонаторов. Входная и выходная резонаторные системы активные, образованы двумя связанными через щель резонаторами.

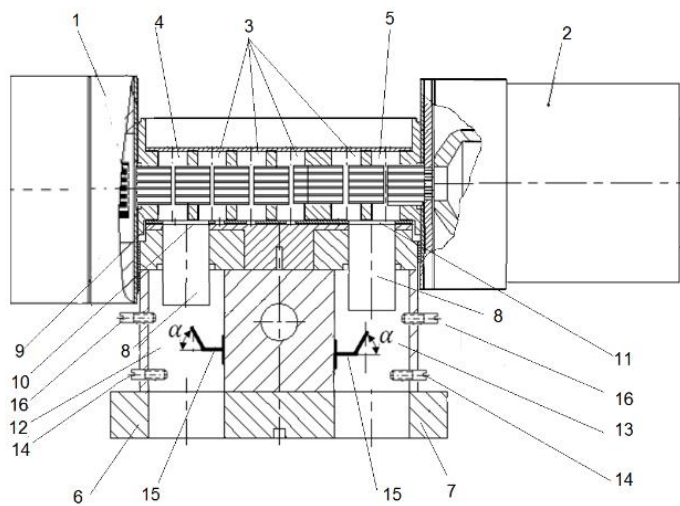


Рисунок 49 – НМЛК модернизированной конструкции

Позициями на рисунках 49 обозначены:

- 1 – электронная пушка,
- 2 – коллектор,
- 3 – промежуточные резонаторы,
- 4 – входной активный резонатор;
- 5 – выходной активный резонатор;
- 6 – узел ввода СВЧ энергии;
- 7 – узел вывода СВЧ энергии;
- 8 – круглый диэлектрический стержень;

- 9 – выходная диафрагма;
- 10 – щель связи входного активного резонатора;
- 11 – щель связи выходного активного резонатора;
- 12 – входной прямоугольный волновод;
- 13 – выходной прямоугольный волновод;
- 14 – пассивные резонаторы в виде настроечных штырей;
- 15 – настроечные волноводные диафрагмы;
- 16 – первый настроечный штырь.

Входной и выходной резонаторы имеют волноводные ввод и вывод энергии, в которых в качестве вакуумно-изолирующего элемента между резонатором и волноводом используется стержень из алюмооксидной керамики. Для получения широкой полосы усиления на входе прибора установлена двухсвязная фильтровая система. Она содержит активный одноззорный резонатор 4, связанный с пассивным резонатором 15 через элемент связи 8, который включает в себя круглый диэлектрическим стержень 8 ($\epsilon_r=9$), герметично установленный в канале, связывающим выходной прямоугольный волновод 13 с активным резонатором 4. Аналогичный по конструкции элемент связи установлен и на выходе прибора.

У данной фильтровой системы, установленной как на входе, так и на выходе НМЛК, есть три вида колебаний (рисунок 50). Первым рабочим видом является синфазный вид (1), вторым видом является – противофазный вид (2). Третий вид колебаний (3) относится к резонансной частоте волноводно-керамического резонатора, образованного выводом энергии. Он имеет частоту, значительно выше рабочей частоты, поэтому его влияние на АЧХ ранее не рассматривалось. При малой степени связи, амплитуды полей разных типов колебаний в системе двух связанных резонаторов резко отличаются по величине, так что в первом приближении их можно рассматривать, с точки зрения электродинамики, как двухзвенную активную фильтровую систему, а с точки зрения электроники, как двухззорный резонатор с двумя рабочими видами колебаний (синфазным видом – основной вид и противофазным – высший вид).

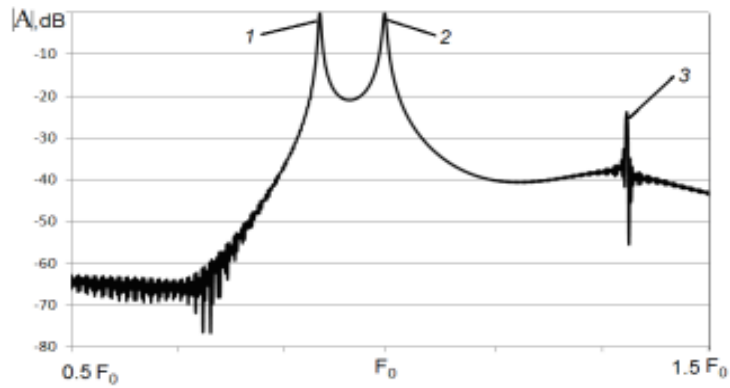
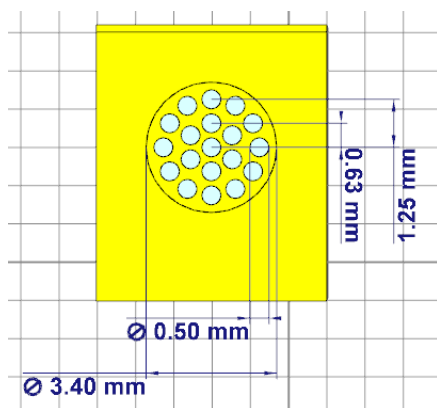
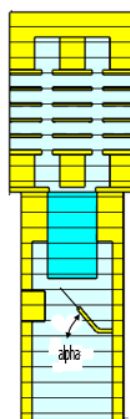


Рисунок 50 – Виды колебаний резонаторной системы НМЛК базовой конструкции

Входная и выходная резонансные системы содержат узлы ввода и вывода СВЧ-энергии, в состав которых входят: вакуумно-плотные диэлектрические СВЧ-окна, состоящие из круглых диэлектрических стержней и выходной диафрагмы с щелями связи. Во входном и выходном прямоугольных волноводах 12 и 13 размещены пассивные резонаторы, которые выполнены в виде резонансных пластин 15, изогнутых в средней их части в сторону диэлектрических стержней под углом 50-70 градусов. На рисунке 51 изображено поперечное сечение выходной части клистрона с новой конфигурацией пассивного резонатора в виде резонансной настраиваемой пластины, изогнутой под углом.



а)



б)



в)

Рисунок 51 – Фильтровая система объекта исследования: а) Поперечное сечение выходной части НМЛК, б) 3D модель вывода энергии; в) Внешний вид вывода энергии резонатора и вакуумно-плотных диэлектрических СВЧ-окон

На рисунке 52 представлен вывод энергии в сборе с фильтровой системой.

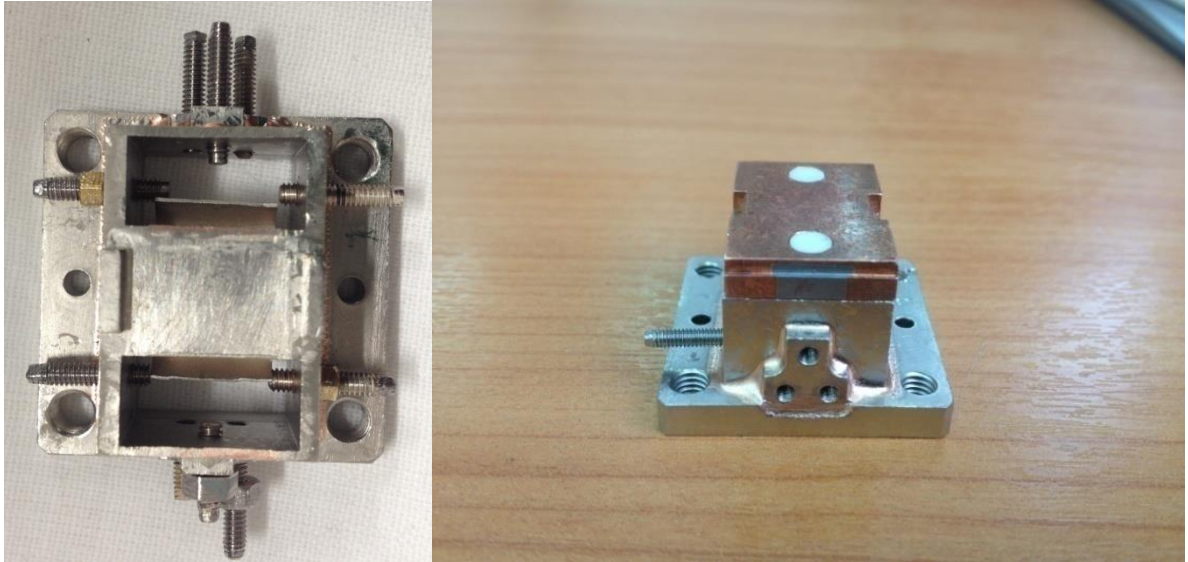


Рисунок 52 – Вывод энергии с фильтровой системой НМЛК

На рисунке 53 показан внешний вид выходной диафрагмы. На рисунке 53 б изображена форма поперечного сечения щелей связи в этой диафрагме и ее характерные размеры. Щель связи, в выводе СВЧ энергии, выполнена так, что ее поперечные размеры выбраны из условия обеспечения дополнительной электромагнитной связи между выходным активным резонатором и предвыходным промежуточным резонатором и понижения его нагруженной добротности. Максимальный продольный размер щели L_{max} в диафрагме выбраны из следующего условия:

$$0,878 \leq \frac{L_{max}}{2R} \leq 0,925, \quad (88)$$

где R – радиус диэлектрического стержня, м;

$S = d + L$; d – длины зазоров, м;

l_t – длина пролетной трубы, м;

$\beta_e = 2\pi f_0 / v_0$ – постоянная распространения электронного потока, f_0 – центральная частота полосы усиления, Гц;

v_0 – скорость электронного потока, м/сек.

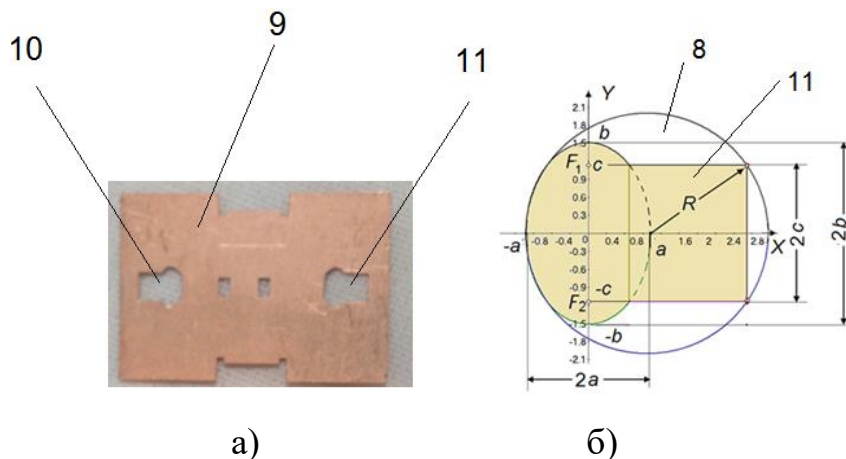


Рисунок 53 – а) Внешний вид выходной диафрагмы б) Форма поперечного сечения щелей связи

Для выравнивания нагруженных добротностей выходной фильтровой системы, состоящей из связанных между собой выходного и предвыходного резонаторов, в диафрагме, разделяющей между собой эти резонаторы и волновод вывода энергии, должна быть выполнена резонансная щель связи, которая в области, примыкающей к центру зазора предвыходного резонатора имеет форму эллипса, а в области, примыкающей к центру зазора выходного резонатора, форму прямоугольника, причем форма и размеры щели выбраны из следующих соотношений, подобранных экспериментальным путем:

$$\frac{b}{R} = 0,75 \div 0,76; \frac{a}{R} = 0,5 \div 0,52; \frac{c}{R} = 0,565 \div 0,57; 0,878 \leq \frac{L_{max}}{2R} \leq 0,925, \quad (89)$$

где b – большая полуось эллипса;

a – малая полуось;

c – половина фокусного расстояния;

L_{max} – продольный размер щели;

R – радиус диэлектрического стержня.

Таким образом, в диафрагме, разделяющей резонансную систему и выходной волновод, образуется дополнительный LC – пластинчатый резонансный контур, изменяя размеры которого можно регулировать нагруженную добротность 5-го резонатора.

Благодаря оптимальной форме этих пластин и размерам щели связи происходит эффективная передача электромагнитных волн из выходного активного резонатора через узел вывода энергии в выходной СВЧ-тракт с заданным коэффициентом передачи во всем рабочем диапазоне НМЛК (рисунок 54).

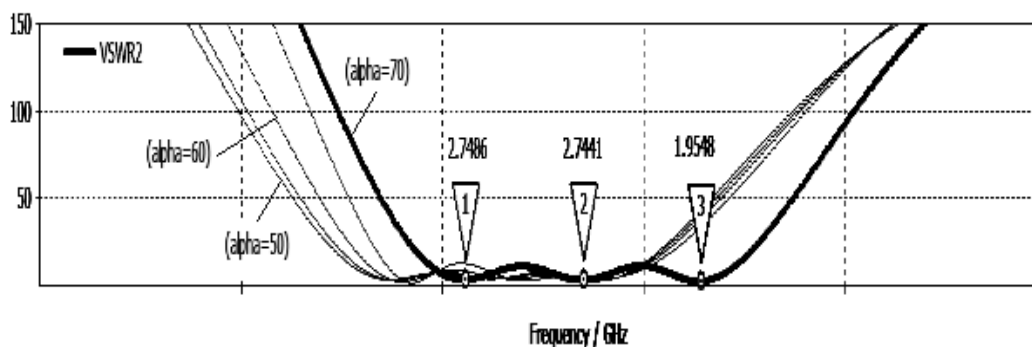


Рисунок 54 – Зависимость КСВ от частоты сигнала при разных углах наклона резонансной диафрагмы в программе HFSS

На основании компьютерного моделирования и проведенных в главе 2 расчетов режимов многомодового взаимодействия была изготовлена серия модернизированных экспериментальных образцов.

Резонаторные блоки, а затем и серия экспериментальных образцов НМЛК, модернизированной конструкции, изготовленная в АО «НПП «Алмаз» была настроена сначала на установке «холодных» измерений, т.е. при отсутствии электронного потока. Ее схема представлена на рисунке 55, где 1 - анализатор цепей Agilent Technologies N5230A PNA-L 10 MHz – 40 GHz, 2 – СВЧ-кабель, 3 – КВП и волновод, 4 – НМЛК.

На рисунке 56 приведен процесс исследования резонаторного блока НМЛК на установке холодных измерений.

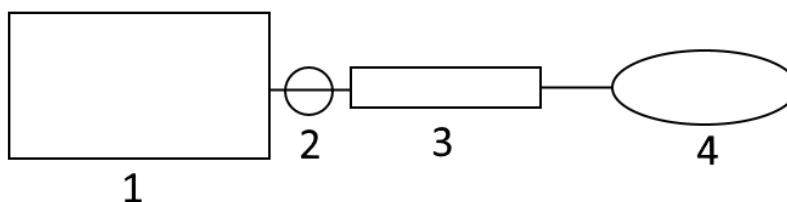


Рисунок 55 – Схема установки «холодных измерений»



Рисунок 56 – Исследование резонаторного блока НМЛК на установке «холодных измерений»

На рисунке 57 представлен резонаторный блок в сборе с выводом энергии.

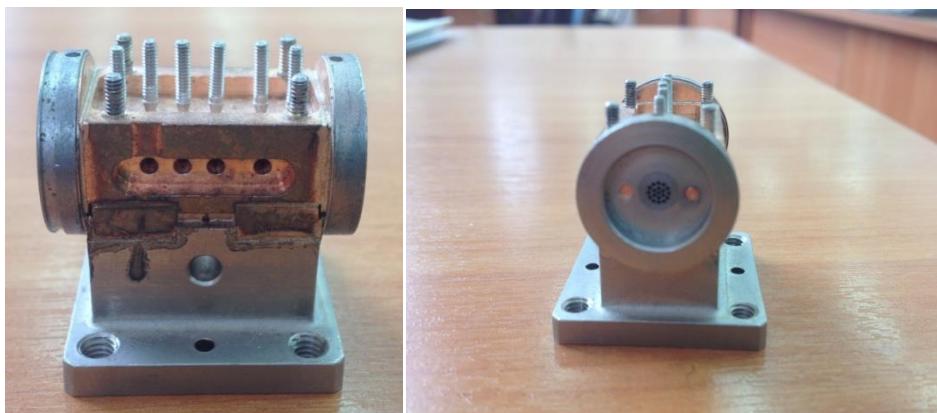


Рисунок 57 – Резонаторный блок в сборе с выводом энергии

Экспериментальный образец НМЛК модернизированной конструкции, изготовленный в АО «НПП «Алмаз», представлен на рисунке 58.

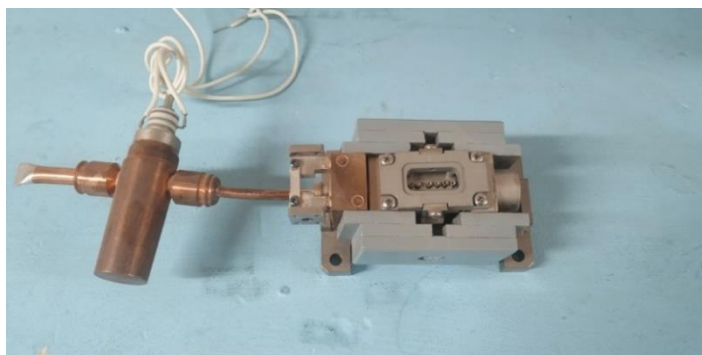


Рисунок 58 – Экспериментальный образец модернизированного НМЛК

3.2 Описание установок для измерения параметров экспериментальных образцов НМЛК

Изготовленные экспериментальные образцы НМЛК были обследованы на установке жестчения, где была проведена операция «Тренировка высоким напряжением». Целью данной операции является устранение токов утечки между электродами прибора. Далее изделия поступили на операцию «Предварительные динамические испытания», где осуществлялась настройка магнитной системы для обеспечения токопрохождения на уровне не менее 90 %, сначала в статическом режиме, без подачи входного сигнала, затем в динамическом режиме, с поданным входным сигналом. В динамическом режиме проводилась настройка резонаторов путем вращения настроечных тяг, которые оказывают давление на мембрану, тем самым уменьшая или увеличивая объем резонаторов. После настройки резонаторов производилась повторная настройка магнитной системы для улучшения токопрохождения. Исследование и настройка НМЛК производилась на рабочих скважностях: 100, 50, 20, 10 и 3.

На рисунке 59 представлена структурная схема установки измерения параметров (УИП), на которой проводились операции: «Предварительные динамические испытания», «Тренировка», «Динамические испытания» и «Окончательные динамические испытания» НМЛК, где:

- 1 – Генератор сигналов AgilentN5381A (опция 520);
- 2 – Предусилитель СВЧ;

- 3 – Измеритель мощности AgilentN8487A;
- 4 – Преобразователь мощности AgilentE9300B;
- 5 – Измеритель мощности AgilentN1914A;
- 6 – Осциллограф TektronixTBS 1102B-EDU;
- 7 – СВЧ кабель;
- 8 – Коаксиальный направленный ответвитель 10 дБ;
- 9 – Волновод;
- 10 – Волноводный направленный ответвитель 10 дБ;
- 11 – Фазовращатель. КСВН не более 1,3. Регулировка фазы сигнала от 0 до 360°;
- 12 – Поляризационный аттенюатор ДЗ-35А. Диапазон регулировки ослабления 0 – 70 дБ;
- 13 – Направленный ответвитель 30 дБ;
- 14 – Направленный ответвитель 20 дБ;
- 15 – Детекторная секция (головка). Чувствительность 300 мкВ/мкВт. КСВН не более 1,4.
- 16 – Переменный аттенюатор. Диапазон регулировки ослабления 0 – 40 дБ.
- 17 – Фазовый детектор. Включает в себя 3 дБ ответвитель, 2 детекторные секции (головки) и 2 потенциометра.
- 18 – Согласованная СВЧ нагрузка (рассеиваемая средняя мощность – 220 Вт); КСВН не более 1,3.
- 19 – ЦиркуляторФВВ1-19. Прямые потери – 0,6 дБ; обратные потери – 19 дБ. КСВН не более 1,3.
- 20 – Переход ЕТЛА.441329.120;
- 21 – Источник питания накала. Постоянное стабилизированное напряжение, плавно регулируемое в пределах 0 В – 5,0 В при токе потребления до 9 А. Точность установки напряжения – 0,02 В.
- 22 – Источник питания анода. Постоянное стабилизированное напряжение, плавно регулируемое в пределах 300 В – 5,0 кВ при токе потребления до 500мА.;
- 23 – Модулятор;

24 – Выносной многопредельный миллиамперметр. Пределы измерения средних токов 30 мА; 100 мА; 300 мА. Рабочий потенциал – 3 кВ.

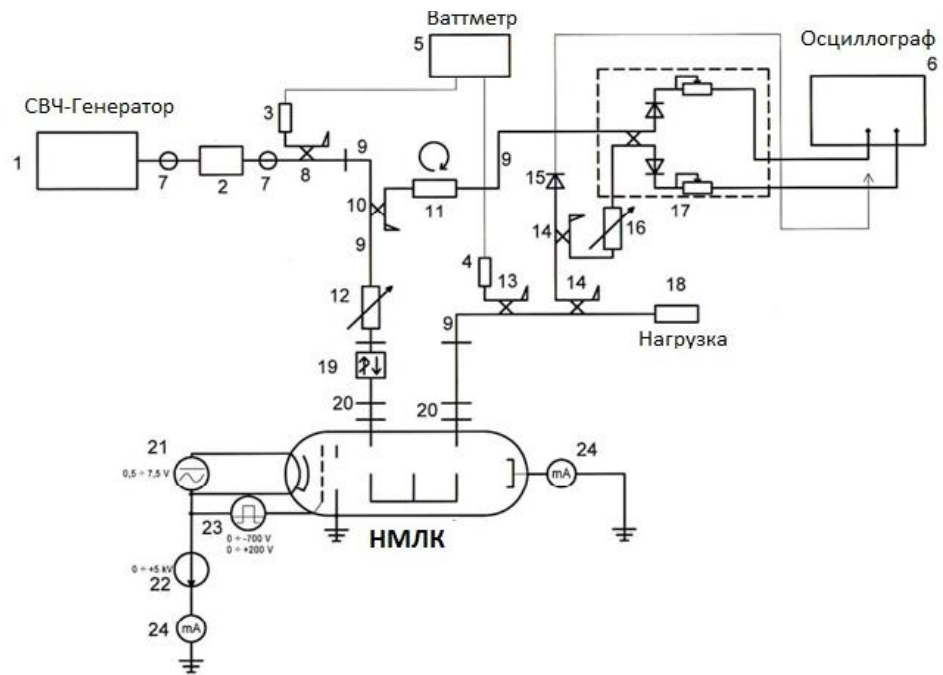


Рисунок 59 – Структурная схема установки измерения параметров

Экспериментальный образец НМЛК, установленный на УИП показан на рисунке 60.



Рисунок 60 – Экспериментальный образец НМЛК на УИП

3.3. Принцип работы модернизированной конструкции НМЛК

Параметры режима работы НМЛК приведены в Таблице 3.1.

Таблица 3.1 Параметры режима НМЛК

Параметр	Напряжение накала U_n , В	Ток накала I_n , А	Напряжение смещения $U_{см}$, В	Напряжение анода U_a , кВ	Напряжение превышения $U_{пр}$, В	Сквандность Q	Длительность импульса, μs	Ток катода $I_{кат}$, А
Значение	4,0	2,2	-500	3,0	86	3-100	0,5-2,5	0,7-0,9

Работа миниатюрного многолучевого клистрона осуществляется следующим образом. С помощью электронной пушки на рисунке 49 (1) под воздействием ускоряющего напряжения формируется многолучевой электронный поток, который пропускается через каналы для пролета электронных лучей, выполненные во входном (4), промежуточных (3) и выходном (4) активных резонаторах. После прохождения резонаторов электронные лучи рассеиваются на коллекторе (2).

Входной СВЧ-сигнал подается в отрезок прямоугольного волновода (12), входящего в состав узла ввода энергии (6), и возбуждает в нем электромагнитное поле волны типа H_{10} , которое, в свою очередь, возбуждает многосвязную широкополосную фильтровую систему, состоящую из пассивных резонаторов в виде настроечной волноводной диафрагмы 11 и первого настроечного штыря 16, образующего вместе с круглым диэлектрическим стержнем 8 перестраиваемый металло-диэлектрический резонатор, резонансная частота которого f_c настраивается на склон левой ветви амплитудно-частотной характеристики.

Возбуждение активного входного резонатора происходит через щель связи 10, обеспечивающую дополнительную электромагнитную связь между входным активным резонатором и вторым промежуточным резонатором. Ширина щели

связи имеет разную форму на различных расстояниях от центра входного резонатора. В области второго резонатора она расширяется. При этом нагруженная добротность второго резонатора уменьшается и становится примерно равной добротности входного активного резонатора, связанного с нагрузкой, что позволяет при заданной расстройке по частоте между синфазным и противофазными видами колебаний обеспечить двухмодовый режим усиления без самовозбуждения при приемлемой форме АЧХ.

При реализации указанных условий входная резонансная система обеспечивает возбуждение во входном двойном ВЧ зазоре продольного СВЧ электрического поля примерно одинаковой напряженности на всех частотах рабочего диапазона клистрона. Формирование плотных электронных сгустков происходит при последовательном прохождении электронными лучами промежуточных резонаторов (3), где происходит дополнительная модуляция электронов по скорости, и труб дрейфа, в которых происходит модуляция электронов по плотности.

Для создания примерно одинаковой амплитуды первой гармоники наведенного тока в выходной колебательной системе клистрона на всех частотах рабочего диапазона с помощью механизмов настройки частот производят соответствующую настройку резонансных частот промежуточных резонаторов (3). Пролетая через зазор выходного активного резонатора (5), сгустки электронов попадают в тормозящую фазу СВЧ-поля двойного ВЧ зазора, работающего на второй зоне усиления ($m=2$) и образованного между выходным и предвыходным резонаторами, где они эффективно отдают свою энергию выходной фильтровой резонансной системе. Вследствие сильного торможения сгустков высокочастотным полем скорость электронов в этой области взаимодействия уменьшается, примерно на 4-5%, по сравнению с областью входного резонатора. Это приводит к соответствующему уменьшению угла пролета, начиная со значения $\gamma S_{\text{расч}} = 2\pi(m + 0.25)$ и заканчивая значением $\gamma S_{\text{эксп}} = 2\pi(m + 0,064)$.

3.4 Результаты расчетов и экспериментального исследования режимов нелинейного взаимодействия НМЛК, работающего в Ку-диапазоне частот

Результаты расчетов режимов нелинейного взаимодействия, приведенные далее в таблицах 3.2 и 3.3, отличаются от известных рекомендаций [78]. Они заключаются в том, что расстояние $S_{\text{вых}}$ между центрами выходного и предпоследнего резонаторов в эффективных схемах группирователей клистронов обычно не должно превышать величину 15% от редуцированной плазменной длины волны. Впервые в настоящей работе обоснована целесообразность использования в НМЛК режима взаимодействия с многолучевым потоком на высших модах колебаний связанных резонаторов. При работе на первой высшей моде колебаний величина $S_{\text{вых}}$ должна быть примерно в 2 раза больше.

Зависимости коэффициента взаимодействия M и относительной электронной проводимости G_e/G_0 от угла пролета между центрами зазоров выходного и предвыходного резонаторов на синфазном виде колебаний приведены на рисунке 45. На этом рисунке показаны оптимальные области выбора углов пролета соответственно для первой и второй зон усиления.

Таблица 3.1. Режимы нелинейного отбора энергии от электронных сгустков при разных ускоряющих напряжениях на центральной частоте усиления на протвofазном виде колебаний (рабочее напряжение 3 кВ, $p_{\mu 1}=0,255$, мкА/В^{3/2}).

№	$U_0, \text{кВ}$	M_n	G_{en}/G_0	B_{en}/G_0	$p_{\mu 1, \text{мкА/В}^{3/2}}$	$\gamma S_{12}/2\pi$ (экспер.)	$\gamma S_{12}/2\pi$ (расч.)
1	2.3	0.633	-0.695	-0.657	0.380	2.355	2.25
№	$U_0, \text{кВ}$	M_n	G_{en}/G_0	B_{en}/G_0	$p_{\mu 1, \text{мкА/В}^{3/2}}$	$\gamma S_{12}/2\pi$ (экспер.)	$\gamma S_{12}/2\pi$ (расч.)
2	2.4	0.588	-0.865	-0.399	0.357	2.306	2.25
3	2.5	0.530	-0.942	-0.116	0.336	2.260	2.25
4	2.6	0.463	-0.935	0.163	0.317	2.216	2.25
5	2.7	0.390	-0.856	0.418	0.299	2.175	2.25

6	2.8	0.312	-0.722	0.635	0.283	2.136	2.25
7	2.9	0.251	-0.555	0.807	0.269	2.099	2.25
8	3.0	0.251	-0.373	0.929	0.255	2.064	2.25
9	3.1	0.249	-0.179	1.003	0.243	2.031	2.25
10	3.2	0	0.015	1.031	0.232	1.999	2.25
11	3.3	0.236	0.201	1.020	0.221	1.969	2.25

Таблица 3.2. Режимы нелинейного отбора энергии от электронных сгустков при разных ускоряющих напряжениях на центральной частоте усиления на синфазном виде колебаний (рабочее напряжение -3 кВ, $p_{\mu 1}=0,255$, мкА/В^{3/2}).

№	U_0 кВ	M_n	G_{en}/G_0	B_{en}/G_0	$p_{\mu 1, \text{мкА/В}^{3/2}}$	$\gamma S_{12}/2\pi$ (экспер.)	$\gamma S_{12}/2\pi$ (р а с ч .)	q
№	2.3	0.319	0.805	0.645	0.380	2.355	2.25	16.84
1	2.4	0.420	0.984	0.385	0.357	2.306	2.25	17.34
2	2.5	0.510	1.074	0.101	0.336	2.260	2.25	17.84
3	2.6	0.586	1.079	-0.180	0.317	2.216	2.25	18.33
4	2.7	0.650	1.009	-0.437	0.299	2.175	2.25	18.82
5	2.8	0.702	0.882	-0.655	0.283	2.136	2.25	19.30
6	2.9	0.742	0.713	-0.828	0.269	2.099	2.25	19.78
7	3.0	0.772	0.518	-0.951	0.255	2.064	2.25	20.26
8	3.1	0.791	0.311	-1.026	0.243	2.031	2.25	20.73
9	3.2	0.802	0.104	-1.056	0.232	1.999	2.25	21.20
1 0	3.3	0.804	-0.096	-1.045	0.221	1.969	2.25	21.66

Результаты расчетов представлены в графическом виде на рисунке 61. Расстояние между центрами резонаторов нелинейной части группирователя $S_{5,6}$ выбрано из условия, что при работе на π – виде оно равно величине, составляющей $\approx 0,61$ от редуцированной плазменной длины волны λ_q .

$$S_{(5,6)}/\lambda_q = S_{(5,6)}/(2\pi\nu_0 q/\omega) = 0,607 \quad (90)$$

$$\lambda_q = 2\pi v_0 q / \omega = 20.26 \cdot 1 / (2 \cdot \pi \cdot (18.3 \cdot 10^9) / (5.932 \cdot (10^8) \cdot \sqrt{3000})) = \quad (91)$$

$$= 5,73 \text{ мм}$$

где $v_0 = 5.932 \cdot 10^5 \sqrt{U_0}$, $\frac{\text{м}}{\text{сек}}$ – скорость электронов, $\omega = 2\pi f_0$ – круговая частота усиливаемого сигнала;

f_0 – центральная частота полосы усиления;

$q = \frac{\omega}{\omega_q}$ – параметр пространственного заряда; U_0 – ускоряющее напряжение.

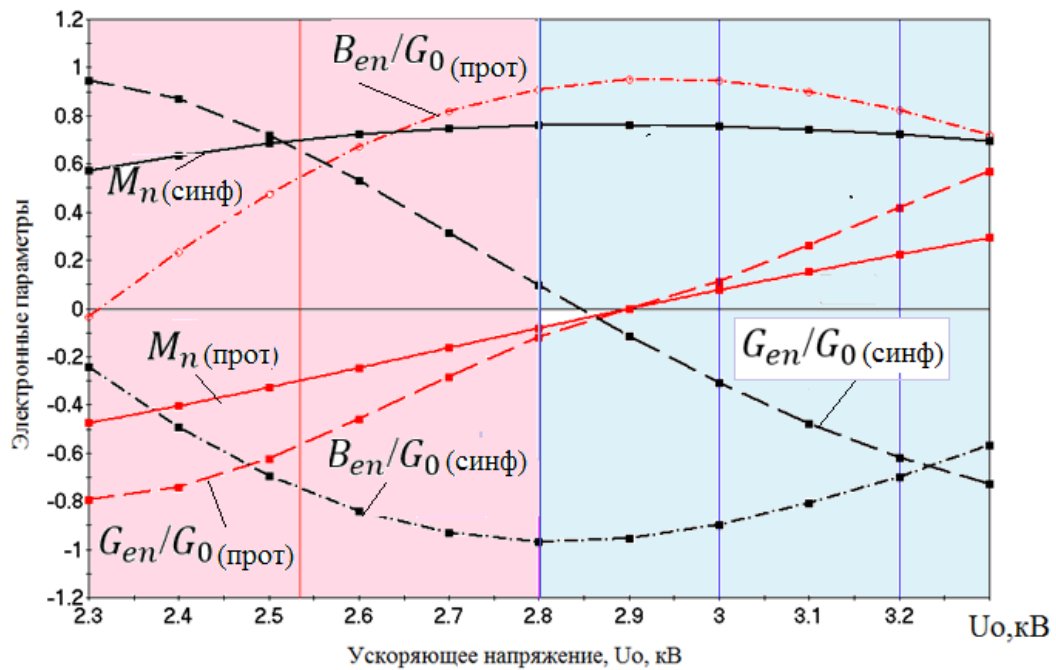


Рисунок 61 – Зависимости электронных параметров процесса взаимодействия от величины ускоряющего напряжения для НМЛК, работающего в двухмодовом режиме в переходной области между Ку и К- диапазонами частот

Это подтверждают результаты проведенных экспериментов и результаты расчетов, сделанных в программе “REZON”, разработанной в СГТУ.

Увеличение расстояния $S_{5,6}$ позволяет, помимо повышения импеданса резонансной системы при работе на двух модах, одновременно повысить собственную добротность выходного резонатора за счет увеличения его объема и сделать большей электронную нагрузку G_e/G_0 для противофазного вида колебаний. Для предотвращения самовозбуждения этого вида противофазный вид

колебаний необходимо отстроить вверх по частоте изменением частотной настройки 5-го резонатора. Результаты оптимальной настройки по частоте приведены на рисунке 62.

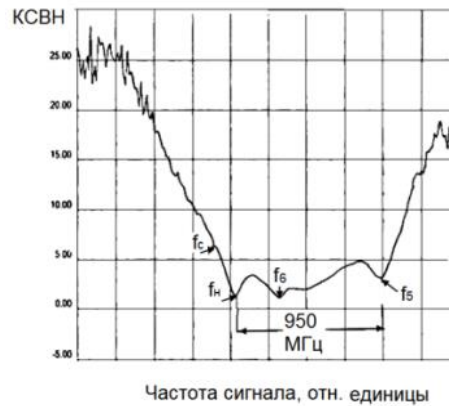


Рисунок 62 – Результаты оптимальной настройки по частоте многозвенной фильтровой системы

На рисунке 63 показана эквивалентная схема многозвенной фильтровой системы, выполненной с возможностью перестройки по частоте. Следует отметить, что для рассматриваемого случая резонансная частота f_c металлокерамического вывода энергии настроена на левый склон АЧХ. Частота пассивного резонатора f_n установлена на нижней границе полосы усиления. В этом случае реализуется однополосный режим усиления с широкой полосой усиливаемых частот более 2%.

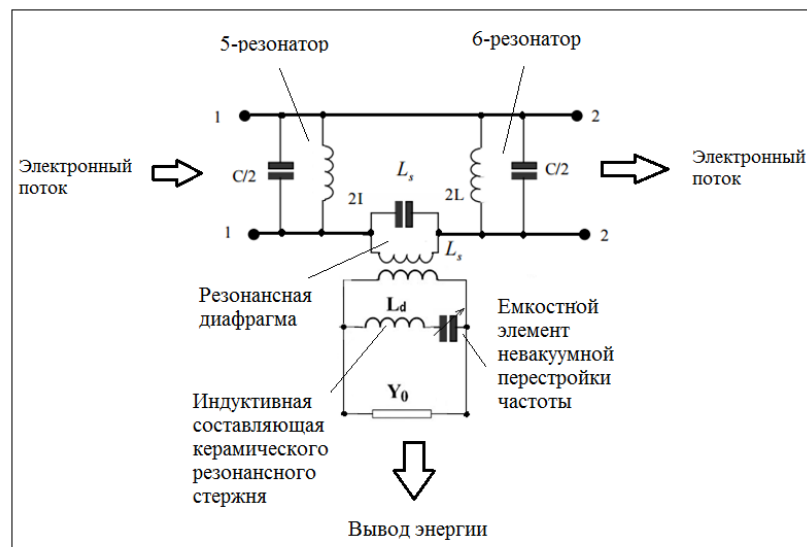


Рисунок 63 – Эквивалентная схема многозвенной фильтровой системы

Возможен также режим настройки выходной фильтровой системы, при которой резонансная частота диэлектрического стержня f_c , с помощью первого настроечного штыря 16, механически (или электрически) настраивается на любую рабочую частоту, находящуюся в полосе усиления. В этом случае возможен режим работы клистрона в двух, близко расположенных полосах усиления.

На рисунке 64 показаны картины распределения компоненты электрического поля E_z в гибридной выходной фильтровой системе, рассчитанные с помощью HFSS.

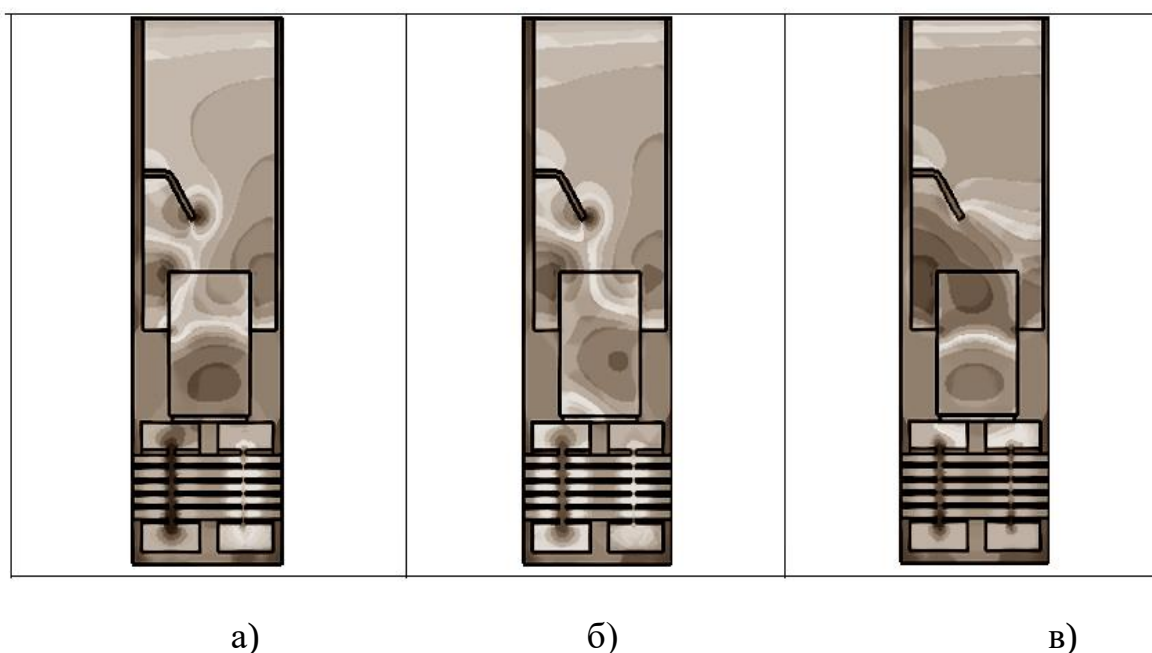


Рисунок 64 – Распределение электрического поля разных мод колебаний в гибридной выходной фильтровой системе: а) π –мода (керамика $f/f_0 = 0,991$, $Q_0=2380$), б) 2π -мода двухзазорного активного резонатора (рабочая) ($f/f_0=1$, $Q_0=1795$); в) 2π -мода (керамика $f/f_0=1,04$, $Q_0=4279$)

Для уменьшения времени, затрачиваемого на проведение "холодных" измерений в фильтровой системе, предложено использовать электрическую подстройку с использованием микроэлектрического двигателя, работающего от

источника питания с напряжением 6В. На рисунке 65 показан прибор в сборе в процессе электрической настройки фильтровой системы.



Рисунок 65 – Настройка фильтровой системы на этапе «холодных» измерений с использованием электродвигателя

На рисунках 66-67 представлены амплитудно-частотные характеристики НМЛК Ку-диапазона при разной настройке фильтровой системы. На рисунке 65 приведены три возможных варианта настройки АЧХ [79].

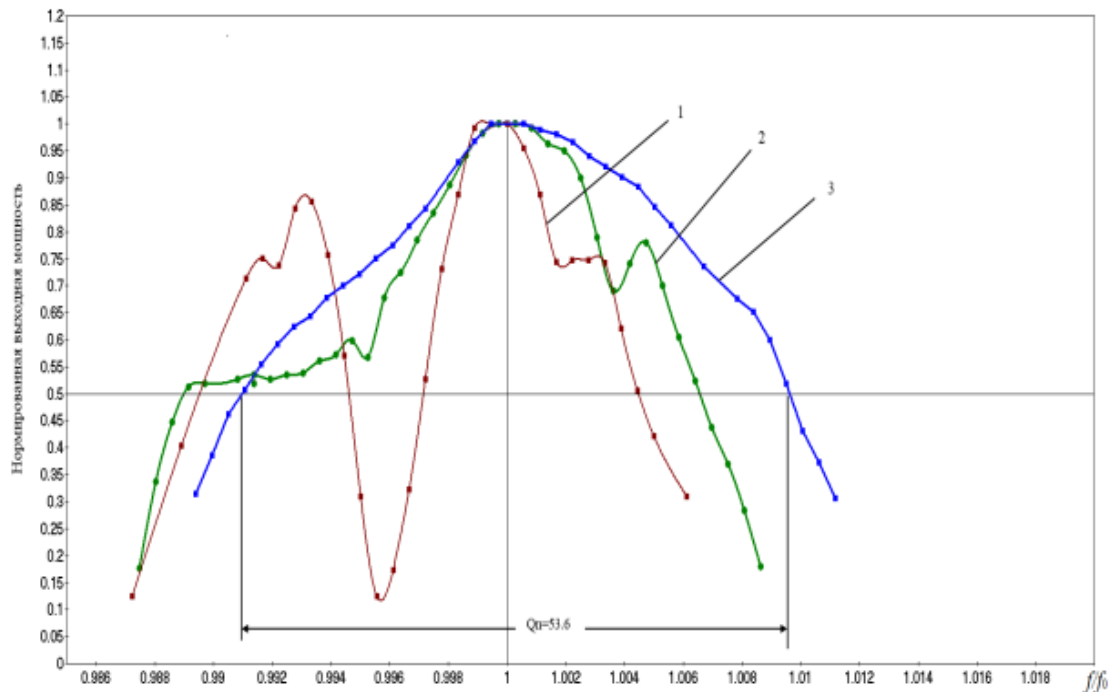
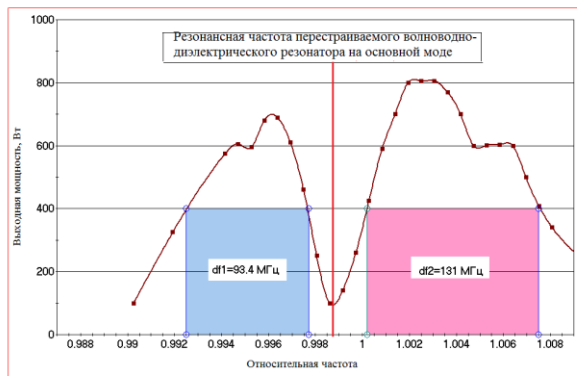


Рисунок 66 – Нормированная АЧХ клистрона Ку-диапазона: 1- π -мода на левом склоне АЧХ, 2- π -мода в центре АЧХ; 3-АЧХ прибора после оптимизации частот группирователя

Видно, что первая настройка, обеспечивает за счет дополнительного взаимодействия расширение левого склона АЧХ примерно на 1%. Такой режим представляет интерес при использовании в аппаратуре специального назначения.

Рисунок 66(а) отображает двухполосный режим усиления, обеспечивающий две полосы усиления 93,4 МГц и 131 МГц. Для обеспечения данного режима на участке «холодных» измерений резонансная частота диэлектрического стержня f_c настраивается по центру амплитудно-частотной характеристики.

На рисунке 66(б) приведен широкополосный режим усиления с полосой 314 МГц. Для обеспечения данного режима на участке «холодных» измерений резонансная частота диэлектрического стержня f_c настраивается на склоне левой ветви амплитудно-частотной характеристики.



а)



б)

Рисунок 67 – АЧХ НМЛК: а) Двухполосный режим, f_c находится в центре АЧХ б) Широкополосный режим, f_c настроена на левый склон АЧХ

На рисунке 67 приведены результаты расчета по программе «AJDISK» улучшенной конструкции НМЛК, обеспечивающей: контурный КПД - 85,4%, электронный КПД - 35% и полный КПД - около 29%. Выходная импульсная мощность при этом составляет 524,7Вт.

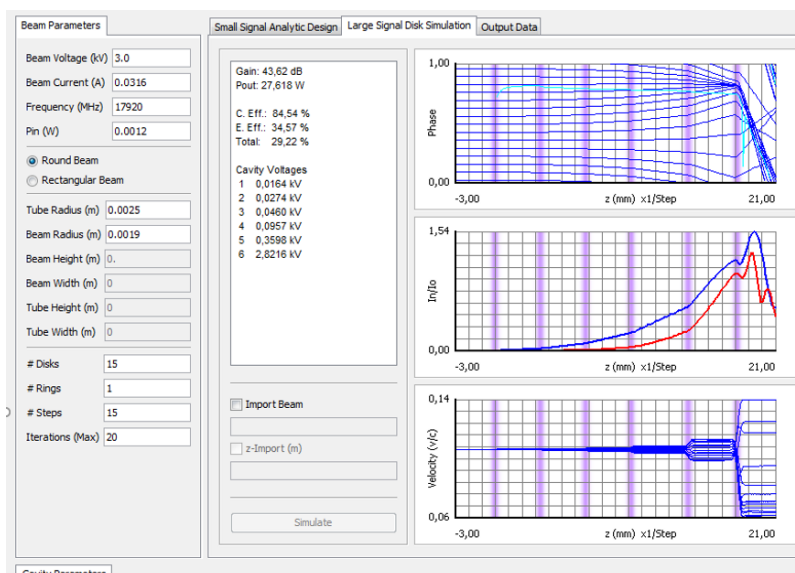


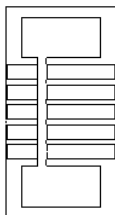
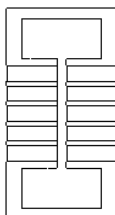
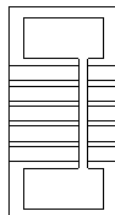
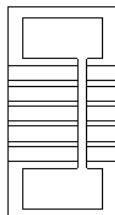
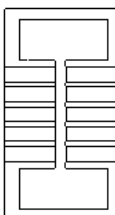
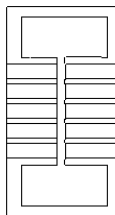
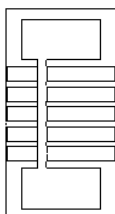
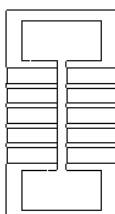
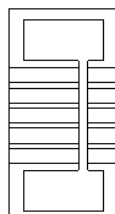
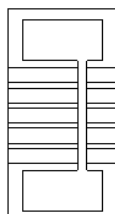
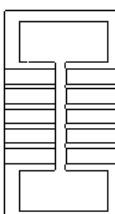
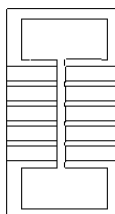
Рисунок 68 – Результаты улучшения режима работы резонансной системы шести резонаторного НМЛК по программе «AJDISK»

Применение на входе и выходе НМЛК четырехзвенной гибридной многомодовой фильтровой системы позволяет расширить полосу рабочих частот в 2,6 раза (со 120 МГц до 310 МГц) или же осуществлять его работу в двух близко расположенных полосах усиления с возможностью активного управления формой АЧХ без изменения массогабаритных параметров. Это является доказательством второго научного положения.

3.5 Результаты расчетов и экспериментального исследования, модернизированного НМЛК, работающего в К-диапазоне частот

Проведена настройка и экспериментальное исследование модернизированного НМЛК, работающего в К -диапазоне. Расчетные параметры модернизированной конструкции НМЛК приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3. Расчетные параметры модернизированной конструкции НМЛК.

	1	2	3	4	5	6
						
sh*, mm	-0.6	0	+0.6	+0.6	-0.105	-0.105
d, mm	0.3	0.3	0.3	0.3	0.34	0.26
l, mm	2.5	2.5	2.5	2.5	2.85	2.65
w, mm	4.521	4.650	4.375	4.398	4.472	4.283
	1	2	3	4	5	6
						
f, ГГц	17.800	17.887	18.333	18.243	18.118	17.727
ρ , Ом	29.4×19	31.4×19	28.8×19	29.2×19	34.2×19	28.2×19
Q_0	1287×0.707	1341×0.707	1208×0.707	1221×0.707	1298×0.707	1105×0.707
M	0.836	0.834	0.827	0.828	0.820	0.845
G_e/G_0	0.120	0.121	0.124	0.124	0.128	0.115

*sh - смещение от центра резонатора

На рисунке 69 представлена изготовленная конструкция модернизированной резонансной системы НМЛК К-диапазона.

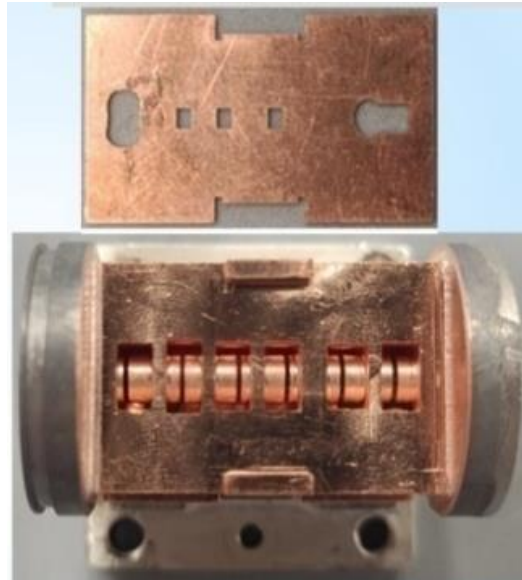


Рисунок 69 – Модернизированная конструкция резонансной системы НМЛК
К – диапазона

Кроме того, для уменьшения степени неравномерности АЧХ в рабочем диапазоне частот, были изменены размеры труб дрейфа, с тем чтобы повысить коэффициент усиления прибора на нижней границе полосы усиления.

НМЛК К – диапазона с модернизированной резонансной системой позволяет осуществить в гибридной фильтровой системе взаимодействие керамического резонатора с многолучевым электронным потоком и управлять формой АЧХ за счет высшего (синфазного вида) возбуждения керамического резонатора. Начальная рабочая частота этого вида зависит от длины и диаметра керамического стержня и может управляться с помощью настроечных винтов, расположенных в волноводе вывода энергии. При этом удастся расширить полосу частот прибора в сторону высоких частот. Настройка резонансной частоты керамического стержня f_c на правый склон АЧХ определяет работу прибора в двухполосном режиме усиления. На рисунке 70 представлена АЧХ НМЛК К-диапазона.

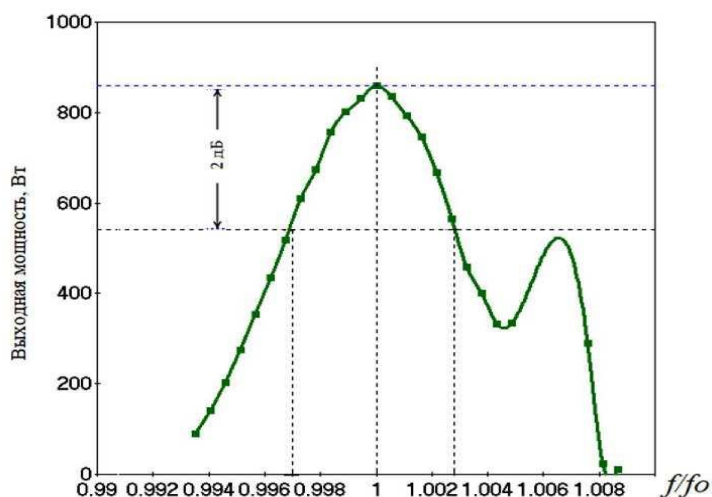


Рисунок 70 – АЧХ НМЛК К-диапазона при настройке высшей синфазной моды керамического резонатора на правый край АЧХ

Как видно из рисунка, при такой настройке можно дополнительно расширить полосу усиления в сторону верхних частот. В таблице 2 представлены сравнительные характеристики модернизированных изделий и приборов аналогов.

В таблице 3.4 представлен сравнительный анализ НМЛК модернизированной конструкции с аналогами, изготовленными в АО «НПП «Алмаз» и АО «НПП «Исток».

Таблица 3.4 Сравнение НМЛК

№ п/п	Наименование параметра	Единица измерения	Тип прибора		
			КИУ-223А Исток	Аналог Алмаз	Модернизи рованный НМЛК
1.	Выходная импульсная мощность, не менее	Вт	350	400	400
2.	Рабочий диапазон частот	ГГц	15-16	17,5-17,7	17,5-18,4
3.	Кол-во резонаторов	шт.	6	6	6
4.	Число лучей	шт.	18	19	19
5.	Выходная средняя мощность	Вт	130	133	133

6.	Скважность	-	3	3	3
7.	Полоса рабочих частот	МГц	200	130	310
8.	Двухполосный режим		нет	нет	да
9.	Возможность настройки по АЧХ		нет	нет	да
10.	Возможность наличия полосы усиления в К _{ни} К - диапазонах		нет	нет	да
11.	Коэффициент усиления	дБ	33-40	32-43	43-63
12.	Напряжение накала	В	4,2	4,0	4,0
13.	Ток накала	А	1,51	2,2	2,2
14.	Напряжение анода	кВ	2,6	3,0	3,0
15.	Ток катода (импульсный)	А	0,7	0,8	0,8-0,9
16.	Напряжение смещения	В	600	600	500
17.	Масса	кг	0,5	1,06	1,06

Выводы к главе 3

1. Экспериментально подтверждено, что применение многозвенной фильтровой системы в НМЛК К-диапазона, состоящей из предвыходного промежуточного, выходного активного резонатора и двух пассивных резонаторов, расположенных в узле вывода энергии, позволяет без изменения массогабаритных характеристик расширить полосу усиления до 270 МГц при уровне выходной мощности не менее 400 Вт.

2. Экспериментально подтверждена возможность настройки многозвенной фильтровой системы К-диапазона в двухполосном режиме усиления, что представляет интерес при использовании изделия в аппаратуре радиолокации.

3. Впервые исследованы нетрадиционные механизмы (электрическое

поле керамического резонатора участвует в модуляции и отборе энергии) группирования и отбора энергии от модулированных многолучевых электронных потоков, связанные с использованием для этих целей многомодовых режимов взаимодействия и с разработкой новых конструкций широкополосных активных и пассивных резонансных систем, включая системы с использованием металлокерамических резонаторов. Раскрытые закономерности открывают в миллиметровом диапазоне длин волн широкие возможности для создания новых конструкций усилительных многолучевых клистронов, которые могут успешно конкурировать с другими, близкими по назначению, типами приборов СВЧ (например, КРВ, ЛБВ и твердотельные усилители).

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ НМЛК В РЕЖИМЕ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ ДЛЯ ДАЛЬНЕЙШЕГО ЕГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В КАЧЕСТВЕ ИСТОЧНИКА СВЧ ЭНЕРГИИ

4.1 Исследование режимов самовозбуждения НМЛК Ku – диапазона с шестью и десятью резонаторными системами

Проведено исследование режимов самовозбуждения НМЛК Ku – диапазона с шестью и десятью резонаторными системами, представленными на рисунке 71.



а) 6- резонаторный блок б) 10-ти резонаторный блок

Рисунок 71 – Резонаторные системы исследуемых НМЛК

Оба прибора имеет одинаковую полную длину пространства взаимодействия.

Проведенные эксперименты с 6-ти резонаторным НМЛК, представленные на рисунке 72, показали, что при использовании двухзазорных резонаторов появляется возможность самовозбуждения таких систем за счет возникновения при взаимодействии с электронным потоком отрицательной электронной проводимости, шунтирующей резонатор.

Особенно опасным в двухмодовом режиме работы является самовозбуждение. Причем наиболее вероятно возбуждение на противофазном виде колебаний, поэтому при использовании двухзазорных резонаторов в усилительных режимах необходим оптимальный выбор комплекса электронных и электродинамических параметров двойного зазора, за счет чего можно, во-первых, достигнуть условий максимальной эффективности взаимодействия на рабочем синфазном виде колебаний и пониженной эффективности взаимодействия на высшем (противофазном) виде колебаний, что позволяет увеличить КПД и, во-вторых, сделать относительную активную проводимость электронной нагрузки

G_e/G_0 положительной на обоих видах колебаний. Многомодовая работа на второй зоне усиления наиболее перспективна для коротковолновой части СВЧ диапазона, когда размеры резонаторов малы. Зона оптимальных параметров для самовозбуждения представлена на рисунке 73.

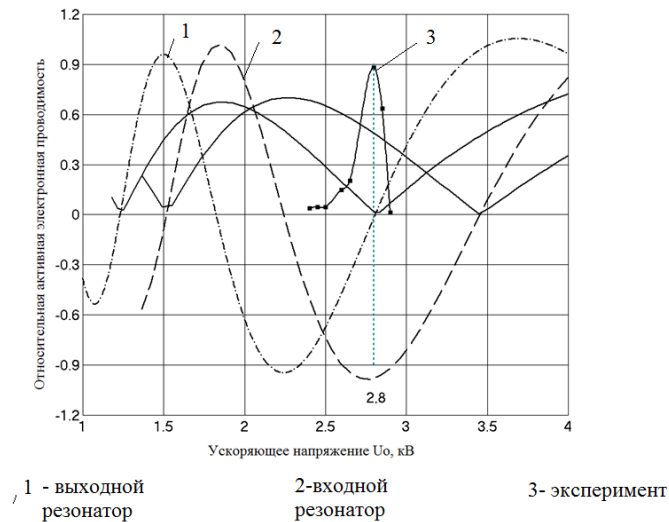


Рисунок 72 – Расчетные зависимости относительной активной электронной проводимости G_e/G_0 от ускоряющего напряжения (1 – выходной резонатор, 2- входной резонатор и 3 - форма экспериментальной зависимости мощности возбуждения от ускоряющего напряжения (кривая самовозбуждения) для π -вида колебаний

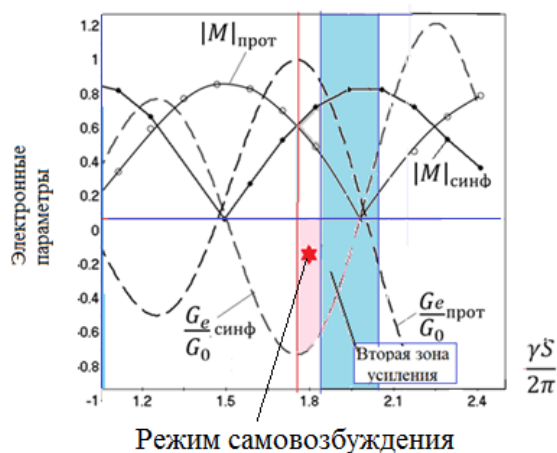


Рисунок 73 – Зона оптимальных параметров для самовозбуждения

4.2 Исследование режимов самовозбуждения 6-ти резонаторного НМЛК на противофазном виде колебаний

В последнее время возобновились исследования по использованию двухзазорных [80] и многозазорных [81] резонаторов в качестве автогенераторов. В режиме автогенерации для выполнения фазового условия самовозбуждения сгусток, образующийся в пролетной трубе между зазорами, должен попадать во второй зазор в максимум тормозящего полупериода. Тогда в приближении малых амплитуд угол пролета между серединами зазоров Θ_s будет определяться соотношениями:

$$\Theta_{s(\text{theor})} = 2\pi(m+1/4) \quad (92)$$

где $m=1$ - номер зоны генерации. В диссертационной работе [82] было показано, что в нелинейном режиме для обеспечения максимального КПД угол пролета должен быть уменьшен в среднем на 5%.

Проведенные теоретические и экспериментальные исследования показали, что при конструировании многорезонаторной системы многолучевых клистронов Ку и К- диапазонов, включающей в себя, по крайней мере, одну кластерную колебательную систему, состоящую из двух связанных через щель однозазорных резонаторов, следует избегать рабочих режимов, при которых угол пролета между центрами зазоров этой системы имеет следующие, определенные экспериментально с погрешностью не более 5%, значения:

$$\theta_{sn} = 2\pi(m+1/6,45) \quad (93)$$

где $n=6$ - общее число резонаторов в клистроне;

$m=2$ – номер зоны генерации.

Таблица 4.1. Параметры исследуемой резонансной системы

№	Параметры	Значение
1	Средняя длина зазора d_{cp}	0,3 мм
2	Длина втулки, L	3,45 мм
3	Радиус пролетного канала a , мм	0,25 мм

4	Радиус пучка $b, \text{мм}$	0,18
5	Частота генерации, ГГц	18,032
6	Вид колебаний	противофазный
7	Микропервеанс, $\text{мкА/В}^{3/2}$	0,315
8	Номер зоны генерации, m	2
9	Расчетное нормированное значение угла пролета между зазорами	2.25
10	Экспериментальное нормированное значение угла пролета между зазорами	2.087
11	Погрешность расчета, %	5

Расчетные и экспериментальные зависимости параметров электронного взаимодействия на противофазном виде колебаний от ускоряющего напряжения представлены на рисунке 74.

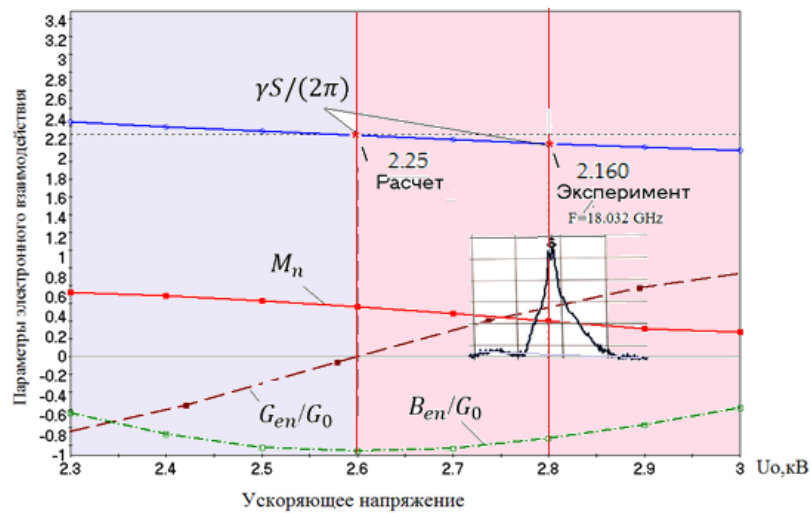


Рисунок 74 – Расчетные и экспериментальные зависимости параметров двухмодового электронного взаимодействия от ускоряющего напряжения

4.3 Исследование режима самовозбуждения 10-ти резонаторного НМЛК

Резонаторная система исследуемого прибора представлена на рисунке 75.

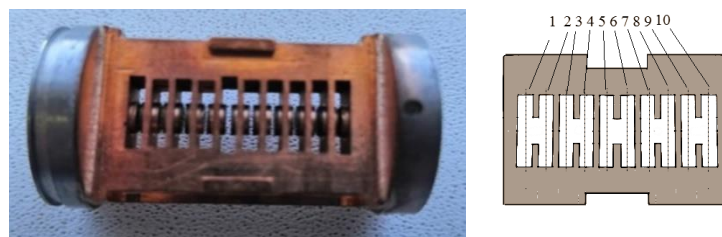


Рисунок 75 – 10-ти резонаторная система исследуемого НМЛК

В данном приборе первый и второй, третий и четвертый, пятый и шестой, седьмой и восьмой, девятый и десятый резонаторы попарно связаны между собой через диафрагму.

На рисунке 76 приведен общий вид 10-ти резонаторной кластерной системы НМЛК, образованной первым и вторым резонаторами.

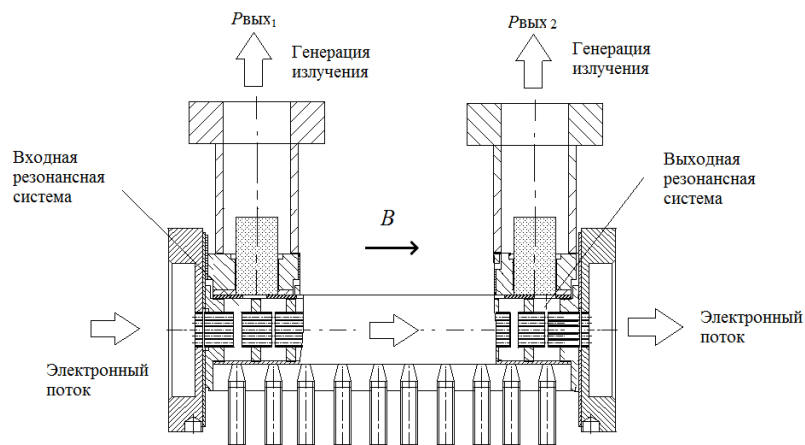


Рисунок 76 – Общий вид 10-ти резонаторной кластерной системы НМЛК

Характерные размеры этой резонаторной системы приведены в таблице 4.2 и на рисунке 77.

Таблица 4.2 Размеры 10-ти резонаторной кластерной системы НМЛК

r_1 , мм	r_2 , мм	r_3 , мм	r_4 , мм	w_1 , мм	w_2 , мм	h_1 , мм	h_2 , мм	h_3 , мм	l_1 , мм	l_2 , мм	l_3 , мм	d_1 , мм	d_2 , мм
17	0,25	1,25	6,25	6,5	0,3	8,043	7.444	2,6	1,4	1,4	3,4	0,32	0,275

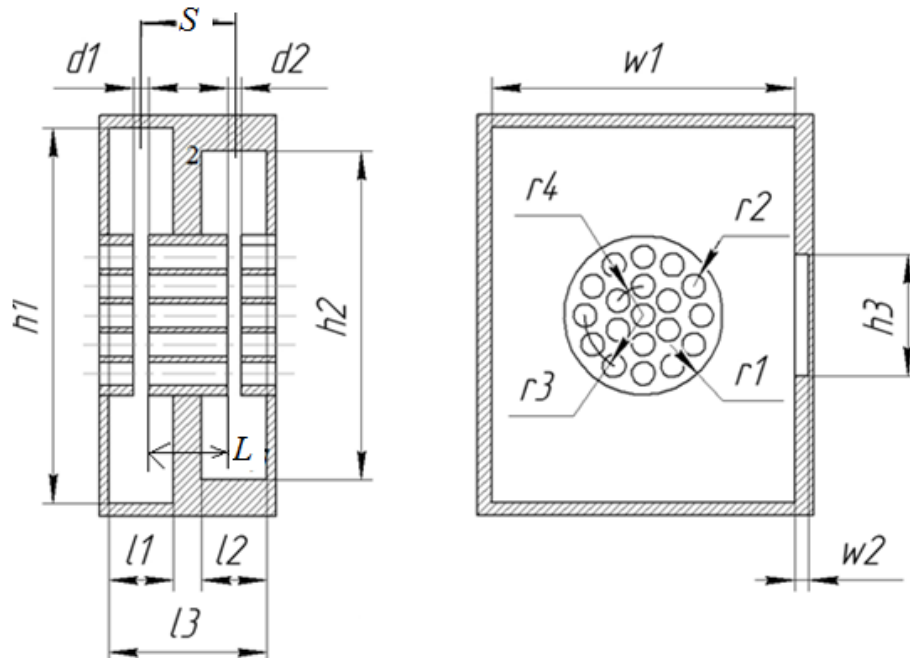


Рисунок 77 – Размеры входной резонаторной кластерной системы

4.4 Результаты численного моделирования

На частоте $F = 18$ ГГц на противофазном виде колебаний при ускоряющем напряжении $U_0 = 2,6$ кВ исследуемая резонансная система имеет следующие параметры: характеристическое сопротивление $\rho = 41,53$ Ом и коэффициент эффективности взаимодействия электронов с СВЧ полем $M = 0,791$. Добротность резонатора Q_0 равна 1612. Результаты 3D-моделирования в программе HFSS входной резонаторной системы и распределение СВЧ поля в несимметричном двойном зазоре приведены на рисунке 78.

В режиме автогенерации для выполнения фазового условия самовозбуждения сгусток, образующийся в пролетной трубе между зазорами, должен попадать во второй зазор в максимум тормозящего полупериода. Тогда в приближении малых амплитуд угол пролета между серединами зазоров θ_s будет определяться соотношениями (92). В нелинейном режиме для обеспечения максимального КПД угол пролета должен быть уменьшен в среднем на 5%.

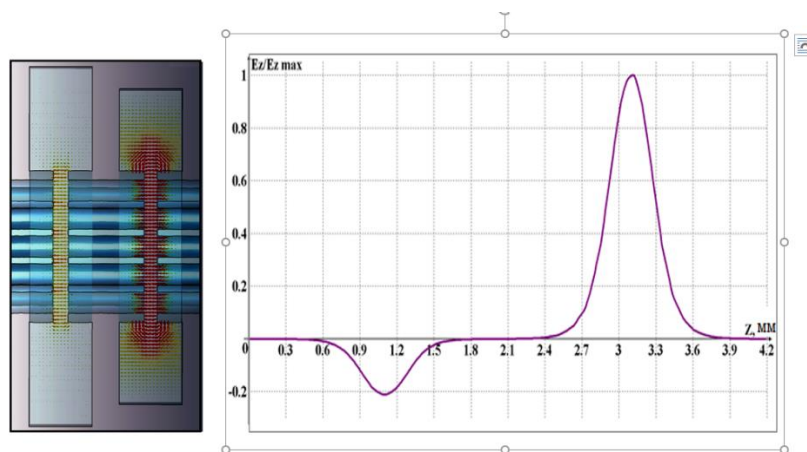


Рисунок 78 – 3D - модель и распределение СВЧ поля в несимметричном двойном зазоре входной резонаторной системы

Для подтверждения этого вывода в настоящей работе проведено моделирование процесса взаимодействия с помощью программы «Diskly». На рисунке 79 показаны траектории электронов, отражающие характер группировки электронов в резонаторах, а также поведение нормированной величины конвекционного тока вдоль пространства взаимодействия, для неоднородного поля.

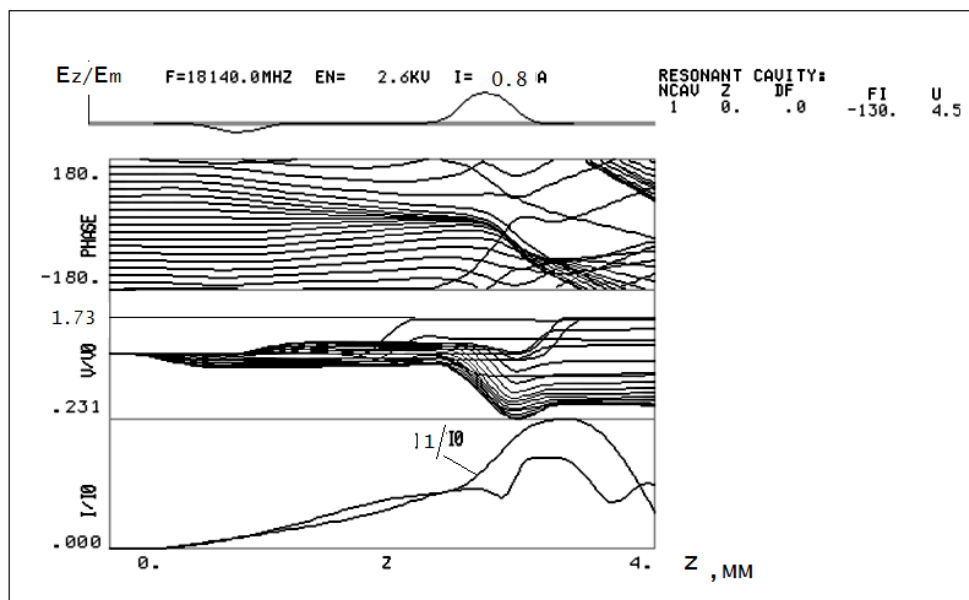


Рисунок 79 – Результат моделирования процесса взаимодействия в режиме монотрона

Параметры для расчета электронного взаимодействия на противофазном виде колебаний от ускоряющего напряжения приведены на рисунке 80.

The screenshot shows the ELPAR software window with the following parameters:

Parameter	Value
D, длина зазоров (мм)	0,297
L, длина втулки (мм)	1,703
A, радиус трубы (мм)	0,25
B, радиус потока (мм)	0,15
Начальная точка диапазона	2
Конечная точка диапазона	4
Количество точек диапазона	12
U0, ускоряющее напряжение (кВ)	8
I0, ток пучка (А)	0,04
F0, частота (ГГц)	18
N, число зазоров	2

Рисунок 80 – Параметры расчета электронного взаимодействия на противофазном виде колебаний от ускоряющего напряжения

Расчетные зависимости параметров электронного взаимодействия на противофазном виде колебаний от ускоряющего напряжения представлены на рисунке 81.



Рисунок 81 – Расчетные зависимости параметров электронного взаимодействия на противофазном виде колебаний от ускоряющего напряжения

Из этих рисунков следует, что наиболее вероятной величиной для возбуждения многолучевого монотрона являются область напряжений, примыкающая к максимальному значению отрицательной электронной проводимости Ge/G_0 , соответствующей $U_0 = 2,6$ кВ. При этом нелинейный коэффициент эффективности взаимодействия M находится в области приемлемых положительных значений. Середина области генерации соответствует нулевому

значению относительной реактивной проводимости Be/Go . При повышении ускоряющего напряжения резонансная частота монотрона должна возрасти из-за положительные значения величины Be/Go .

Проведенные теоретические и экспериментальные исследования показали, что для исключения самовозбуждения в НМЛК Ку-диапазона, имеющего на входе колебательную систему, состоящую из двух связанных через щель однозачорных резонаторов, возбуждаемых одновременно на π и 2π -виде колебаний, следует избегать режимов, при которых угол пролета между центрами зазоров на π -виде колебаний имеет следующие значения:

$$\theta_s = 2\pi (m + 0,2), \quad (94)$$

где $m=1$ – номер первой зоны генерации.

Это является доказательством третьего научного положения.

4.5 Результаты динамических испытаний монотронного автогенератора

В процессе предварительных динамических испытаний проведено исследование спектра сигнала на входе и выходе СВЧ энергии с помощью анализатора спектра Agilent E4447A. К прямому каналу входного тракта подключен измеритель мощности МЗ-56, к боковому каналу входного тракта подключен анализатор спектра E4447A. Выявлено наличие мощности самовозбуждения со входа НМЛК. Вращение настроечной тяги первого резонатора позволяет менять мощность самовозбуждения в пределах 500 – 613 Вт. Подстройка 5, 6, 7, 8, 9, 10 резонаторов на мощность генерации влияния не оказывает. С помощью анализатора спектра определена частота генерации: $F_{ген} = F_1 + 0,16$ ГГц.

В процессе испытаний установлено, что оптимальным режимом для самовозбуждения является режим, указанный в таблице 4.3.

Таблица 4.3. Параметры режима, оптимальные для самовозбуждения

Параметр	Напряжение накала U_n , В	Ток накала I_n , А	Напряжение смещения $U_{см}$, В	Напряжение анода U_a , кВ	Напряжение превышения $U_{пр}$, В	Скважность Q	Длительность импульса, μs	Ток катода $I_{кат}$, мА
Значение	4,0	2,2	-500	2,6	86	10	2,5	800

Результаты измерения частоты и мощности генерации со входа и выхода НМЛК от напряжения анода представлены в таблице 4.4.

Таблица 4.4. Результаты динамических испытаний

Напряжение анода U_a , кВ	Ток коллектора $I_{кол}$, мА	Мощность генерации со входа P_1 , Вт	Мощность генерации с выхода P_2 , Вт	Частота генерации $F_{ген}$, ГГц
3,0	540	0	77,2	F_1
2,9	525	0	49,4	$F_1+0,16$ и F_1
2,8	440	537	0	$F_1+0,16$
2,7	410	600	0	$F_1+0,16$
2,6	400	632	0	$F_1+0,16$
2,5	400	610	0	$F_1+0,16$
2,4	400	518	0	$F_1+0,16$
2,3	400	348	0	$F_1+0,16$
2,2	390	228	1,1	$F_1+0,16$
2,1	275	59	0,3	$F_1+0,16$

Из результатов таблицы видно, что, изменяя напряжение на аноде НМЛК, можно управлять режимом генерации и усиления. Частота генерации совпадает с собственной частотой 1,2 резонатора после доработки и пайки, а частота, на которой происходит усиление, совпадает с собственными частотами 5,6,7,8 резонаторов. Зависимость мощности самовозбуждения от напряжения анода представлена на рисунке 82.

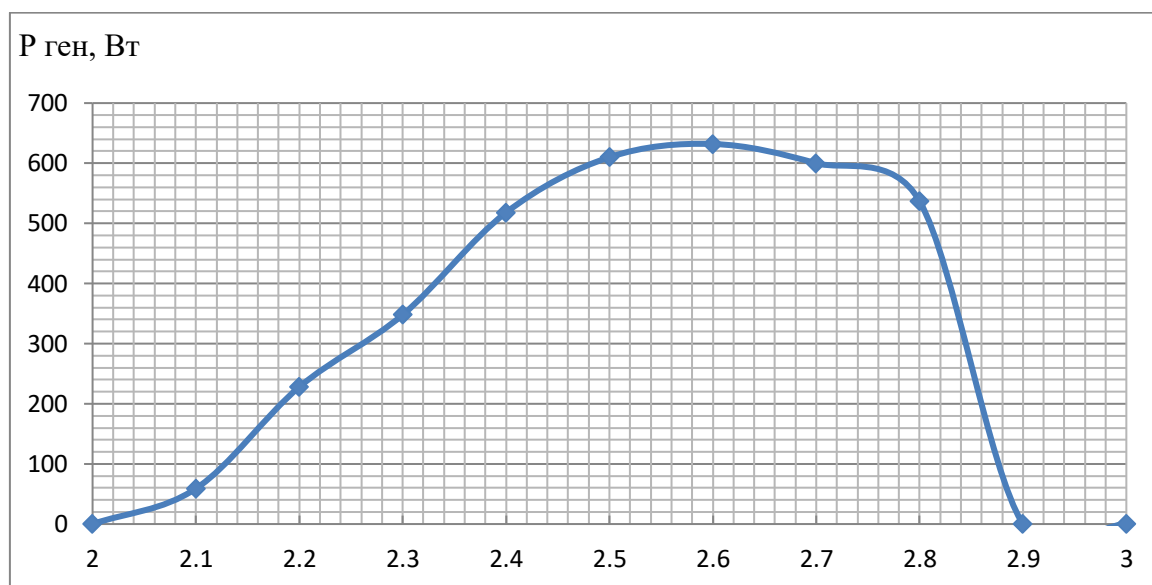


Рисунок 82 – Зависимость мощности генерации от напряжения анода

Зависимость мощности генерации от тока катода представлены в таблице 4.5.

Таблица 4.5. Зависимость мощности генерации от тока катода при $F_{ген} = F_1 + 0,16 ГГц$.

Ток катода $I_{кат}$, мА	Ток коллектора $I_{кол}$, мА	Мощность генерации со входа P1, Вт
900	390	613
800	380	591
700	370	442
600	360	133
590	355	106

На рисунке 83 приведены зависимости выходной мощности от величины ускоряющего напряжения для различных токов многолучевой пушки. Четко прослеживается тенденция, что чем больше ток пучка, тем выше уровень выходной мощности. Можно определить оптимальные напряжение и ток электронного потока, при которых достигается требуемая выходная мощность 600 Вт. Оптимальная величина тока оказалась равной 0,8 А, а значение ускоряющего напряжения 2600 В.

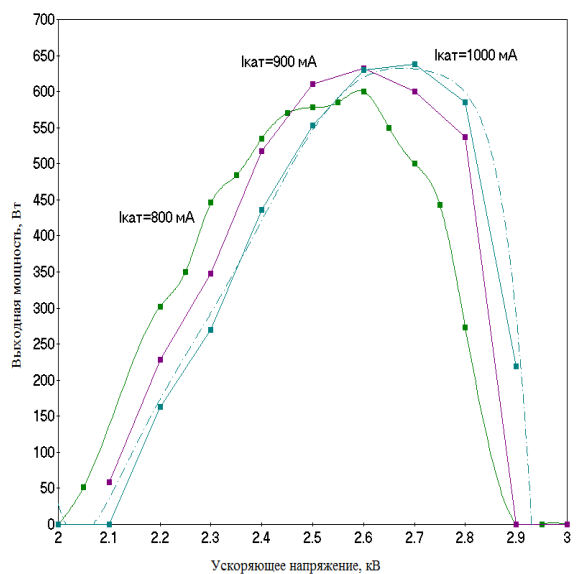


Рисунок – 83. Экспериментальные зависимости выходной мощности от величины ускоряющего напряжения для различных токов многолучевой пушки.

Из рисунка 84 видно, что выбранное значение микропервеанса одного луча $p_{\mu 1}=I_{o1}/U_o^{3/2}=0,317\text{ мкА/В}^{3/2}$ является оптимальным для многолучевого монотрона. Значение КПД, требуемое для получения требуемой мощности, оказалось равным 29%. Электронный КПД - 36%, а контурный КПД - 80%.

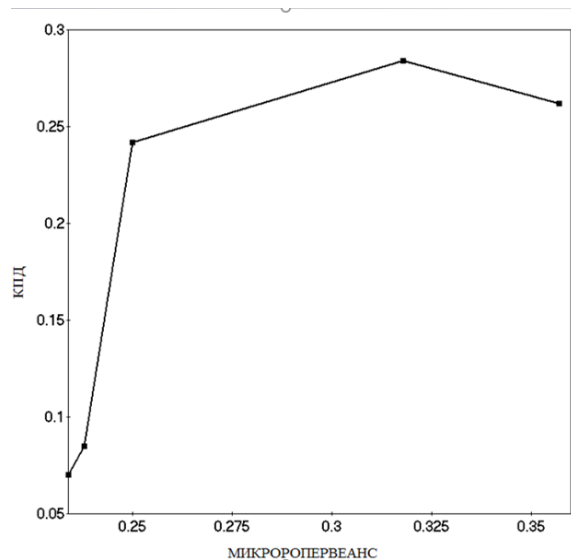


Рисунок 84 – Зависимость полного КПД моноотрона от величины парциального микропервеанса

Приведенные на рисунке 85 кривые показывают слабую зависимость частоты генерации от величины ускоряющего напряжения. Этот вывод подтверждает приведенную на рисунке 81 зависимость величины относительной активной составляющей реактивной проводимости Be/G_0 от частоты, которая в области рабочих напряжений близка к нулю, т.е. уход резонансной частоты из-за влияния пространственного заряда многолучевого минимален, что обеспечивает стабильность частоты генерации.

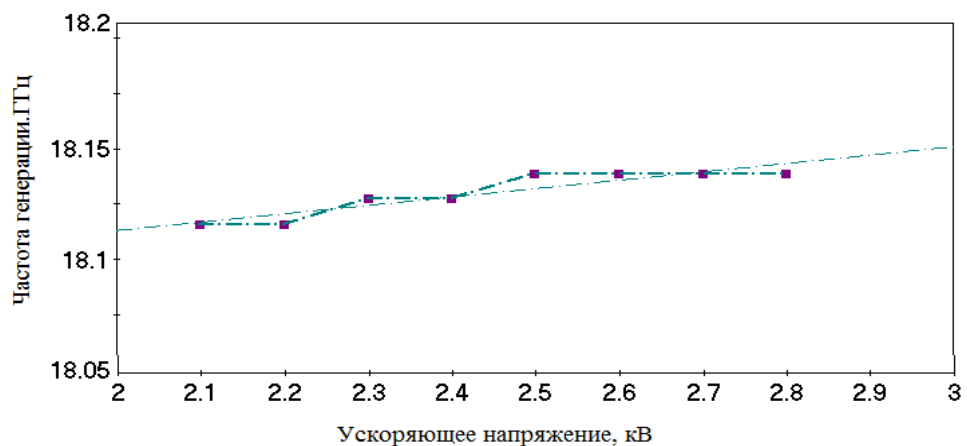


Рисунок 85 – Зависимость частоты генерации от ускоряющего напряжения

Сравнение полученных расчетных и экспериментальных данных исследуемого НМЛК в режиме самовозбуждения приведены в таблице 4.6.

Таблица 4.6 Сравнение расчетных и экспериментальных данных

№	Параметры	Значение
1	Частота генерации, ГГц	18,032
2	Вид колебаний	Противофазный
3	Микропервеанс, мкА/В ^{3/2}	0,315
4	Номер зоны генерации, m	1
5	Расчетное нормированное значение угла пролета между зазорами, рад	$\Theta_{S(расч)}/2\pi = 1,25$
7	Экспериментальное нормированное значение угла пролета между зазорами, рад	$\Theta_{S(эксп)}/2\pi = 1,2$
8	Погрешность расчета, %	4

В процессе предварительных динамических испытаний проведено исследование спектра сигнала на входе и выходе СВЧ энергии. Спектр генерируемого сигнала НМЛК представлена на рисунке 86.

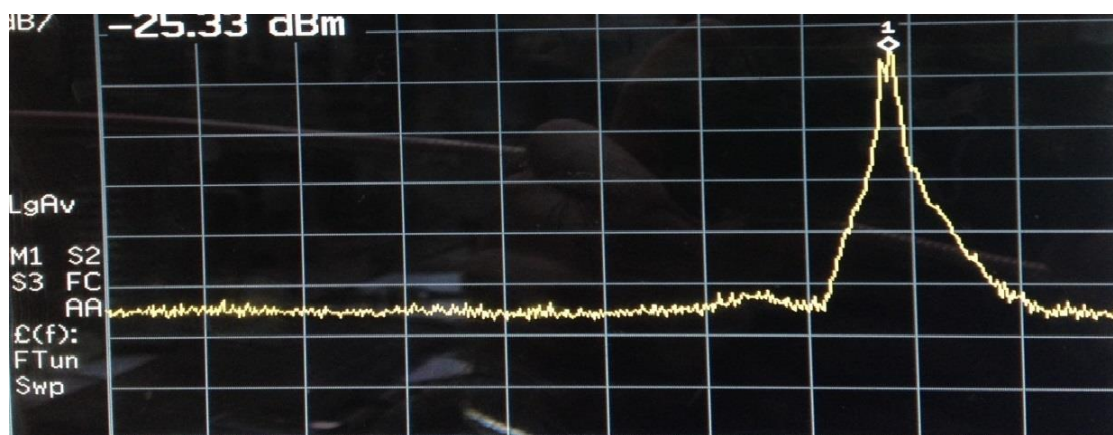


Рисунок 86 – Спектр генерируемого сигнала НМЛК на анализаторе спектра

Выводы к главе 4

1. При конструировании многорезонаторной системы многолучевых клистронов Ку и К- диапазонов, включающей в себя, по крайней мере, одну кластерную колебательную систему, состоящую из двух связанных через щель одноззорных резонаторов, следует избегать рабочих режимов, при которых угол

пролета между центрами зазоров этой системы имеет следующие, определенные экспериментально с погрешностью не более 5 %, значения:

$$а) \theta_{sn} = 2\pi (m + 1/6, 45),$$

где $n=6$ - общее число резонаторов в клистроне;

$m=2$ – номер зоны генерации:

$$б) \theta_{sn} = 2\pi (m + 0, 2),$$

где $n=10$;

$m=1$ – номер зоны генерации.

2. Разработанный 10-ти резонаторный НМЛК может работать как в режиме усиления с выходной мощностью до 77 Вт, так и в режиме генерации на входе прибора с выходной мощностью до 630 Вт. Переход из режима генерации в режим усиления осуществляется путем изменения напряжения на аноде НМЛК.

3. НМЛК, работающий в режиме генерации может быть полезен в аппаратуре радиосвязи, в качестве высокоэффективного, малогабаритного и простого по конструкции источника СВЧ-энергии малых, средних и высоких уровней мощности в Ku и К-диапазонах длин волн.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В соответствии с целью и задачами исследования в диссертации получены научные, методические и практические результаты, связанные с улучшением режимов многомодового усиления в низковольтных многолучевых клистронах Ku и K – диапазонов.

1) Проведен поиск путей улучшения комплекса электронных и электродинамических параметров приборов на основе численных расчетов на ЭВМ. Определены схемы группирователя, обеспечивающие максимальный электронный КПД прибора при сохранении широкой полосы усиления в Ku и k - диапазонах.

2) Исследованы условия эффективного отбора энергии и управления формой АЧХ в НМЛК, содержащего на входе и выходе систему двух связанных активных однозакорных резонаторов и гибридную фильтровую многомодовую систему, образованную металлокерамическим выводом энергии и пассивным резонатором в волноводе вывода энергии. На основе компьютерного моделирования проведен синтез и исследование многосвязных фильтровых систем нового типа без изменения размеров резонаторного блока базовой конструкции, разработана и исследована конструкция десятирезонаторной системы низковольтного многолучевого клистрона Ku-диапазона частот.

3) Экспериментально доказана возможность расширения «холодной» полосы на выходе прибора до 940 МГц за счет использования фильтровой системы. Созданы экспериментальные образцы низковольтных многолучевых клистронов, работающих в Ku-диапазоне частот. Они обеспечивают выходную мощность не менее 300 Вт в полосе 340 МГц. Исследована возможность работы прибора в двухполосном режиме за счет настройки выходной фильтровой системы, при которой резонансная частота диэлектрического стержня f_c с помощью первого настроенного штыря, механически настраивается на любую рабочую частоту, находящуюся в полосе усиления.

- 4) Экспериментально исследованы режимы самовозбуждения в многорезонаторных НМЛК, работающих в Ку и к - диапазонах, а также выработаны рекомендации для устранения этих режимов в широкополосных усилительных приборах.
- 5) Получены новые знания о ранее не исследованных физических процессах многомодового взаимодействия в НМЛК с металлокерамическими фильтровыми системами. Выработаны практические рекомендации для выбора оптимальных параметров электронного потока и конструкции резонаторной системы, необходимых для успешного решения поставленных задач в новых частотных диапазонах, в режиме управления формой АЧХ в одной или двух полосах усиления.
- 6) Разработаны рекомендации для модернизации резонаторной системы и вывода энергии НМЛК Ку и К-диапазонов, реализация которых позволяет существенно расширить полосу усиления без увеличения массы и габаритов, с сохранением выходной мощности на уровне 300-500Вт, что обеспечивает повышение энергоэффективности бортовых систем радиосвязи.
- 7) Результаты работы использованы в учебном процессе на кафедре «Электронные приборы и устройства» СГТУ имени Гагарина Ю.А., осуществляемого в рамках направления «11.04.04 Электроника и наноэлектроника».
- 8) Результаты работы используются в научно-исследовательской и проектно-конструкторской деятельности Научно-производственного центра «Электронные системы» Акционерного Общества «Научно-производственное предприятие «Алмаз» и внедрены при выполнении НИОКР «Черешня»
- 9) Получен патента на изобретение № 2714508 «Миниатюрный многолучевой клистрон».

Содержание диссертации опубликовано в следующих работах:

Публикации в центральных изданиях, включенных в перечень периодических изданий ВАК РФ:

1. Золотых, Д.Н. Разработка 19-лучевого клистрона Ку-диапазона / Д.Н. Золотых, Л.В. Кузнецова, **М.А. Манжосин** [и др.]// Электронная техника. Серия 1, "СВЧ-техника". - Ч.1. - 2013. - №3(518). - с. 107-109.

2. Царев, В.А. Исследование и оптимизация параметров резонаторной системы многолучевого малогабаритного клистрона Ку-диапазона длин волн / В.А. Царев, П.Д. Шалаев, Д.Л. Симонов, Я.Т. Молчанов, Л.М. Щеголева, Л.В. Кузнецова, А.А. Николаев, **М.А. Манжосин**// Электронная техника. Серия 1, "СВЧ-техника". - Ч.1. - 2013. - №4(519). - с. 94-103.

3. Журавлев С.Д. 400-ваттный многолучевой импульсный клистрон Ку диапазона с теневой сеткой из анизотропного пиролитического графита / С.Д. Журавлев, Д.И. Кириченко, М.А. Манжосин, П.Д. Шалаев, В.И. Шестеркин // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника. -2020. - Вып. 4(547). С. 58-63.

Патенты РФ:

1. Пат. 2714508 Российская Федерация, МПК⁵¹ Н 01 J 25/10. Миниатюрный многолучевой клистрон / Царев В.А., **Манжосин М.А.**; заявитель и патентообладатель АО "НПП "Алмаз". - № 2019121595; заявл. 09.07.2019; опубл. 18.02.2020, Бюл. № 20. - 20 с.: ил.

Публикации в изданиях, входящих в международную реферативную базу данных и систему цитирования SCOPUS и Web of Science:

1. Tsarev V. A., Muchkaev V. Y., **Manzhosin M. A.** Mathematical modeling of a low-voltage multibeam klystron of millimeter range. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics, 2020, vol. 28, iss. 5, pp. 513-523. DOI: 10.18500/0869-6632-2020-28-5-513-523.

2. Zhuravlev S.D. Study of miniature Ku-band multiple - beam klystron with built-in shadow grid of high-density pyrolytic graphite / S.D. Zhuravlev, **М.А. Manzhosin**, V.I. Shesterkin, P.D. Shalaev, D.I. Kirichenko// Conference Proceedings -

2020 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2020. – Saratov, 2020. – P. 65-67.

Публикации в других изданиях:

1. **Манжосин, М.А.** Исследование возможности расширения рабочей полосы усиления миниатюрных многолучевых клистронов Ку-диапазона / М.А. Манжосин, В.А. Царев, И.О. Чигуров // Электронные приборы и устройства СВЧ: материалы юбил. науч.-техн. конф., посвящ. 60-летию АО "НПП "Алмаз", г. Саратов, 18-19 сент. 2017г. -Саратов, 2017.-С.48-52.

2. Чигуров, И.О. Исследование двухмодового режима работы двухзачорных резонаторов многолучевого клистрона / И.О. Чигуров, **М.А. Манжосин**, В.А. Царев // Электронные приборы и устройства СВЧ: материалы юбил. науч.-техн. конф., посвящ. 60-летию АО "НПП "Алмаз", г. Саратов, 18-19 сент. 2017г. -Саратов, 2017.-С.176-180.

3. **Манжосин, М.А.** Разработка нового принципа построения фильтровой системы для миниатюрного многолучевого клистрона Ку-диапазона / **М.А. Манжосин**, В.А. Царев // Математические методы в технике и технологиях - ММТТ-30 : сб. тр. XXX междунар. науч. конф., г. Санкт-Петербург, 30 мая - 2 июня 2017г., г. Саратов, 10-12 октября 2017г., г. Минск (Беларусь) : в 12 т. -СПб, 2017. т. 12, ч. 3.-С.104-106.

4. Царев, В.А. Математическое моделирование низковольтного многолучевого клистрона миллиметрового диапазона / В.А. Царев, В.Ю. Мучкаев, **М.А. Манжосин** // XVII международная зимняя школа-семинар: материалы школы-семинара, г. Саратов, 5-10 февр. 2018г. -Саратов, 2018.-С.20-21.

5. **Манжосин, М.А.** Компьютерное моделирование и экспериментальное исследование выходного каскада миниатюрного многолучевого клистрона со связанными резонаторами / **М.А. Манжосин**, И.О.Чигуров, В.А. Царев. - <http://jre.cplire.ru/jre/aug18/index.html> // Журнал радиоэлектроники (электронный журнал). - 2018. - № 8. - С. 4.

6. **Манжосин, М.А.** Миниатюрный многолучевой клистрон Ку-диапазона с перестраиваемой полосой усиления / **М.А. Манжосин**, В.А. Царев, И.О. Чигуров //

Тезисы конференции мощные вакуумные СВЧ-приборы -2019: материалы юбил. науч.-техн. конф., посвящ. 60-летию АО "НПП "Торий", г. Москва, 22 мая 2019г. - М., 2019.-С.17.

7. Царев, В.А. Низковольтные многолучевые клистроны Ku и К диапазонов с гибридными многозвенными фильтровыми системами / В.А. Царев, **М.А. Манжосин** // Материалы XXI координационного научно-технического семинара по СВЧ технике 60-лет АО «НПП «Салют», Нижегородская область п. Хахалы, 7-9 сентября 2021 г. – Нижний Новгород, 2021 – С.14-16.

8. Царев, В.А. Новые пути улучшения комплекса выходных параметров и характеристик низковольтных многолучевых клстронов, работающих в коротковолновой части СВЧ-диапазона / В.А. Царев, **М.А. Манжосин** // 65 лет на рынке СВЧ-электроники: итоги и современные тенденции: материалы юбил. науч.-техн. конф., посвящ. 65-летию АО "НПП "Алмаз", г. Саратов, 8-9 сент. 2022г. - Саратов, 2022.-С.168-173.

Список литературы

1. Тореев А.И., Федоров В.К., Патрушева Е.В. Клистрон с распределенным взаимодействием миллиметрового диапазона // Радиотехника и электроника. 2009. № 8. С. 1001–1008.
2. Шалаев П.Д. Результаты разработки образца ЛБВ средней мощности в трёхсантиметровом диапазоне с КПД до 69 % / П.Д. Шалаев // Перспективы развития электроники и вакуумной техники на период 2001-2006 гг.: материалы науч.-техн. конф. – Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2001. – С. 62-67.
3. Litchfield M., Komiak J. A 6–18GHz 40W Reactively Matched GaN MMIC Power Amplifier. 2018 IEEE International Microwave Symposium, 2018.
4. Королев А.Н., Зайцев С.А., Галдецкий А.В. и др. История развития разработок СВЧ-приборов в ФГУП «НПП Исток» – 60 лет пути // Матер. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2003). — Севастополь: «Вебер», 2003. С. 811-813.
5. Гельвич Э.А. Мощные комплексированные СВЧ изделия. Электронная техника. Серия 1, Электроника СВЧ. 1982. Вып.12 (348). С.18-24.
6. Kotov A.S., Gelvich E.A., Zakurdayev A.D. Small-size complex microwave devices (CMD) for onboard applications. IEEE Transactionson Electron Devices. 2007. Vol.54. № 5. С.1049-1053.
7. Korolyov A.N., Gelvich E.A., Zhary Y.V., Zakurdayev A.D., Poognin V.I. Multiple-beam klystron amplifiers: Performance parameters and development trends. IEEE TransactionsonPlasmaScience. 2004. №3. С.1109-1118.
8. 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. Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2018». Саратов. 2018. С.232-236.
9. Генераторы и усилители СВЧ/Под ред. И.В. Лебедева. - М.: «Радиотехника», 2005. - 352 с.: ил.

10. Золотых, Дмитрий Николаевич. Совершенствование методик расчёта и экспериментальных исследований узлов многолучевых клистронов и широкополосных ЛБВ: автореферат диссертации кандидата технических наук: 05.27.02 / Золотых Дмитрий Николаевич; [Место защиты: Сарат. гос. техн. ун-т им. Гагарина Ю.А.]. - Саратов, 2014. - 16 с.: ил. РГБ ОД, 9 14-4/445.
11. Улучшение выходных параметров и характеристик миниатюрных многолучевых низковольтных клистронов: диссертация кандидата технических наук: 05.27.02 / Чигуров.
12. Bandyopadhyay A.K., Pal D., Saini A., Kant D. Saha S., Joshi L.M. Design of a Ku band miniature multiple beam klystron. Advancement in science and technology: Proceedings of the 2nd International Conference on Communication Systems (ICCS-2015). Rajasthan, India. 2016. №1715 (1). C.020052. DOI: 10.1063/1.4942734.
13. Золотых, Д.Н. Разработка 19-лучевого клистрона Ку-диапазона / Золотых Д.Н., Кузнецова Л.В. Манжосин М.А. и др. // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. - Ч.1. - №3(518). - 2013. - С.107-109.
14. Патент Многолучевой прибор О-типа. RU 2 244 980 C1 H01J 23/18(2006.01)/ H01J 25/10 Пугнин В.И. (RU) Подача 2003.08.18 Публикация 2005.01.20 Начало действия 2003.08.18.
15. Голубев С.Н., Лошакова И.И., Царев В.А. Многорезонаторный пролетный усилительный клистрон // Учеб. пособие для вузов. - Саратов, СПИ, 1984.
16. Артюх И.Г., Абанович С.А, Михалев А.К., H01J 25/10, №80158(13) A1, SU, «Широкополосный клистрон». Опубл. в Б.И. №9, 1992.03.07.
17. Webber S.E. Large signal analysis of multicavity klystron. IRE Trans. On Electron Devices, vol. ED-5, pp. 98-108: April. 1958.
18. Артюх И.Г., Абанович С.А, Михалев А.К., H01J 25/10, №80158(13)A1, SU, «Широкополосный клистрон». Опубл. в Б.И. №9, 1992.03.07.
19. А.с. 72756 СССР, кл. 21. Электронная лампа клистронного типа / В.Ф. Коваленко. 1940.
20. Мощные многолучевые электровакуумные усилители СВЯ: научное

издание / Л.М. Борисов [и др.]. // Электрон. техн. Сер. 1. – 1993. – №1. – С. 12-20, 77.

21. Фрейдович И.А., Балабанов А.К., Акимов П.И. и др. Перспективы развития многолучевых клистронов // Сборник докладов III Всероссийской научно-технической конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербург, 2014. С. 25- 31.

22. Кучугурный В.И., Лебединский С.В., Малыхин А.В., Петров Д.М. // КПД и полоса усиления клистрона. - В кн.: Лекции по электронике СВЧ и радиофизике. Кн.1. - Саратов: СГУ, 1983. - С. 211.

23. Хайков А.З. Клистронные усилители. – М.: Связь, 1974.

24. Канавец В.И. и др. Мощные многорезонаторные клистроны с высоким КПД / Электронная техника, сер. Электроника СВЧ, 1976 г., С. 34-44.

25. Оптимизация параметров одно- и многолучевых автогенераторов на двухзачерных резонаторах тема. Диссертации и автореферата по вахрф 05.27.02, кандидат технических наук Горлин, Олег Анатольевич, 2010.

26. Мощные электровакуумные приборы: пер. с англ. / ред. Л. Клэмпитт; авт. предисл. Н. Д. Девятков. - М.: Мир, 1974. - 133 с.: рис. - (Наука для техники. Современная радиоэлектроника). -: С. 2-133.

27. Григорьев А.Д. Терагерцовая электроника. - М.: ФИЗМАТЛИТ, 2020. - 308 с.

28. Симонов, К.Г. Взаимодействие электронного потока с полем двухзачерного резонатора при синфазных полях в зазорах / К.Г. Симонов //Электронная техника, серия 1, Электроника СВЧ, 1967. - № 2. - С. 39-46.

29. Тореев А.И., Федоров В.К. Усилительный клистрон с распределенным взаимодействием коротковолновой части миллиметрового диапазона //Прикладная физика. 2011. № 4. С. 109–115.

30. Востров М.С. Широкополосный миниатюрный многолучевой клистрон 2-см диапазона // Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП - 2018: материалы 13-й междунар. науч.-техн. конф., г. Саратов, 27-28 сент. 2018 г. = 2018 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering

(APEDE' 2018): Conference Proceeding, Saratov, September 27-28, 2018. - Саратов, 2018. - Т. 1. - С. 232-237.

31. Zhang Z. et al., "Разработка клистрона средней мощности 22 кВт S-диапазона с относительной полосой пропускания 7,14%", в IEEE Transactions on Electron Devices, том 58, № 8, стр. 2789-2795, август 2011. DOI: 10.1109/TED.2011.2153857.

32. Пасманник, В.И. Системы связанных контуров / В. И. Пасманник. - М.: Физматкнига, 2005 (М.). - 143 с.

33. И.С. Чусовитина / Пролетные клистроны (патенты Великобритании), часть 1, вып. 6 (281), 1971 г., Институт «Электроника», Москва.

34. Клистрон И.Г.Артюх, С.А.Абанович. Клистрон. Патент SU №1110334 А, МПК H01J 25/00. Оpubл. 16.06.1982 г.

35. US patent 4284922, Perring at all. Linear beam microwave amplifier having section comprising three resonant coupled circuits two of which. Aug 18, 1981.

36. Заявка на патент на полезную модель CN 203134747 U, МПК H01J 23/36, опубл. 14.08.2013.

37. Комаров Д.А., Морев С.П., Парамонов Ю.Н. Управление полосовыми характеристиками мощных сверхвысокочастотных электровакуумных приборов с помощью фильтровых систем. Радиотехника и электроника. 2012. том 57, № 11. С. 1206–1211.

38. Федяев В.К., Горлин О.А. Автогенератор на двухзачерном резонаторе // Материалы международной конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2007", г. Саратов: СГТУ, 2007. С.74-75.

39. Пат. 2738775 С1 Российская Федерация, МПК H01J 23/20. Устройство настройки собственной добротности объемных резонаторов ЭВП / Косарев Р.А. и др. заявитель и патентообладатель акционерное общество "Плутон». - № 2020123033/07; заявл. 10.07.2020; опубл. 16.12.2020, Бюл. №35.-2 с.

40. Ильченко М.Е. Частотные характеристики волновода с диэлектрическим резонатором // Изв. Вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. –1987. –Т. 30, №1. – С. 82–83.

41. Патент № 2645298. РФ. МПК Н 01 J 23/00. Широкополосный многолучевой клистрон с многозвенной фильтровой системой/ П.Д. Шалаев, В.А. Царев. Заявка №2016133272. Заявл. 11.08.2016; опубл. 20.02.2018 г.

42. Фрейдович И. А. и др. Перспективы развития многолучевых клистронов // Материалы III Всероссийской научно-технической конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Санкт-Петербург. – 2014. – С. 25.

43. Григорьев А.Д., Силаев С.А., Янкевич В.Б. Программа анализа и оптимизации параметров полых клистронных резонаторов с осевой симметрией и регулярных волноводов. - Электронная техника. Сер.1. «Электроника СВЧ, 1978, вып.6, С. 101,103.

44. ANSYSHFSS [Электронный ресурс] // ANSYS - Simulation Driven Product Development [Официальный сайт]. URL: <http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electronics/Signal+Integrity/ANSYS+HFSS>.

45. CST MICROWAVE STUDIO – 3D EM simulation software [Электронный ресурс] // CST – Computer Simulation Technology [Официальный сайт]. URL: <https://www.cst.com/Products/CSTMWS>.

46. Мучкаев В.Ю. REZON / В.Ю. Мучкаев, В.А. Царев // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ №2011611748 от 24.02.2011.

47. Царев В.А., Чигуров И.А., Шалаев П.Д. Улучшение выходных параметров многолучевого усилительного импульсного малогабаритного клистрона Ku-диапазона длин волн // Радиотехника. 2015 № 7 С. 41–44

48. Востров М.С., Закурдаев А.Д., Макаров А.П. О возможности реализации малогабаритных многолучевых клистронов в 8-мм диапазоне длин волн с высокой средней мощностью (до 100 Вт) // Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. 2013 Т. 519, № 4 С. 37–45.

49. Bansawal, A.; Raina, S.; Vinoy, K.J. & Datta, S.K. Calculation of equivalent circuit parameters of a rectangular reentrant cavity for klystron. Int. J. Microwave Optical Technol., 2018, 13(6), 487-492.

50. Carter, R.G. Microwave and RF Vacuum Electronic Power Sources. Cambridge University Press, 2018.,
51. Bansiwala, A and Raina, S and Vinoy, KJ and Datta, SK (2021) Effect of beam-tunnels on resonant frequency of cylindrical reentrant cavity. In: Defence Science Journal, 71 (3). pp. 332-336.
52. Орлов, С.И. Расчет и конструирование коаксиальных резонаторов / С.И. Орлов. - М.: Сов.радио, 1970.- 256 с.
53. Аршинов, С.С. Инженерный расчет контуров генераторов УКВ и КВ (отрезки длинных и объемных резонаторов) Издательство: Издательство "Советское радио", 1951 г. ISBN 978-5-4458-6009-
54. Мирошниченко А.Ю., Царев В.А. Моделирование электродинамических параметров двухзазорного клистронного резонатора [Электронный ресурс] // «Инженерный вестник Дона», 2013, №3. - Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2013/1825> (доступ свобод)
55. Веников В.А., Веников Г.В. Теория подобия и моделирования (применительно к задачам электроэнергетики): Учебник для вузов по спец. "Кибернетика электр. систем». -3-е изд., перераб. и доп.- М.: Высш.шк., 1984. - 439 с.
56. Ганстон М.А.Р. Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий СВЧ. Пер. с англ. под ред. А.З. Фрадина. – М.: Связь, 1976. – 152 с.
57. Банков С.Е., Гутцайт Э.М., Курушин А.А. Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS – М, ООО «Оркада», 2012, 250 с.
58. Пугнин, В. И. Модернизация конструкции мощного клистрона S-диапазона с целью увеличения рабочей полосы частот и выходной мощности: научное издание / В. И. Пугнин, А. Н. Юнаков, С. В. Евсеев // Электрон. техн. Сер. 1. - 2015. - N 3. - С. 48-52
59. Григорьев А.Д. Электродинамика и микроволновая техника: учебник / А. Д. Григорьев. 2-е изд., доп. СПб.: Лань, 2007. 704 с.
60. Генераторы и усилители СВЧ / под редакцией И.В. Лебедева. - М.: «Радиотехника», 2005.-352 с.

61. Tore Wessel-Berg, A General Theory of Klystrons with Arbitrary, Extended Interaction Fields, M.L. Report No. 376, 1957.

62. Царев В. А., Мучкаев В. Ю., Манжосин М. А. Математическое моделирование низковольтного многолучевого клистрона миллиметрового диапазона // Известия вузов. ПНД. 2020. Т. 28, вып. 5. С. 513-523. DOI: 10.18500/0869-6632-2020-28-5-513-523

63. М. А. Манжосин, И. О Чигуров, В. А. Царев. Компьютерное моделирование и экспериментальное исследование выходного каскада миниатюрного многолучевого клистрона со связанными резонаторами. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018 №8. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/aug18/13/text.pdf> DOI 10.30898/1684-1719.2018.8.13.

64. Панов В. П., Кутузова И. В., Юркин В. И. Коэффициент электронного взаимодействия выходного зазора клистрона // Электронные приборы: Межвуз. сб. / Рязань: РПТИ - 1992 - с. 91-93

65. Lin Fu-Min , Liu Hai-Xu. Design formulae of unsymmetrical double-gap output cavities of klystrons/ International Journal of Electronics. - May 2011, pp 617-630. DOI:10.1080/00207217.2010.547809

66. Федяев, В.К. Работа двухзазорного резонатора в генераторно-усилительном клистроне / В.К. Федяев, Т.С. Акимова // Известия вузов России. Радиоэлектроника. - 2012. - Вып. 2. - С. 101 - 109.

67. Петров, Г.С. Обобщенные выражения для коэффициента взаимодействия и электронной проводимости в двойном высокочастотном зазоре / Г.С. Петров // Электронная техника. Электроника СВЧ. - 1969. - Сер. I. -Вып. 5.-С. 137- 140.

68. Горлин О.А. Оптимизация параметров одно- и многолучевых автогенераторов на двухзазорных резонаторах: автореф. дис. ...канд. техн. наук:05.27.02/Горлин Олег Анатольевич. - Рязань, 2010.-17 с.

69. LinFu-Min, LiuHai-Xu. Design formulae of unsymmetrical double-gap output cavities of klystrons/ International Journal of Electronics. - May 2011, pp 617-630. DOI:10.1080/00207217.2010.547809

70. Хайков А.З. Клистронные усилители. – Хайков А.З. Клистронные усилители. – М.: Связь, 1974.) А.З. Хайков «Клистронные усилители». Издательство «Связь» Москва 1974

71. Царев В.А. Критериальная оценка предельных значений электронного КПД и долговечности СВЧ-приборов клистронного типа // Волноводные линии, системы и элементы технологических установок СВЧ: Межвузовский научный сборник. - Саратов: Саратовский государственный технический университет, 1994. - С. 59-66.

72. Symons R. S. Scaling laws and power limits for klystrons. // IEDM. 1986. 32. P. 156

73. Jensen E., Syrathev I. CLIC 50 MWL-Band Multi Beam Klystron. 7th International High Energy Density and High-Power RF Workshop, Kalamata, Greece, 13- 17th June 2005.

74. Хаби В.С. Измерение характеристического сопротивления резонатора с бессеточным зазором. // Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ., 1971, вып. 3, с.138-140.

75. Прокофьев, Б.В.К расчету характеристического сопротивления резонаторов многолучевых вакуумных приборов СВЧ [Электронный ресурс] / Б.В. Прокофьев, А.В. Коннов, В.Л. Саввин // Журнал радиоэлектроники. – 2011. - №12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec11/1/text.html> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. ру

76. Комаров Д. А., Морев С. П., Парамонов Ю. Н. Управление полосовыми характеристиками мощных сверхвысокочастотных электровакуумных приборов с помощью фильтровых систем. Радиотехника и электроника 2012. том 57, № 11, с. 1206–1211

77. Золотых, Д.Н. Разработка 19-лучевого клистрона Ку-диапазона/ Д.Н. Золотых [и др.] // Электронная техника. Серия 1, «СВЧ-техника». - Ч.1. –2013. - №3(518). - С.107-109.

78. Моряков С.И., Нестеров С.М., Скоков П.Н., Скородумов И.А. Способ корректировки диаграмм обратного рассеяния радиолокационного объекта при

исключении или снижении уровня отражений от элементов его конструкции. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun20/7/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.6.7

79. Царев, В.А. Новые пути улучшения комплекса выходных параметров и характеристик низковольтных многолучевых клстронов, работающих в коротковолновой части СВЧ-диапазона / В.А. Царев, М.А. Манжосин // 65 лет на рынке СВЧ-электроники: итоги и современные тенденции: материалы юбил. науч.-техн. конф., посвящ. 65-летию АО "НПП "Алмаз", г. Саратов, 8-9 сент. 2022г. - Саратов, 2022.-С.168-173.

80. Müller J.J. Un générateur à temps de transit utilisant un seul résonateur de volume / J.J. Müller, E. Rostas // Helv. Phys. Acta. 1940. Vol. 13. № 3. P. 435-450.

81. US patent №2,269,456. Electron beam oscillator / W.W. Hansen. 13.01.1942.

82. Горлин Олег Анатольевич. Оптимизация параметров одно- и многолучевых автогенераторов на двухззорных резонаторах: диссертация кандидата технических наук: 05.27.02 / Горлин Олег Анатольевич; [Место защиты: Рязан. гос. радиотехн. акад.]. - Рязань, 2010.- 165 с.: ил. РГБ ОД, 61 10-5/3095

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2714508

МИНИАТЮРНЫЙ МНОГОЛУЧЕВОЙ КЛИСТРОН

Патентообладатель: *Акционерное общество "Научно-производственное предприятие "Алмаз" (АО "НПП "Алмаз") (RU)*

Авторы: *Царев Владислав Алексеевич (RU),
Манжосин Михаил Алексеевич (RU)*

Заявка № 2019121595

Приоритет изобретения 09 июля 2019 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 18 февраля 2020 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 09 июля 2039 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев



ПОТВЕРЖДАЮ

Проректор по науке и инновациям

ССТУ имени Гагарина Ю.А.

Остроумов И.Г.

«12» января 2024 г.

АКТ

об использовании результатов кандидатской диссертации Манжосина М.А.
«Улучшение режимов многомодового усиления в низковольтных клистронах
Ku и K-диапазонов» 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 Манжосина М.А. при чтении лекций и проведении лабораторных работ по курсам «Физические основы электроники» и «Проектирование и технология электронной компонентной базы», а также при подготовке выпускных квалификационных работ.

Зав. каф. «Электронные приборы и устройства»,

д.т.н., доц.

А.Ю. Мирошников

Директор «Института электронной техники

и приборостроения», к.т.н.

А.А. Никифоров



АКТ

внедрения результатов кандидатской диссертации Манжосина Михаила Алексеевича на тему: «Улучшение режимов многомодового усиления в низковольтных многолучевых клистронах Ку и К – диапазонов» по специальности 2.2.1. Вакуумная и плазменная электроника.

Комиссия в составе:

Председатель: Рафалович Александр Давидович – заместитель генерального директора по научно-техническому развитию АО «НПП «Алмаз».

Члены комиссии:

Бондаренко Сергей Сергеевич – директор НПЦ «Электронные системы» АО «НПП «Алмаз».

Кириченко Денис Иванович – начальник отдела 112 НПЦ «Электронные системы» АО «НПП «Алмаз».

Составили настоящий АКТ о том, что результаты кандидатской диссертации Манжосина Михаила Алексеевича на тему: «Улучшение режимов многомодового усиления в низковольтных многолучевых клистронах Ку и К – диапазонов» используются в научно-исследовательской и проектно-конструкторской деятельности Научно-производственного центра «Электронные системы» Акционерного Общества «Научно-производственное предприятие «Алмаз» и внедрены при выполнении НИОКР «Черешня» в виде:

- 1) результатов теоретических и экспериментальных исследований оптимизированного по параметрам низковольтного многолучевого клистрона;
- 2) конструкторской и технологической документации низковольтного многолучевого клистрона «Черешня»;
- 3) патента на изобретение № 2714508 «Миниатюрный многолучевой клистрон»;

Проведенные исследования по улучшению режимов многомодового усиления в низковольтных многолучевых клистронах Ку и К - диапазонов привело к расширению их функциональных возможностей, повышению КПД, а также расширению полосы усиления, без увеличения их габаритов и массы.

Председатель комиссии

А.Д. Рафалович

Члены комиссии

С.С. Бондаренко

Д.И. Кириченко