

САРАТОВСКИЙ ФИЛИАЛ ФГБУН «ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ И
ЭЛЕКТРОНИКИ ИМ. В.А. КОТЕЛЬНИКОВА» РАН
ФГБОУ ВО «САРАТОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ Н.Г. ЧЕРНЫШЕВСКОГО»

На правах рукописи



ТОРГАШОВ Роман Антонович

**ОСОБЕННОСТИ ПРОЦЕССОВ РАСПРОСТРАНЕНИЯ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН И ЭЛЕКТРОННО-ВОЛНОВОГО
ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ В МИНИАТЮРНЫХ ПРИБОРАХ О-ТИПА
МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ПРОСТРАНСТВЕННО-
РАЗВИТЫМИ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИМИ СТРУКТУРАМИ
И ЛЕНТОЧНЫМИ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПОТОКАМИ**

1.3.4. – Радиоп физика

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата физико-математических наук

Научный руководитель
доктор физико-математических наук,
профессор Рыскин Н.М.

Саратов – 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

| | |
|--|----|
| Введение..... | 4 |
| Глава 1. Низковольтные приборы О-типа миллиметрового диапазона с микрополосковыми ЗС на диэлектрической подложке | 15 |
| 1.1. Микрополосковые ЗС для ЛОВ и ЛБВ миллиметрового диапазона ... | 15 |
| 1.2. Исследование электродинамических параметров микрополосковой ЗС на диэлектрической подложке в прямоугольном волноводе | 19 |
| 1.3. Разработка системы согласования для ЗС типа меандр на диэлектрической подложке | 30 |
| 1.4. Моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛБВ V-диапазона с ЗС типа меандр на диэлектрической подложке..... | 33 |
| 1.4.1. Моделирование на основе одномерной нелинейной теории ЛБВ | 33 |
| 1.4.2. 3-D PIC моделирование | 37 |
| 1.5. Масштабирование ЗС типа меандр на диэлектрической подложке для ЛБВ W- и D-диапазон | 44 |
| 1.6. Сопоставление с экспериментальными результатами | 49 |
| 1.6.1. Изготовление макетов ЗС для экспериментальных исследований | 49 |
| 1.6.2. Исследование влияния омических потерь на электродинамические характеристики микрополосковой ЗС на диэлектрической подложке..... | 53 |
| 1.6.3. Коэффициент отражения и дисперсионная характеристика ЗС | 59 |
| 1.7. Низковольтные ЛОВ с микрополосковыми ЗС..... | 60 |
| 1.7.1. Электродинамические характеристики ЗС типа встречные штыри на кварцевой подложке..... | 61 |
| 1.7.2. Моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛОВ с ЗС типа встречные штыри..... | 64 |
| 1.7.3. Электродинамические характеристики ЗС типа «кольцо-перемычка» на кварцевой подложке | 70 |
| 1.7.4. Моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛОВ с ЗС типа «кольцо-перемычка» на кварцевой подложке..... | 75 |
| 1.8. Выводы | 79 |

| | |
|--|-----|
| Глава 2. Многолучевые ЛБВ миллиметрового диапазона с планарными ЗС типа меандр..... | 82 |
| 2.1. Низковольтная двухлучевая ЛБВ V-диапазона с ЗС типа связанных меандров на диэлектрической подложке..... | 84 |
| 2.1.1. Электродинамические характеристики ЗС..... | 84 |
| 2.1.2. Моделирование электронно-волнового взаимодействия..... | 90 |
| 2.2. Двухлучевая ЛБВ W-диапазона с полосковой ЗС типа меандр с металлическими опорами..... | 94 |
| 2.2.1. Электродинамические параметры ЗС..... | 94 |
| 2.2.2. 3D PIC моделирование электронно-волнового взаимодействия . | 100 |
| 2.3. Выводы..... | 104 |
| Глава 3. Многолучевые ЛБВ миллиметрового диапазона с ЗС типа многоэтажный меандр..... | 106 |
| 3.1. Многолучевая лампа бегущей волны V-диапазона с замедляющей системой типа двухэтажный меандр..... | 109 |
| 3.1.1. Электродинамические характеристики ЗС..... | 109 |
| 3.1.2. Моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛБВ V-диапазона с двумя ленточными электронными пучками..... | 116 |
| 3.2. Многолучевая ЛБВ V-диапазона с ЗС типа четырехэтажный меандр... | 120 |
| 3.2.1. Электродинамические характеристики ЗС..... | 120 |
| 3.2.2. Моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛБВ V-диапазона с четырьмя ленточными электронными пучками..... | 127 |
| 3.3. Выводы..... | 134 |
| Заключение..... | 136 |
| Благодарности..... | 140 |
| Список сокращений..... | 141 |
| Список использованных источников..... | 142 |

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность диссертационной работы. Разработка миниатюрных источников электромагнитного излучения, работающих в коротковолновой части миллиметрового диапазона, которую также называют субтерагерцевым (суб-ТГц) частотным диапазоном, является одной из важных задач современной радиофизики. Подобные приборы представляют интерес для радиоастрономии, радиолокации, для ряда биомедицинских приложений и т.д. [1]. Особое значение имеет их применение в современных системах высокоскоростной беспроводной передачи данных поколений 5G и 6G [2,3]. Однако для указанных приложений необходимо когерентное электромагнитное излучение мощностью порядка нескольких десятков ватт и выше. Приборы твердотельной и квантовой электроники не в состоянии обеспечить необходимый уровень выходной мощности. Существуют мощные вакуумные приборы работающие, как в миллиметровом диапазоне, так и в более высокочастотных, например, гиротроны и лазеры на свободных электронах [4,5]. Но эти приборы оказываются весьма громоздкими и дорогостоящими. Поэтому в последние годы значительно вырос интерес к разработке миниатюрных миллиметровых приборов О-типа, в которых прямолинейный электронный пучок (ЭП) направлен вдоль оси пространства взаимодействия [6-11]. Из них наибольший интерес представляет лампа бегущей волны (ЛБВ), способная обеспечить широкую полосу усиливаемых частот и высокую выходную мощность в непрерывном режиме при работе в миллиметровом диапазоне [10]. Также интерес представляют миниатюрные лампы обратной волны (ЛОВ), способные обеспечить генерацию с электронной перестройкой частоты в широком диапазоне. Однако с ростом рабочих частот характерные размеры приборов пропорционально сокращаются, что затрудняет их разработку и изготовление.

Ключевым элементом ЛОВ и ЛБВ является замедляющая система (ЗС), в которой происходит взаимодействие электронного пучка с замедленной электромагнитной волной [12-16]. В миллиметровом диапазоне использование

наиболее распространенных спиральных ЗС весьма затруднительно с технологической точки зрения [10]. Предлагались различные конструкции ЗС для миниатюрных ЛБВ миллиметрового диапазона, например, петляющий волновод, ЗС типа гребенки, цепочка связанных резонаторов, лестничные ЗС и т.д. [17-23]. В частности, большой интерес для применения в суб-ТГц диапазоне вызвали различные варианты микрополосковых ЗС [24-35], которые могут обеспечить низкие рабочие напряжения и могут быть изготовлены с помощью ряда современных технологий.

Одной из проблем, возникающих при проектировании и разработке миниатюрных приборов миллиметрового диапазона, является создание электронно-оптических систем для формирования и транспортировки ЭП с высокой плотностью тока. В приборах О-типа традиционно используются цилиндрические ЭП. Однако при продвижении в миллиметровый диапазон в силу сокращения поперечных размеров электродинамических структур размеры такого пучка также сокращаются. Соответственно, плотность тока пучка оказывается крайне высокой, что затрудняет его фокусировку и транспортировку вдоль пространства взаимодействия. Решением данной проблемы является использование ЭП с большим поперечным сечением, например, ленточных или эллиптических. Такие ЭП могут характеризоваться высокими значениями тока пучка и как следствие высокой мощностью. Плотность тока при этом будет достижимой для современных электронных пушек и электронно-оптических систем. Поэтому перспективным направлением является разработка приборов с пространственно-развитыми электродинамическими структурами, в которых взаимодействие происходит с ленточным ЭП.

Также для повышения мощности представляет интерес использование многолучевых ленточных ЭП [36-38]. Соответственно, для обеспечения взаимодействия с такими ЭП необходима разработка новых конструкций ЗС, в которых взаимодействие возможно одновременно с несколькими пучками. В последние годы интерес к разработке многолучевых ЛБВ суб-ТГц диапазона заметно вырос [38-41].

Таким образом, тема диссертационной работы является **актуальной** для современной радиофизики и микроволновой электроники.

Целями диссертационной работы являются:

1. Разработка новых пространственно-развитых ЗС для миниатюрных приборов О-типа коротковолновой части миллиметрового диапазона, в которых взаимодействие происходит с ленточными одно- и многолучевыми ЭП при напряжениях не более 20 кВ. Исследование их электродинамических характеристик и оптимизация параметров.

2. Разработка конструкций широкополосных согласующих устройств ввода/вывода СВЧ-энергии, обеспечивающих необходимый уровень согласования, для исследуемых ЗС.

3. Исследование процессов электронно-волнового взаимодействия в усилителях и генераторах миллиметрового диапазона с одно и многолучевыми ленточными ЭП. Расчет их выходных характеристик в линейном и нелинейном режимах работы. Выяснение возможности повышения выходной мощности до уровня порядка 100 Вт и выше.

Методы исследования. В работе используются хорошо известные методы теоретического анализа микроволновой электродинамики и электроники. Для численного расчета электродинамических характеристик ЗС используются современные программные пакеты, которые на сегодняшний день получили наиболее широкое распространение (COMSOL Multiphysics, CST Studio Suite). Указанные программные пакеты осуществляют так называемое «полностью электромагнитное» моделирование, основанное на непосредственном численном решении уравнений Максвелла с соответствующими граничными условиями с помощью метода конечных элементов в частотной области или метода конечных разностей во временной области. Для моделирования процессов взаимодействия электронных пучков с высокочастотными полями ЗС используется пакет CST Studio Suite, в котором движение заряженных частиц рассчитывается при помощи метода «частица в ячейке» (“Particle in Cell”, PIC) во временной области.

Достоверность полученных результатов подтверждается использованием апробированных и хорошо зарекомендовавших себя теоретических подходов, моделей и методов исследования процессов распространения электромагнитных волн и их взаимодействия с электронными потоками в приборах вакуумной микроволновой электроники. Результаты расчета, полученные в различных программных пакетах, хорошо согласуются между собой. Численные результаты также верифицированы с помощью сопоставления с результатами экспериментального исследования электродинамических характеристик ЗС на диэлектрической подложке. Результаты моделирования процессов электронно-волнового взаимодействия с помощью различных численных моделей также согласуются между собой.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Проведен комплекс исследований электродинамических характеристик тонкопленочных ЗС на диэлектрических подложках (меандр, встречные штыри, кольцо-перемычка) средней и коротковолновой части миллиметрового диапазона. Впервые с помощью современных программных пакетов 3D моделирования подробно исследовано влияние различных параметров на их дисперсионные характеристики, сопротивление связи, затухание.

2. Впервые представлены результаты сравнительного моделирования омических потерь в тонкопленочных структурах на диэлектрических подложках, полученные с помощью различных методик в программных пакетах, которые на сегодняшний день получили наиболее широкое распространение (COMSOL Multiphysics, ANSYS HFSS, CST Studio Suite). На основании полученных результатов, а также сопоставления с экспериментальными данными показано, что при толщине полоска менее 10 мкм начинают сказываться различия, в частности, моделирование во временной области занижает уровень омических потерь.

3. Впервые на основе 3D PIC моделирования исследованы особенности взаимодействия ленточных ЭП с полями планарных микрополосковых ЗС в

низковольтных ЛБВ и ЛОВ V-диапазона. Рассчитаны выходные характеристики приборов такие как коэффициент усиления, выходная мощность, КПД.

4. Предложена новая ЗС в виде двух связанных меандров на диэлектрической подложке, которая обеспечивает взаимодействие с двухлучевым ленточным ЭП. Разработана система согласования, обеспечивающая возбуждение симметричной моды ЗС.

5. Предложена цельнометаллическая конструкция ЗС типа меандр с металлическими опорами W-диапазона, в которой взаимодействие происходит с двухлучевым ленточным пучком с высоким аспектным соотношением. Показано, что использование такой ЗС позволяет увеличить ширину ленточного пучка по сравнению с ЗС на диэлектрических подложках и, соответственно, понизить рабочую плотность тока до $\sim 70 \text{ А/см}^2$, что облегчает формирование и транспортировку ленточного ЭП.

6. Впервые подробно исследованы электродинамические характеристики ЗС типа многоэтажный меандр с различным количеством каналов для многолучевого ЭП. Показана перспективность подобных ЗС для создания многолучевых ЛБВ в средней части миллиметрового диапазона с выходной мощностью в несколько сотен ватт.

Научно-практическая значимость. Результаты диссертации могут быть использованы для создания новых усилителей и генераторов когерентного излучения миллиметрового диапазона с выходной мощностью порядка десятков и сотен ватт. Подобные приборы могут найти применение в современных системах высокоскоростной беспроводной передачи данных, радиолокации, радиоастрономии, спектроскопии. Результаты диссертации также могут быть использованы при моделировании и разработке различных радиофизических приборов и устройств, в которых используются микрополосковые элементы.

Результаты, представленные в диссертационной работе, использовались при выполнении НИР, поддержанных грантами РФФИ № 16-08-00450 и № 20-57-12001, грантами РНФ № 17-12-01160 и № 22-12-00181, а также в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

Основные научные положения, выносимые на защиту:

1. Микрополосковые планарные замедляющие системы миллиметрового диапазона в виде меандра на диэлектрической подложке обеспечивают высокие значения коэффициента замедления $n \sim 5 \div 10$, сравнительно низкие значения рабочих напряжений $3 \div 9$ кВ и сопротивление связи более 1 Ом. В миниатюрных низковольтных лампах бегущей волны на основе таких замедляющих систем выходная мощность в режиме насыщения составляет 20-25 Вт при взаимодействии с ленточным электронным пучком с напряжением 5 кВ и током 100 мА.

2. Замедляющая система в виде связанных меандров на диэлектрической подложке позволяет обеспечить взаимодействие двухлучевого ленточного электронного пучка с симметричной модой замедленной волны при напряжении не более 10 кВ. За счет увеличения площади поперечного сечения и соответственно мощности пучка в ЛБВ с такой замедляющей системой обеспечивается рост выходной мощности более чем в два раза (до ~ 50 Вт) и сокращение длины пространства взаимодействия на 12.5% по сравнению с однолучевой ЛБВ.

3. Полосковая замедляющая система в виде меандра с металлическими опорами в прямоугольном волноводе обеспечивает взаимодействие с ленточным пучком, состоящим из двух отдельных лучей, расположенных сверху и снизу от меандра. Предложенная конструкция замедляющей системы W-диапазона обеспечивает напряжение синхронизма 10-15 кВ на частотах 95-105 ГГц. По сравнению с замедляющей системой на диэлектрических подложках ширина меандра увеличивается более чем в 3 раза (до $\sim \lambda/2$), что позволяет соответственно увеличить ширину электронного пучка и понизить плотность тока до ~ 70 А/см² при токе отдельного луча 100 мА. Двухсекционная конструкция ЛБВ с такой замедляющей системой обеспечивает высокие значения коэффициента усиления ~ 0.62 дБ/период, а также выходную мощность свыше 100 Вт в W-диапазоне.

4. Распределение продольной компоненты электрического поля основной моды в области пролетных каналов замедляющей системы типа многоэтажный меандр близко к однородному, что позволяет получить высокие значения сопротивления связи (8-12 Ом) при взаимодействии с многолучевым ленточным пучком. В отличие от планарных замедляющих систем, сопротивление связи слабо зависит от частоты в рабочем диапазоне частот. Выходная мощность ЛБВ с четырехлучевым пучком в режиме насыщения достигает 400 Вт. Вместе с тем, с увеличением числа пролетных каналов возникает необходимость подавления высших поперечных мод и усложняется конструкции системы согласования, что ограничивает возможности дальнейшего повышения выходной мощности.

Апробация работы и публикации. Результаты диссертационной работы были доложены на следующих международных и всероссийских конференциях и конкурсах:

- The 45th Photonics and Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2024), Китай, г. Чэнду, 2024 г.
- International Vacuum Electronic Conference (IVEC), 2020, 2021 и 2022 гг. (онлайн).
- UK-Europe-China Workshop on Millimetre-Waves and Terahertz Technologies, 2021 г. (онлайн).
- The 2021 46th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2021 г. (онлайн).
- 7th ITG International Vacuum Electronics Workshop (IVEW) and 13th International Vacuum Electron Sources Conference (IVeSC), 2020 г. (онлайн).
- 33rd IEEE International Vacuum Nanoelectronics Conference, 2020 г. (онлайн).
- Всероссийские научные конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ», г. Санкт-Петербург, 2019, 2023 гг.
- Научно-техническая конференция АО «НПП «Исток» им. Шокина» «СВЧ-электроника-2023», г. Фрязино, 2023 г.

- Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АПЭП-2022), СГТУ, г. Саратов, 2022 г.
- Конференция с международным участием «Терагерцевое и микроволновое излучение: генерация, детектирование и приложения» (ТЕРА-2023), г. Москва, 2023 г.
- Всероссийская микроволновая конференция, ИРЭ РАН, г. Москва, 2020, 2022 гг.
- Всероссийские научные конференции молодых ученых «Наноэлектроника, нанофотоника и нелинейная физика», СФИРЭ РАН, г. Саратов, 2017-2023 гг.
- Всероссийские конференции «Нелинейные дни в Саратове для молодых», СГУ имени Н.Г. Чернышевского, г. Саратов, 2017-2019 гг.
- Международная конференция Saratov Fall Meeting. International Symposium “Optics and Biophotonics”, г. Саратов, 2017, 2019, 2023 гг.
- Школа молодых ученых «Актуальные проблемы мощной вакуумной электроники СВЧ: источники и приложения», ИПФ РАН, г. Нижний Новгород, 2019, 2023 гг.
- 15-й и 16-й Молодежный конкурс имени Ивана В. Анисимкина, ИРЭ РАН, г. Москва, 2018, 2019 гг.
- Конкурс практикоориентированных НИР студентов аспирантов, докторантов вузов Саратовской области, г. Саратов, 2021 г.

Результаты также докладывались на заседаниях Московской и Саратовской секций Ученого совета ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

Доклады на конкурсе молодых ученых им. Ивана В. Анисимкина в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, на конкурсе практико-ориентированных НИР для студентов, аспирантов и докторантов Вузов Саратовской области, а также на конкурсе на лучший доклад студентов и аспирантов в рамках конференции АПЭП-2022 были удостоены дипломов I степени.

По материалам диссертации опубликовано 57 работ, из которых 12 статей в реферируемых научных журналах, рекомендованных ВАК при Минобрнауки России для опубликования основных научных результатов диссертации на соискание ученой степени доктора и кандидата наук или индексируемых в реферативных базах данных и системах цитирования Web of Science и/или Scopus [92-103], 32 работы в материалах международных конференций, индексируемых в базах данных Web of Science и/или Scopus [104-135], 13 работ в сборниках трудов всероссийских и международных конференций [136-148].

Личный вклад соискателя. Все основные результаты, представленные в диссертационной работе, получены автором лично: разработка математических моделей, проведение численных экспериментов и анализ полученных результатов. Постановка задач, обсуждение и интерпретация результатов осуществлялись совместно с научным руководителем д.ф.-м.н., профессором Рыскиным Н.М., а также с к.ф.-м.н. Рожнёвым А.Г. Вклад остальных соавторов в совместных работах отмечается в соответствующих местах по тексту диссертации.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из Введения, трёх глав, Заключения и Списка литературы. Общий объем диссертации составил 161 страницу, включая 102 рисунка, 9 таблиц. Список литературы состоит из 148 наименований на 20 страницах.

Краткое содержание работы.

Во **Введении** обоснована актуальность работы, сформулированы цели работы и задачи, её научная новизна, приведены положения, выносимые на защиту, научно-практическая значимость работы, сведения об апробации работы и основных публикациях автора, структуре работы.

В **первой главе** исследуются тонкопленочные микрополосковые ЗС на диэлектрических подложках для миниатюрных низковольтных приборов О-типа средней и короткой части миллиметрового диапазона. Исследованы основные электродинамические характеристики меандровой ЗС для ЛБВ миллиметрового диапазона, проведена оптимизация конструкции ЗС с целью подавления

распространения в системе объемных мод. Показано, что напряжение синхронизма составляет 3-8 кВ, а сопротивление связи при взаимодействии с ленточным ЭП принимает значения свыше 1 Ом в рабочем диапазоне частот. Разработана полноразмерная модель системы с устройствами согласования. Проведено моделирование электронно-волнового взаимодействия с пучком с полным током 100 мА при напряжении 5 кВ. Показано, что ЛБВ с такой ЗС может обеспечить коэффициент усиления свыше 30 дБ и выходную мощность свыше 20 Вт.

Обсуждаются методы расчета омических потерь в тонкопленочных микрополосковых структурах. Предложена конструкция полноразмерной ЗС с устройствами согласования для экспериментального исследования электродинамических характеристик ЗС. Проведено сравнение численных и экспериментальных результатов, которые показывают хорошее соответствие между собой. Проводится масштабирование исследуемой системы на более высокочастотные W- и D-диапазоны.

Исследованы электродинамические характеристики ЗС типа встречные штыри и кольцо-перемычка для миниатюрных низковольтных ЛОВ V-диапазона. Показано, что такие конструкции способны обеспечить электронно-волновое взаимодействие с ленточными электронными пучками при напряжениях, не превышающих 6 кВ. Проведено моделирование электронно-волнового взаимодействия в таких системах и показано, что выходная мощность в таких ЛОВ может достигать нескольких ватт при токах пучка не более 100 мА.

Во **второй главе** представлены результаты разработки ЗС в виде двух связанных меандров на диэлектрической подложке и ЗС в виде меандр с металлическими опорами, которые представляют собой модификацию микрополосковой меандровой ЗС, исследуемой в главе 1. Особенностью представленных структур является возможность электронно-волнового взаимодействия с двухлучевыми ленточными ЭП. Показано, что ЗС в виде связанных меандров обеспечивает взаимодействие с пучком, отдельные лучи которого расположены в горизонтальной плоскости, при напряжениях не выше

10 кВ. В ЛБВ с двухлучевым ЭП при взаимодействии с симметричной модой ЗС возможно получить выходную мощность в два раза выше (до 50 Вт), чем в случае ЛБВ с ЗС в виде одиночного меандра, при близких значениях мощности пучка и меньших значениях длины системы.

ЗС в виде меандра с металлическими опорами обеспечивает взаимодействие с пучком, отдельные лучи которого расположены над и под полосковым меандром, при напряжениях не более 15 кВ на частотах вблизи 100 ГГц. Коэффициент усиления двухсекционной ЛБВ с такой ЗС принимает высокие значения до 0.62 дБ/период, а выходная мощность может превышать 100 Вт.

Третья глава посвящена исследованию многорядных ЗС типа многоэтажный меандр с несколькими каналами для электронных пучков. Подробно рассмотрен случай двух- и четырехлучевой системы. Расчитаны электродинамические характеристики ЗС. Показано, что в силу однородного распределения продольной компоненты поля в области пролетных каналов такие системы обеспечивают высокие значения сопротивления связи и более однородное взаимодействие ЭП с бегущей электромагнитной волной. Проведено моделирование электронно-волнового взаимодействия в многолучевых ЛБВ и расчитаны выходные характеристики усилителей. В двухлучевой ЛБВ при полном токе ЭП 200 мА и напряжении 18 кВ выходная мощность достигает 250 Вт, а в четырехлучевой ЛБВ при токе 400 мА и напряжении 12 кВ – 400 Вт. При этом для обеспечения стабильного режима работы без самовозбуждения при увеличении числа пролетных каналов необходима разработка многосекционной конструкции ЛБВ. Таким образом мощность насыщения в таких усилителях растет пропорционально мощности ЭП. Однако увеличение числа пролетных каналов приводит к конкуренции мод и усложнению конструкции системы ввода/вывода СВЧ-энергии.

В **Заключении** приведены основные результаты, полученные в диссертационной работе.

ГЛАВА 1. НИЗКОВОЛЬТНЫЕ ПРИБОРЫ О-ТИПА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С МИКРОПОЛОСКОВЫМИ ЗС НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПОДЛОЖКЕ

1.1. Микрополосковые ЗС для ЛОВ и ЛБВ миллиметрового диапазона

Как уже отмечалось во Введении, одним из основных направлений развития современной радиофизики и электроники является создание миниатюрных приборов О-типа, работающих в миллиметровом диапазоне длин волн [6-10]. В связи с этим актуальной становится разработка новых пространственно-развитых ЗС, которые обеспечивают взаимодействие с ЭП большого поперечного сечения, и которые могут быть изготовлены с помощью современных технологий. В частности, подобным требованиям удовлетворяют микрополосковые ЗС на диэлектрических подложках. Они обладают высокими значениями коэффициента замедления на основной пространственной гармонике, что позволяет снизить ускоряющие напряжения для ЭП и сократить продольные размеры устройства. Также отметим, что планарная конструкция избавляет от необходимости формирования отдельного микроразмерного пролетного канала.

Микрополосковые ЗС известны еще с 1970-х годов (см., например, [42]). Первая работа, в которой сообщалось о разработке ЛБВ с планарными ЗС на диэлектрических подложках, была опубликована еще в 1973 году [43]. В ней были представлены ЛБВ S-диапазона (2-4 ГГц) с коэффициентом усиления 20 дБ и выходной мощностью 2 кВт, а также ЛБВ X-диапазона (8-12 ГГц) с коэффициентом усиления 30 дБ и средней мощностью порядка 10 Вт. Фотография ЗС представлена на рис. 1.1.

В 1990-е годы исследования различных планарных ЗС (встречно-штыревых, меандровых, лестничных) проводились в СФ ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Была показана возможность использования планарных ЗС в микроминиатюрных генераторах и усилителях, в том числе, в миллиметровом диапазоне длин волн [44]. Были изготовлены образцы ЗС, в частности, на рис. 1.2

показана фотография встречно-штыревой ЗС для низковольтной ЛОВ диапазона 3 ГГц.

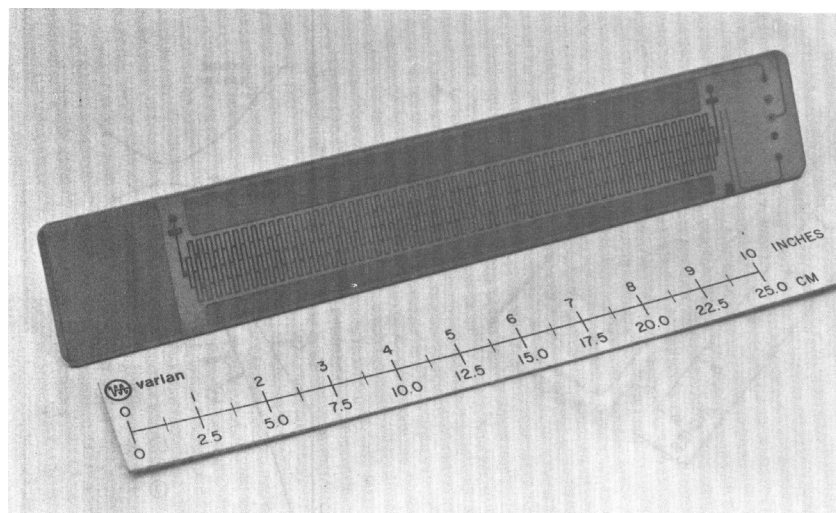


Рисунок 1.1. Фотография ЛБВ S-диапазона с планарной ЗС на диэлектрической подложке [43].

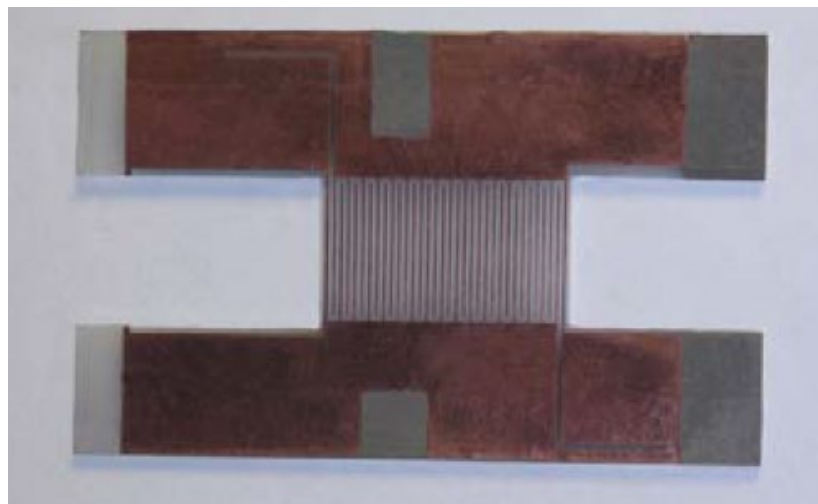


Рисунок 1.2. Фотография ЗС типа встречные штыри для миниатюрной низковольтной ЛОВ диапазона 3 ГГц [44].

В последние годы интерес к микрополосковым планарным ЗС значительно вырос, как в России, так и в зарубежных странах, [24-35]. Наиболее распространенным типом являются ЗС в форме меандра и ее модификации. В

основном результаты, представленные в опубликованных работах, носят теоретический характер в силу трудности изготовления таких систем. Однако в последние годы рядом авторов были предложены различные технологические подходы к изготовлению планарных ЗС. Например, в АО «НПП «Исток» им. Шокина» разрабатывается ЛБВ W-диапазона на алмазной подложке [24,25,45]. ЗС представляет собой две симметрично расположенные микрополосковые линии меандрового типа, между которыми распространяется ленточный ЭП. Численное моделирование электронно-волнового взаимодействия показывает возможность получить выходную мощность свыше 35 Вт на частотах вблизи 92 ГГц. Также в указанных работах обсуждаются технологические решения для изготовления таких структур.

За рубежом также ведутся весьма активные исследования, направленные на разработку методов изготовления таких систем. В основном внимание рассматриваются системы X- и Ka-диапазона (8 мм) [28-31]. Также в отдельных работах сообщается об изготовлении планарных ЗС на диэлектрических подложках миллиметрового диапазона [32-35].

Так, например, в работе [33] описана микрополосковая ЗС меандрового типа для ЛБВ W-диапазона. Особенностью предложенной конструкции является то, что под тонкой золотой меандровой линией находится дополнительный слой диэлектрика, который в точности повторяет форму самого проводника. Такая конструкция позволяет повысить сопротивление связи и снизить омические потери в рабочем диапазоне частот.

В основном для изготовления микрополосковых структур миллиметрового и субмиллиметрового диапазона используется фотолитография. Примеры изготовленных с помощью такой технологии ЗС представлены на рис. 1.3 и рис. 1.4. Отметим, что в работе [34] авторам удалось изготовить меандровую линию с шириной полоска 30 мкм для ЛБВ D-диапазона (110-140 ГГц).

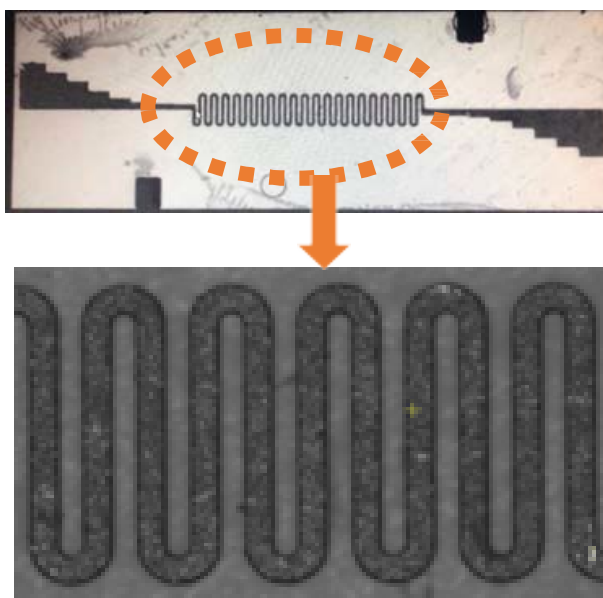


Рисунок 1.3. Фотография изготовленной ЗС типа меандр для ЛБВ W-диапазона [33].

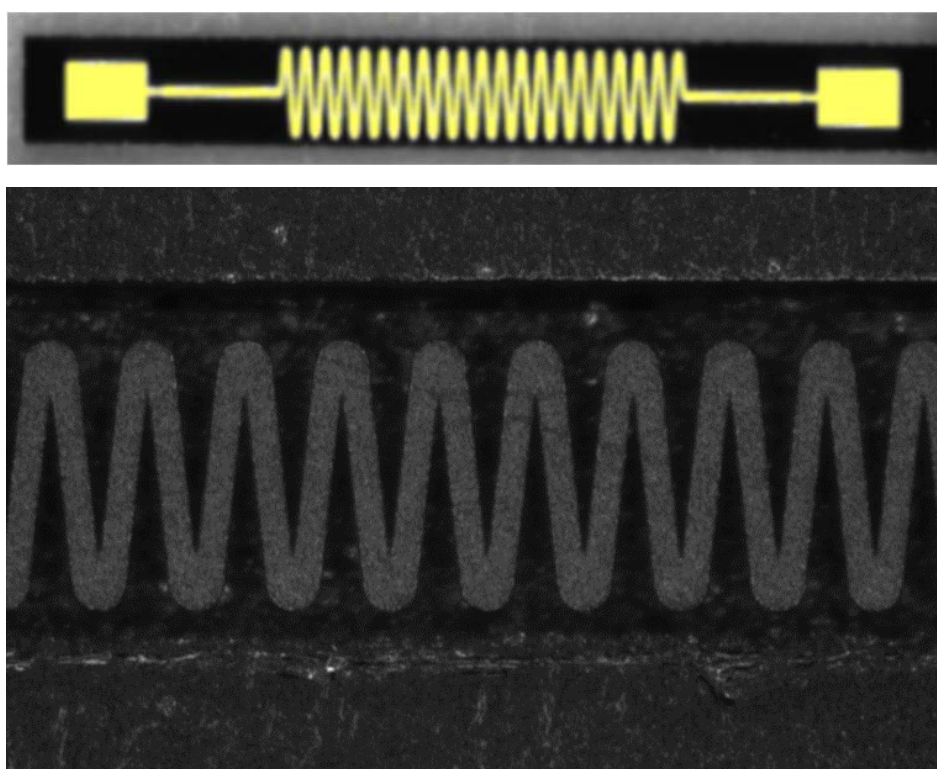


Рисунок 1.4. Фотография изготовленной ЗС типа меандр для ЛБВ D-диапазона [34].

Отметим, что в литературе также обсуждаются конструкции резонаторов с микрополосковыми элементами на подложке для приборов клистронного типа [46]. Использование подобных резонаторов может способствовать снижению рабочих напряжений и повышению волнового сопротивления резонатора.

1.2. Исследование электродинамических параметров микрополосковой ЗС на диэлектрической подложке в прямоугольном волноводе

Рассмотрим простейшую конфигурацию планарной ЗС, которая схематически изображена на рис. 1.5. Данная система представляет собой металлическую пленку конечной толщины t в форме прямоугольного меандра с периодом d на диэлектрической подложке толщиной H . Предполагается, что структура расположена в прямоугольном волноводе сечением $a \times b$, а ЭП сечением $w_b \times h_b$ распространяется на расстоянии h от поверхности металлического меандра (волновод и пучок на рисунке не показаны).

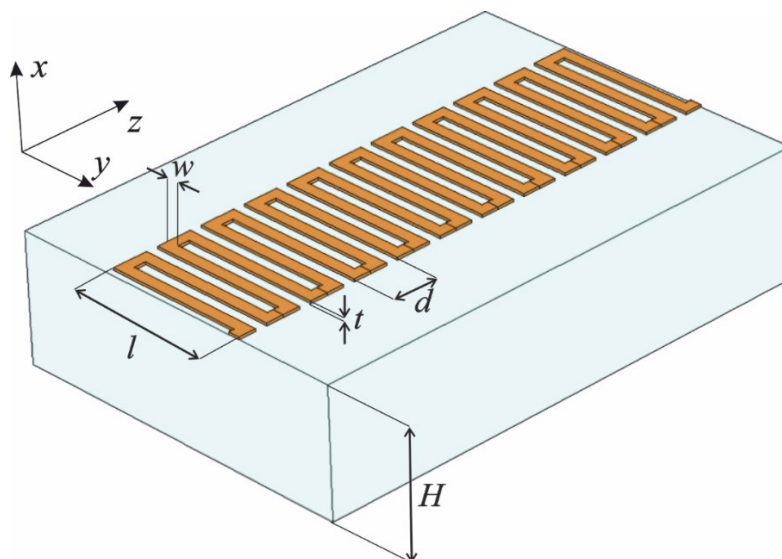


Рисунок 1.5. Схема ЗС типа меандр на диэлектрической подложке.

В диссертационной работе исследованы конструкции ЗС на подложке из кварца ($\epsilon = 3.75$) различных диапазонов. Рассмотрим вначале ЗС V-диапазона (50-70 ГГц). Размеры системы представлены в Таблице 1.1. В ходе дальнейших расчетов предполагалось, что толщина проводящего слоя $t = 10$ мкм, что соответствует технологическим возможностям изготовления микрополосковых структур методами магнетронного напыления и лазерной абляции (см., например [94], а также ниже раздел 1.6.1).

В настоящее время наиболее точным и надежным способом теоретического расчета электродинамических характеристик ЗС является использование современных программных пакетов трехмерного моделирования.

Примером таких программ могут служить ANSYS HFSS [47], COMSOL Multiphysics [48], CST Studio Suite [49] и др. Сопоставление результатов расчета, полученных с помощью различных программных пакетов, позволяет убедиться в их достоверности.

Таблица 1.1. Геометрические параметры ЗС типа меандр V-диапазона

| Параметр | Значение |
|---|----------|
| Период, d , мкм | 200 |
| Толщина подложки, H , мкм | 500 |
| Ширина меандра, l , мкм | 650 |
| Ширина полоски, w , мкм | 50 |
| Толщина проводящего слоя, t , мкм | 10 |
| Размеры волновода, $a \times b$, мм ² | 3.6×1.8 |

ЗС представляют собой периодические структуры. Волны, распространяющиеся в периодических структурах, как известно, можно представить в виде совокупности бесконечного числа пространственных гармоник. В соответствии с теоремой Флоке, поля пространственных гармоник являются периодической функцией с точностью до множителя $\exp(-i\beta_m d)$, где $\beta_m = \beta_0 + 2\pi m/d = (\varphi + 2\pi m)/d$ – волновое число m -ой пространственной гармоники, φ – сдвиг фазы на период структуры d [3-16].

Основными параметрами, которые характеризуют ЗС, являются коэффициент замедления, сопротивление связи и параметр затухания. Коэффициент замедления определяется формулой

$$n = \frac{c}{v_{ph}} = \frac{c \beta_m}{2\pi f} = \frac{c(\varphi + 2\pi m)}{2\pi f d}, \quad (1.1)$$

где c – скорость света в вакууме, v_{ph} – фазовая скорость волны в ЗС, f – частота, соответствующая фазовому сдвигу φ . Зная коэффициент замедления, можно

определить величину напряжения пучка, необходимую для обеспечения электронно-волнового взаимодействия. Условие синхронизма электронного потока и волны имеет вид $v_{ph} \approx v_b$, где v_b – скорость ЭП. Значение напряжения синхронизма V_s можно получить из этого условия и закона сохранения энергии для электрона:

$$V_s = \frac{mc^2}{e} \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{n^2}}} - 1 \right) \approx 511 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{n^2}}} - 1 \right) \text{ (кВ)}, \quad (1.2)$$

где m – масса покоя электрона, e – заряд электрона.

Важной характеристикой электронно-волнового взаимодействия является сопротивление связи, которое определяется формулой [3-16].

$$R_m = \frac{\overline{|E_{z,m}|^2}}{2\beta_m^2 P}. \quad (1.3)$$

Здесь

$$E_{z,m} = \frac{1}{d} \int_0^d E_z \exp(i\beta_m z) dz \quad (1.4)$$

– амплитуда продольной составляющей m -ой пространственной гармоники, с которой взаимодействует ЭП,

$$P = \iint_{s_{\perp}} \vec{S}_z dx dy = \frac{v_{gr} W}{d} \quad (1.5)$$

– усредненный по времени поток энергии через поперечное сечение структуры s_{\perp} , переносимый вдоль продольного направления, \vec{S}_z – проекция вектора Умова–Пойнтинга на продольное направление, W – средняя запасенная на период структуры энергия, v_{gr} – групповая скорость. В (1.3) черта сверху означает усреднение по поперечному сечению пучка s_b :

$$\overline{|E_{z,m}|^2} = \frac{1}{s_b} \iint_{s_b} |E_{z,m}|^2 dx dy. \quad (1.6)$$

Для ЗС типа меандр на диэлектрической подложке моделирование электродинамических параметров было проведено в конечно-элементном программном пакете COMSOL Multiphysics. Расчет проводился в частотной области. Была построена модель одного периода ЗС с периодическими граничными условиями типа Флоке на поперечных направлении распространения волны гранях системы. Результаты расчетов для ЗС V-диапазона представлены на рис. 1.6.

Отметим, что дисперсионная характеристика представляет собой две ветви, соответствующие замедленным поверхностным волнам, а также ветви, соответствующие быстрым объемным волнам. Дисперсионные кривые замедленных волн смыкаются на π -виде колебаний, что связано с наличием в системе скользящей плоскости симметрии [3,15,16]. Нижняя частота отсечки для замедленной моды отсутствует, аналогично однородной в продольном направлении микрополосковой линии [14]. Поле объемной моды имеет структуру, близкую к ТЕМ-моду. Соответственно ее частота отсечки совпадает с частотой отсечки объемной моды полосковой линии и определяется толщиной подложки и шириной волновода.

Из результатов расчета дисперсионных характеристик были получены частотные зависимости коэффициента замедления для объемной и поверхностной собственных мод ЗС (рис. 1.6б). Коэффициент замедления для объемной моды оказывается близким к единице, что свидетельствует о том, что такая мода является незамедленной. Поверхностная мода обладает довольно высокими значениями коэффициента замедления $n \sim 5 \div 9$, что соответствует напряжениям синхронизма 2–6 кВ (рис. 1.6в).

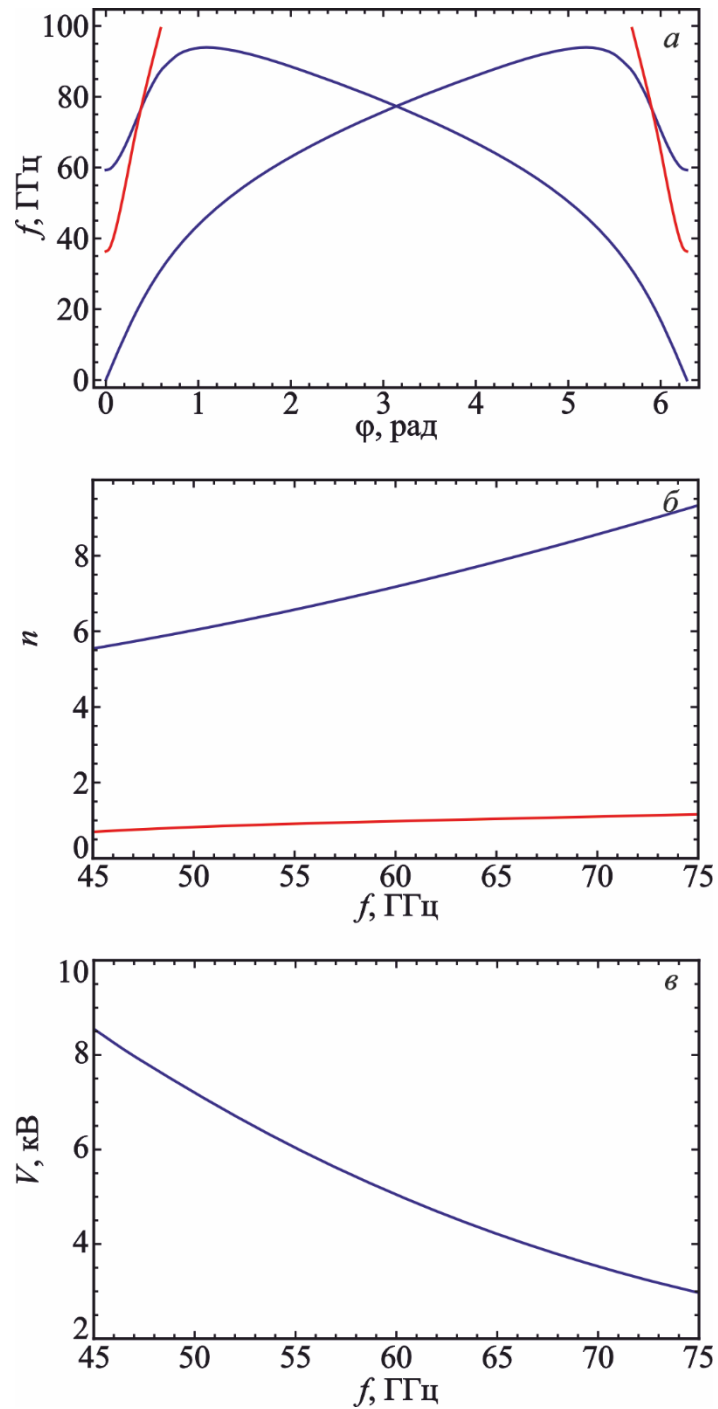


Рисунок 1.6. Электродинамические параметры ЗС типа меандр на диэлектрической подложке: (а) – дисперсионная характеристика (б) – зависимость коэффициента замедления от частоты, (в) – зависимость напряжения синхронизма от частоты для прямой замедленной гармоники (синий – замедленные волны, красный – быстрые объемные волны).

Рис. 1.7 иллюстрирует распределения модуля поля $|E|$ в поперечном сечении для объемной и поверхностной волн. Видно, что объемная мода оказывается локализованной в области над меандром и почти не проникает в диэлектрик (рис. 1.7а). Электрическое поле объемной моды имеет выраженную поперечную вертикальную компоненту E_x , а магнитное поле – поперечную горизонтальную компоненту H_y .

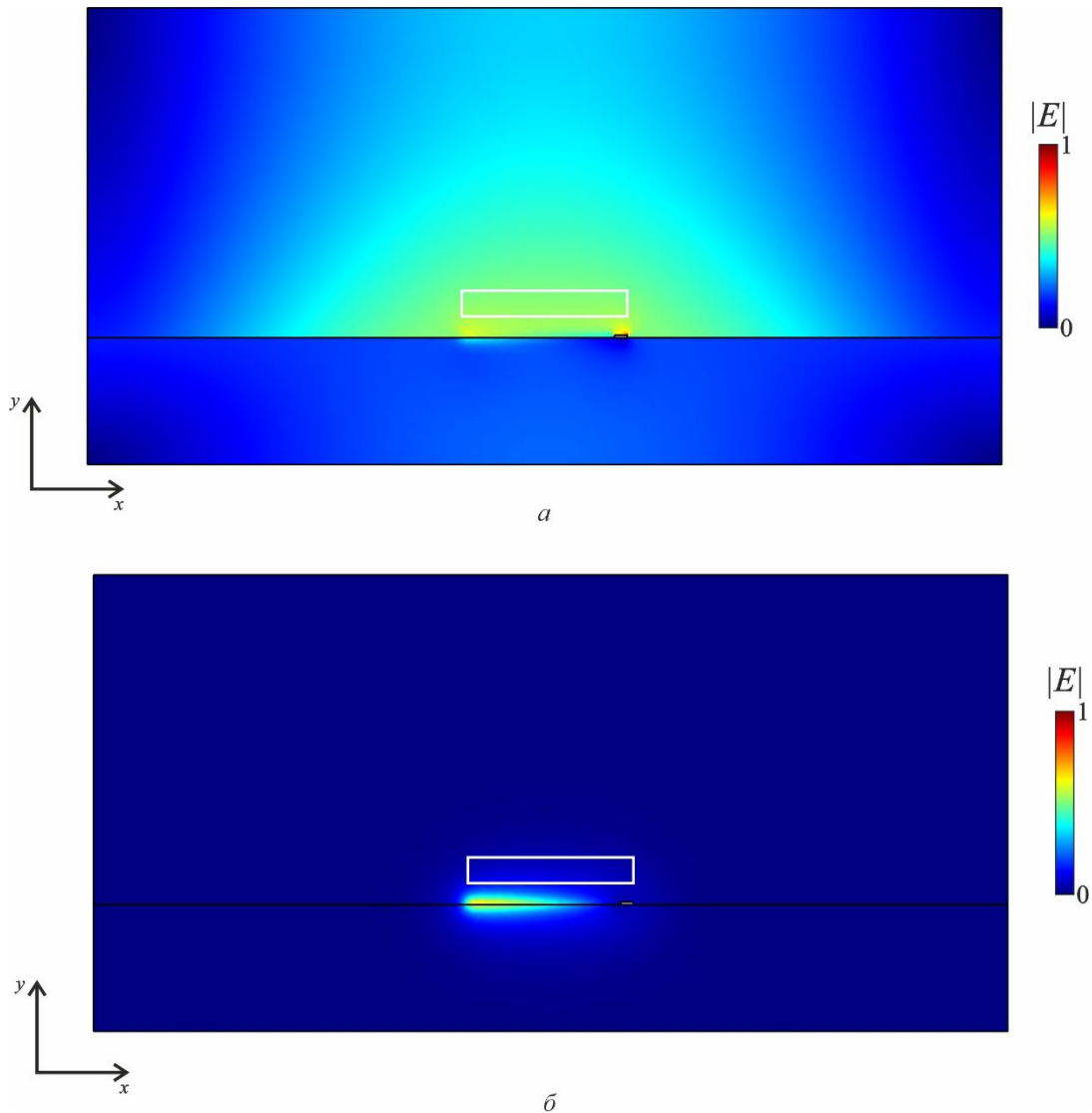


Рисунок 1.7. Распределение модуля поля $|E|$ в системе для объемной (а) и поверхностной (б) волн на частоте 60 ГГц. Прямоугольником показано сечение пучка.

Поле поверхностной моды локализовано вблизи меандра (рис. 1.7б), причем её поперечное волновое число является чисто мнимым. При этом замедленная волна имеет значительную продольную компоненту электрического поля. Коэффициент замедления принимает достаточно высокие значения (рис. 1.6б), причем с ростом частоты он возрастает, что приводит к еще большей локализации поля вблизи меандра. Поскольку поле замедленной волны экспоненциально быстро затухает в поперечном направлении, для обеспечения высоких значений сопротивления связи необходимо располагать пучок как можно ближе к поверхности меандра.

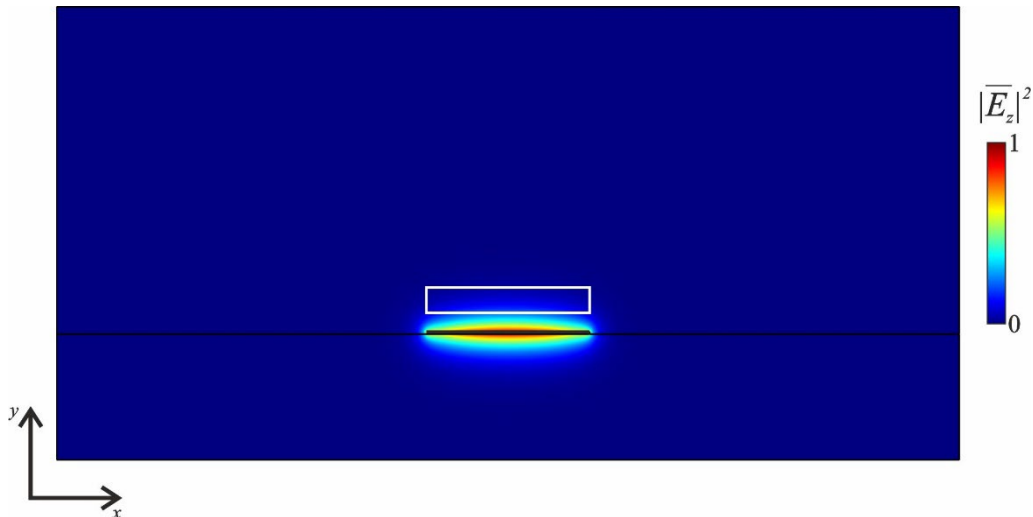


Рисунок 1.8. Распределение амплитуды нулевой пространственной гармоники поверхностной волны на частоте 60 ГГц.

Сопротивление связи определяется амплитудой пространственной гармоники $E_{z,m}$, см. формулы (1.3), (1.4). Поэтому интерес представляет распределение $|E_{z,m}(x,y)|$ в поперечном сечении. На рис. 1.8 представлено распределение амплитуды пространственной гармоники на частоте 60 ГГц. Видно, что пространственная гармоника также сильно локализована вблизи меандра. В горизонтальном направлении в области над меандром распределение амплитуды нулевой пространственной гармоники оказывается относительно однородным. Исходя из представленного распределения целесообразным

является использование ЭП, ширина которого будет близка к ширине самого меандра.

На рис. 1.9 представлена зависимость сопротивления связи от частоты. Здесь и далее в работе рассматривается усредненное по поперечному сечению ЭП значение сопротивления связи, полученное согласно формуле (1.3). В расчетах предполагалось, что сечение пучка составляет 100×650 мкм², а расстояние от поверхности меандра до нижнего края ЭП составляет $h = 75$ мкм. Сопротивление связи в рабочем диапазоне частот принимает высокие значения до 25 Ом на длинноволновом конце рабочего диапазона. При этом с ростом частоты сопротивление связи падает, что связано с большей локализацией поля вблизи меандра.

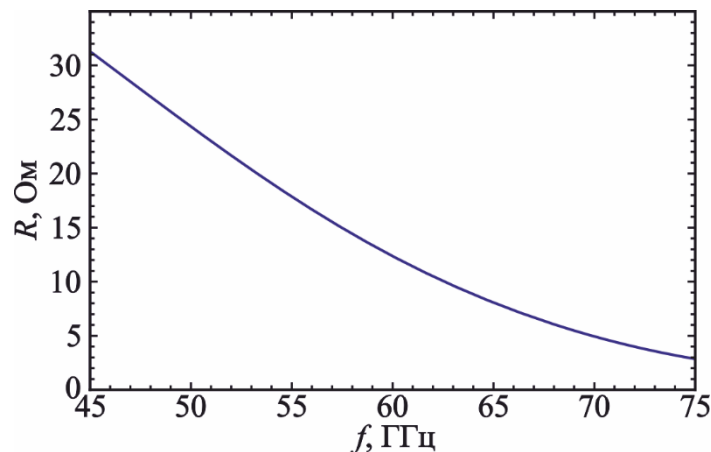


Рисунок 1.9. Частотная зависимость сопротивления связи для ленточного электронного пучка 650×100 мкм², распространяющегося на расстоянии 75 мкм от поверхности меандра.

Как видно из рис. 1.6а, в рабочей полосе частот 50-70 ГГц могут распространяться как замедленная, так и быстрая объемная мода. Данный факт приводит к тому, что даже при эффективном возбуждении поверхностной волны, часть её энергии трансформируется в энергию объемной моды, что затрудняет согласование ЗС с однородной линией передачи, через которую осуществляется ввод и вывод ВЧ сигнала. В связи с этим было проведено исследование влияния ширины волновода и толщины диэлектрической подложки на дисперсионные характеристики с целью смещения границы полосы пропускания объемной моды

за пределы рабочего диапазона. На рис. 1.10 показаны полученные зависимости частоты 2π -вида колебаний поверхностной моды и частоты отсечки объемной моды от указанных геометрических параметров. Видно, что при уменьшении ширины волновода частота отсечки объемной моды растёт, в то время как частота 2π -вида колебаний основной моды практически не меняется. Уменьшение толщины диэлектрической подложки вызывает примерно одинаковый рост обеих указанных частот.

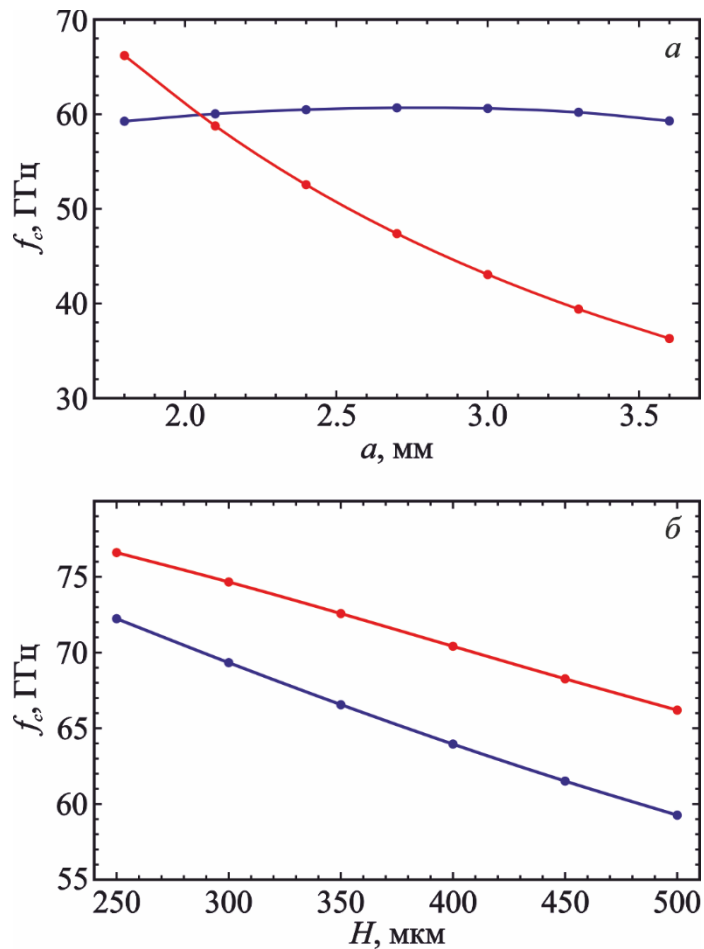


Рисунок 1.10. Зависимость частоты отсечки объемной (красная) и поверхностной (синяя) мод от геометрических параметров системы: (а) – зависимость от ширины волновода при толщине подложки 500 мкм, (б) – зависимость от толщины подложки при ширине волновода 1.8 мм.

Таблица 1.2. Оптимизированные геометрические параметры ЗС типа меандр V-диапазона

| Параметр | Значение |
|---|----------|
| Период, d , мкм | 200 |
| Толщина подложки, H , мкм | 250 |
| Ширина меандра, l , мкм | 650 |
| Ширина полоски, w , мкм | 50 |
| Толщина проводящего слоя, t , мкм | 10 |
| Размеры волновода, $a \times b$, мм ² | 1.8×1.8 |

В итоге были выбраны размеры волновода 1.8×1.8 мм² и толщина подложки 250 мкм (таблица 1.2). Электродинамические характеристики модифицированной ЗС представлены на рис. 1.11. Уменьшение размеров подложки и волновода оказывает слабое влияние на дисперсию и сопротивление связи рабочей моды. Коэффициент замедления в длинноволновой области оказывается несколько ниже, а напряжение синхронизма — выше, чем в исходной конструкции. Также снижается сопротивление связи. Однако, например, на частоте 60 ГГц, т.е. в середине рабочего диапазона, изменение напряжения синхронизма практически не заметно, а уменьшение сопротивления связи составляет примерно 8% (с 12.4 до 11.4 Ом). В то же время, частота отсечки объемной моды возрастает до 76 ГГц и лежит выше рабочего диапазона частот. Частота 2π -вида колебаний и верхняя частота отсечки замедленной волны при этом также смещаются в область более высоких частот, но это смещение выражено слабее.

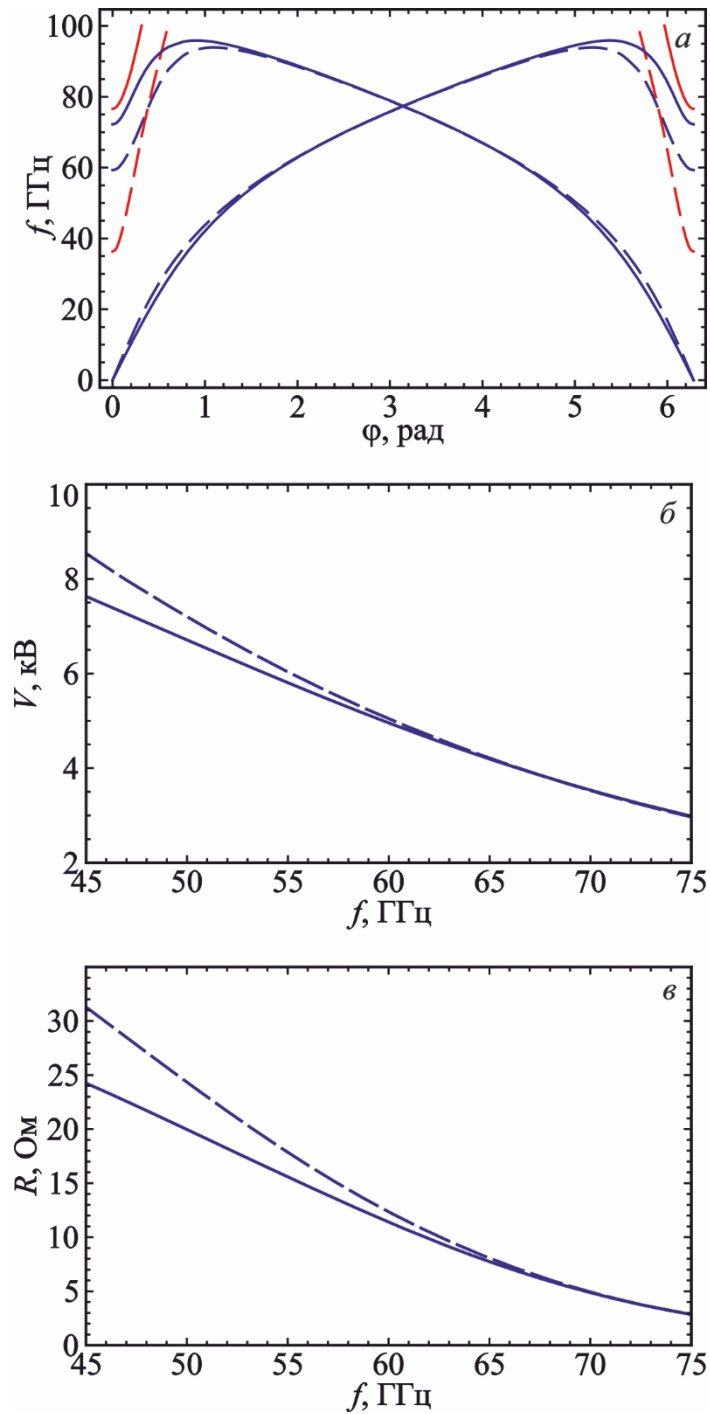


Рисунок 1.11. Электродинамические параметры ЗС типа меандр на диэлектрической подложке: (а) – дисперсионная характеристика (б) – зависимость напряжения синхронизма от частоты для прямой замедленной гармоники, (в) – зависимость сопротивления связи для прямой гармоники от частоты. Пунктирными линиями показаны зависимости для исходной конструкции ЗС (рис. 1.6).

1.3. Разработка системы согласования для ЗС типа меандр на диэлектрической подложке

При создании конструкции ЗС важной задачей является разработка системы ввода/вывода СВЧ энергии, которая осуществляет согласование с выходным волноводом. В диссертации предложена система согласования ЗС типа меандр на диэлектрической подложке с подводящим прямоугольным волноводом стандартного сечения, схема которой представлена на рис. 1.12. Она представляет собой 5 периодов меандровой линии, ширина которой линейно уменьшается, после чего она переходит в однородную микрополосковую линию с шириной полоски 50 мкм и толщиной 10 мкм (как и полоска в самой ЗС) в прямоугольном волноводе сечением $0.7 \times 1.0 \text{ мм}^2$. Далее микрополосковая линия связана со стандартным прямоугольным волноводом WR-15 сечения $3.76 \times 1.88 \text{ мм}^2$. Для согласования микрополосковой линии с подводящим прямоугольным волноводом на ее конце располагается патч размером $200 \times 200 \text{ мкм}^2$, который отстоит от закороченной стенки волновода на расстоянии $\lambda_{wg}/4$, где λ_{wg} – длина волны в волноводе на частоте 60 ГГц.

Для расчета S-параметров полноразмерной структуры, состоящей из 125 периодов меандра с согласующими устройствами на обоих концах, было проведено моделирование распространения электромагнитных волн в программном пакете CST Studio Suite с использованием варианта метода конечных разностей во временной области, называемого методом конечного интегрирования (“Finite Integration technique”, FIT) [49]. S-параметры системы определялись путем расчета прохождения широкополосного импульса, спектр которого перекрывает интересующую нас частотную область. В ходе расчетов варьировались размеры волновода, в котором расположена однородная микрополосковая линия, а также размеры и положение патча. В итоге была получена оптимизированная конфигурация системы ввода/вывода энергии, которая обеспечивает отражения на уровне менее -14.5 дБ в диапазоне

50-70 ГГц, что соответствует КСВН не более 1.5. На рис. 1.13 представлены частотные зависимости S-параметров для предложенной конструкции.

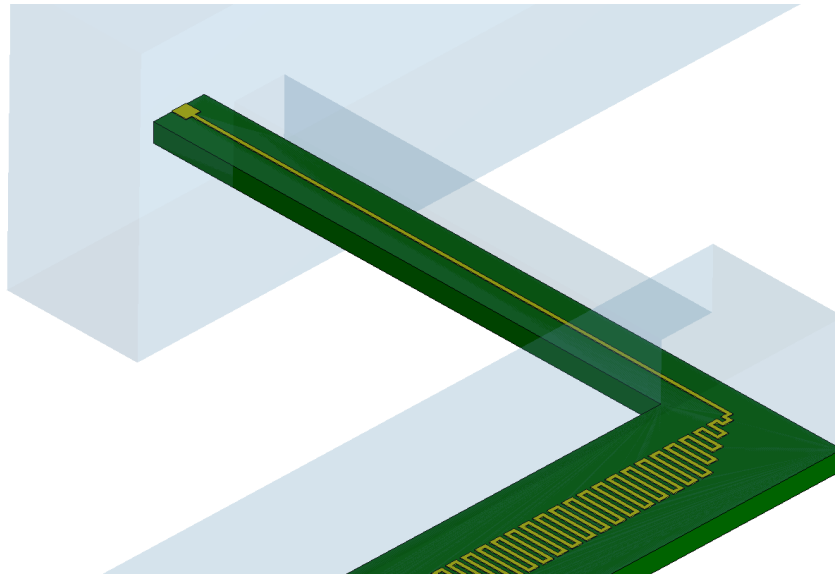


Рисунок 1.12. Система согласования ЗС типа меандр с прямоугольным волноводом стандартного сечения.

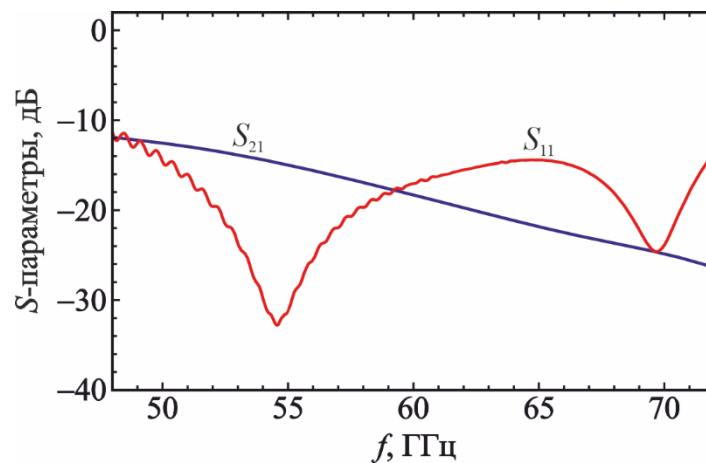


Рисунок 1.13. Частотные зависимости S-параметров для системы длиной 125 периодов с устройствами согласования.

Также при расчете S-параметров важным является вопрос о выборе эффективной проводимости металла для корректного учета омических потерь. Шероховатость поверхности приводит к значительному росту омических потерь,

в особенности в миллиметровом диапазоне. Для учета влияния поверхностной шероховатости на эффективную проводимость обычно пользуются формулой

$$\sigma_{eff} = \frac{\sigma_0}{\left(1 + \frac{2}{\pi} \arctan \left[1.4 \left(\frac{r}{\delta}\right)^2\right]\right)^2}, \quad (1.7)$$

предложенной Э. Хаммерстадом и Ф. Беккедалем [50]. Здесь σ_0 – проводимость чистого металла (для чистой бескислородной меди $\sigma_0=5.8 \times 10^7$ См/м), r – среднеквадратичный размер шероховатости, $\delta = \sqrt{2/(2\pi f \mu_0 \sigma_0)}$ – толщина скин-слоя на частоте f . В работах [51-53] показано, что предложенная методика достаточно хорошо соответствует экспериментальным результатам.

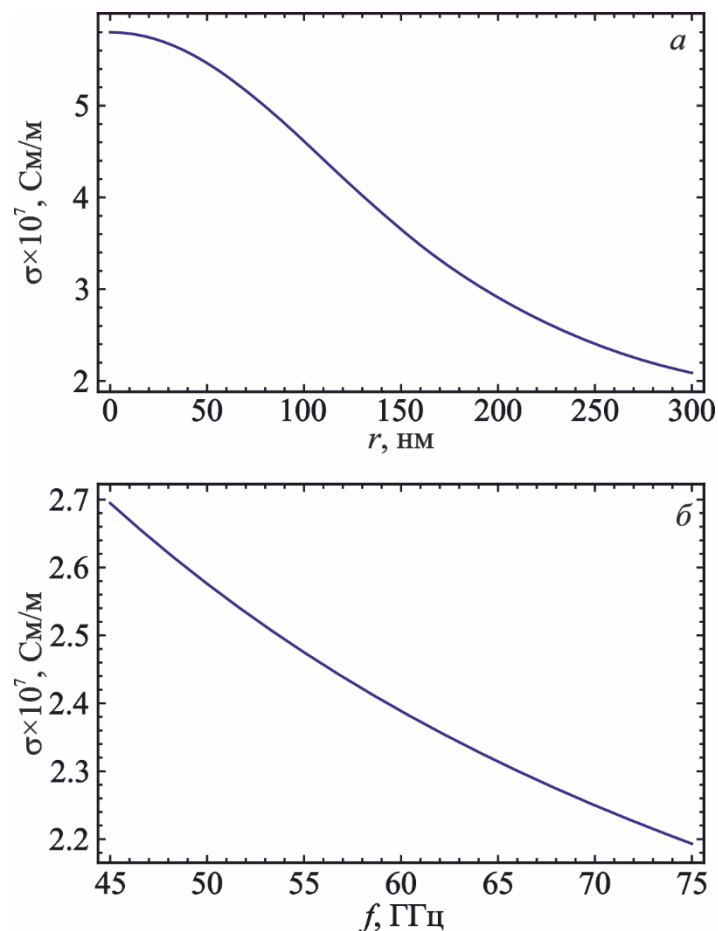


Рисунок 1.14. Зависимость эффективной проводимости меди: (а) от среднеквадратичного размера шероховатости поверхности на частоте 60 ГГц; (б) от частоты при размере шероховатости 250 нм.

На рис. 1.14а приведена зависимость проводимости от r на частоте 60 ГГц, построенная согласно формуле (1.7). При увеличении шероховатости проводимость уменьшается, причем, при $r \approx 300$ нм проводимость снижается примерно в три раза. На рис. 1.14б приведена зависимость проводимости от частоты при $r = 250$ нм. Такое значение примерно соответствует структурам, изготовленным по технологии лазерной абляции (см. разд. 1.6.1). На частотах 50-70 ГГц эффективная проводимость меди составляет $2.2-2.7 \times 10^7$ См/м. Поэтому в расчетах проводимость меди была выбрана равной 2.25×10^7 См/м. При этом потери на полную длину системы в рабочем диапазоне изменяются в диапазоне 12–26 дБ, что соответствует 0.1-0.2 дБ/период. Отметим, что в ряде работ (см., например, [26, 27]) для планарных ЗС миллиметрового диапазона на подложках использованы близкие значения проводимости.

1.4. Моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛБВ V-диапазона с ЗС типа меандр на диэлектрической подложке

Данный раздел посвящен исследованию режимов электронно-волнового взаимодействия в ЛБВ V-диапазона с ЗС типа меандр на диэлектрической подложке в линейном и нелинейном режимах. Целесообразно вначале провести предварительные расчеты с помощью одномерной нелинейной теории ЛБВ, а затем верифицировать их при помощи трехмерного РС-моделирования во временной области.

1.4.1. Моделирование на основе одномерной нелинейной теории ЛБВ

Запишем уравнения одномерной нелинейной теории ЛБВ (см., например, [54-56]), которая основана на совместном решении уравнения движения электронов и уравнения возбуждения ЗС током электронного пучка.

Движение электронов в пространстве взаимодействия можно описать уравнением

$$-\frac{d^2\theta}{d\xi^2} = \left[\left(1 + C \frac{d\theta}{d\xi} \right)^2 - \frac{v_0^2}{c^2} \right]^{3/2} \operatorname{Re}(F e^{i\theta} + F_{n3}), \quad (1.8)$$

Где $\theta = \omega t - \beta_e x$ – фаза электрона относительно волны, ω – частота сигнала, $\beta_e = \omega/v_0$ – электронная постоянная распространения, v_0 – скорость электронного пучка, $\xi = \beta_e C z$ – безразмерная координата, $C = \sqrt[3]{I_0 R / 4V_0}$ – безразмерный параметр усиления Пирса, I_0 – ток электронного пучка на влете в пространство взаимодействия, R – сопротивление связи, V_0 – ускоряющее напряжение. На электроны действует высокочастотное поле волны, распространяющейся в ЗС, безразмерная амплитуда которого задается выражением

$$F = \frac{E}{2\beta_e V_0 C^2} e^{-i\beta_e z}, \quad (1.9)$$

а также поле сил пространственного заряда, для вычисления которого используется метод гармоник:

$$F_{n3} = iq \sum_{k=1}^{N_H} \frac{D_k^2 I_k}{k} e^{ik\theta}, \quad (1.10)$$

где

$$I_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e^{-ik\theta} d\theta_0 \quad (1.11)$$

— безразмерные амплитуды гармоник тока. В выражении (1.10) также введены безразмерный параметр пространственного заряда $q = \omega_p^2 / (\omega C)^2$, плазменная частота ω_p и коэффициент редукции плазменной частоты D_k , который для ленточного ЭП определяется соотношением [20]

$$D_k^2 = 1 - \frac{2 \sinh(\gamma w_b / 2) \cosh(\gamma h)}{\gamma w_b \cosh(\gamma(h + w_b / 2))}. \quad (1.12)$$

Здесь $\gamma = \sqrt{\beta_m^2 - (\omega/c)^2}$, h – расстояние от поверхности ЗС до края пучка, w_b – толщина пучка. В расчетах учитывалось $N_H = 8$ гармоник тока; при дальнейшем увеличении числа учитываемых гармоник результаты не изменялись.

В силу того, что пучок влетает в пространство взаимодействия невозмущенным по скорости и плотности, граничные условия для электронов следует записать в виде

$$\theta(\xi = 0) = \theta_0, \quad \left. \frac{d\theta}{d\xi} \right|_{\xi=0} = 0, \quad (1.13)$$

где начальные фазы электронов θ_0 равномерно распределены на промежутке $[0; 2\pi)$.

Уравнение возбуждения ЗС током электронного пучка имеет вид

$$\frac{dF}{d\xi} + i(b - id)F = -(1 + bC)^2 \frac{2\gamma_0^2}{\gamma_0 + 1} I_1, \quad (1.14)$$

где $b = (\beta_0 - \beta_e) / (\beta_e C)$ – параметр несинхронности, $d = \alpha / (\beta_e C)$ – параметр холодных потерь, γ_0 – релятивистский масс-фактор Лоренца, α – величина холодных потерь на единицу длины ЗС. Граничное условие для поля имеет вид

$$F(\xi = 0) = F_{in}, \quad (1.15)$$

где F_{in} – постоянная амплитуда входного сигнала. Для решения этих уравнений использовался традиционный для СВЧ-электроники метод крупных частиц [54-56].

Для моделирования линейного режима усиления из (1.8) можно получить линеаризованное уравнение для амплитуды первой гармоники тока

$$\frac{d^2 I_1}{d\xi^2} + \frac{qD_1^2}{\gamma_0^3} I_1 = i \frac{F}{\gamma_0^3} \quad (1.16)$$

с граничными условиями вида

$$I_1(\xi = 0) = \left. \frac{dI_1}{d\xi} \right|_{\xi=0} = 0. \quad (1.17)$$

Отметим, что результаты расчета по линейной теории и по нелинейной при малой амплитуде входного сигнала хорошо согласуются друг с другом.

В соответствии с результатами моделирования ЗС (раздел 1.2), предполагаем, что ленточный ЭП имеет сечение 650×100 мкм² и его нижний край отстоит на расстояние 75 мкм от поверхности меандра. Напряжение пучка варьировалось в пределах 4-6.5 кВ, а ток пучка выбран равным 100 мА. При этом плотность тока составляет 154 А/см². Подобные значения тока пучка и плотности достижимы для современных электронно-оптических систем с ленточными электронными пучками (см., например, [57-61]).

Прежде всего было проведено моделирование электронно-волнового взаимодействия в линейном режиме работы при входной мощности 5 мВт. Полная длина системы составляет 125 периодов в соответствии с результатами раздела 1.3. На рис. 1.15 приведены частотные зависимости коэффициента усиления при различных значениях напряжения. Расчеты показали, что максимальный коэффициент усиления достигает 30-34 дБ. Стоит отметить, что полоса усиления оказывается довольно узкой и при указанных параметрах пучка составляет примерно 3.5 ГГц по уровню -3 дБ, что связано с довольно сильной дисперсией ЗС. Однако возможно смещение полосы усиления за счет изменения ускоряющего напряжения пучка. Таким образом возможно покрыть весь рабочий V-диапазон меняя напряжения в диапазоне 4-6.5 кВ. В дальнейшем остановимся на значении напряжения $V_0 = 5$ кВ, что соответствует синхронизму ЭП с основной пространственной гармоникой вблизи 60 ГГц, см. рис. 1.11б.

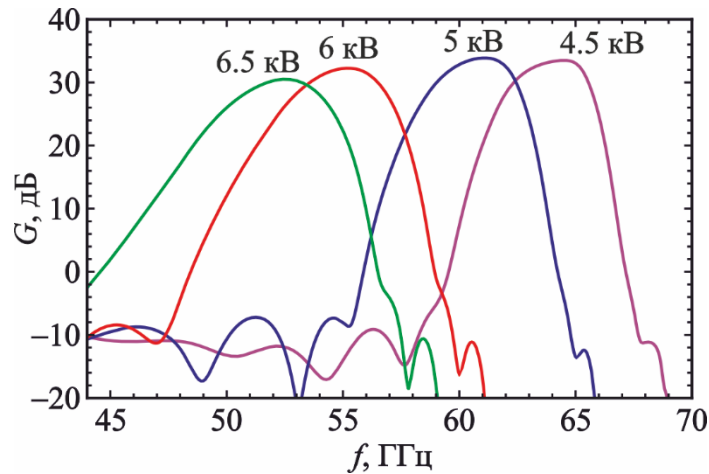


Рисунок 1.15. Частотные зависимости коэффициента усиления для системы длиной 125 периодов при токе пучка 100 мА и различных значениях напряжения, входная мощность 5 мВт.

На рис. 1.16 приведены амплитудные характеристики, т.е. зависимости выходной мощности от входной, иллюстрирующие нелинейный режим электронно-волнового взаимодействия. Как видно из приведенных зависимостей, выходная мощность может достигать 32 Вт при входной мощности порядка 50 мВт на частоте 62 ГГц.

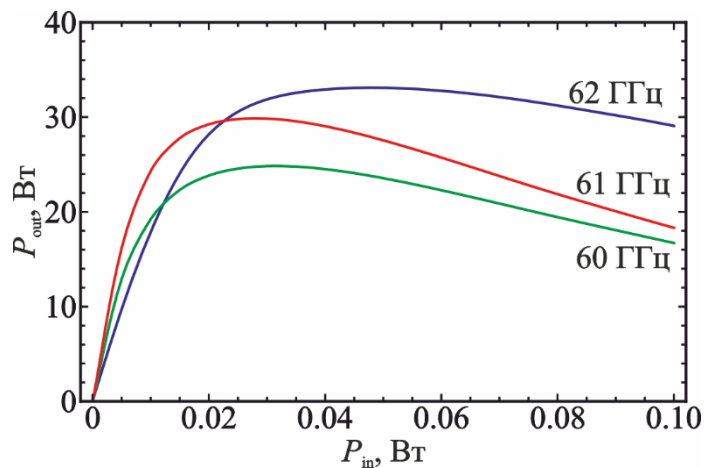


Рисунок 1.16. Амплитудные характеристики для системы длиной 125 периодов при токе пучка 100 мА и напряжении 5 кВ при различных значениях частоты входного сигнала.

1.4.2. 3-D PIC моделирование

Трехмерное PIC-моделирование режимов электронно-волнового взаимодействия проводилось в программном пакете CST Studio Suite [49],

который осуществляет совместное решение уравнений Максвелла для поля электромагнитной волны во временной области и уравнений трехмерного движения заряженных частиц с учетом сил пространственного заряда. Для моделирования использовалась полноразмерная модель ЗС длиной 125 периодов с устройствами согласования, описанная в разделе 1.3.

Как было отмечено выше, электрическое поле замедленной волны экспоненциально быстро убывает при удалении от поверхности меандра, поэтому для обеспечения адекватных значений сопротивления связи необходимо располагать пучок как можно ближе к поверхности ЗС. При моделировании в пространство взаимодействия встраивался прямолинейный электронный пучок, без скоростного разброса, распределение плотности тока по сечению полагалось однородным. Нижний край пучка отстоял от поверхности меандра на 75 мкм, что соответствовало ситуации, рассмотренной в разделе 1.4.1. Остальные параметры пучка (ток, напряжение, поперечное сечение) также выбирались теми же, что и в разделе 1.4.1.

Как известно, в процессе транспортировки ленточного ЭП, фокусируемого однородным магнитным полем, возникает диокотронная неустойчивость, приводящая к закручиванию краев пучка [58,62,63]. Также в процессе электронно-волнового взаимодействия происходит дополнительная динамическая расфокусировка пучка. Эти факторы могут привести к тому, что электроны начнут оседать на поверхность ЗС и на диэлектрическую подложку, причем оседание усиливается с увеличением длины системы. Поэтому в приборах с ленточными ЭП обычно требуются высокие значения фокусирующих магнитных полей. Отметим, что планарные ЗС на диэлектрических подложках обладают большим замедлением, что приводит к тому, что длина пространства взаимодействия оказывается сравнительно небольшой. В рассматриваемом случае расстояние от места влета пучка со стороны пушки до вылета в область коллектора составляет 2.75 см. Это, в свою очередь, снижает требования к значениям фокусирующих магнитных полей. В ходе PIC-моделирования

фокусировка ЭП осуществлялась однородным продольным магнитным полем величиной 0.8 Тл. Такое значение обеспечивает полное токопрохождение.

Вначале были проведены расчеты линейного режима усиления, для чего была выбрана входная мощность 5 мВт. На рис. 1.17 приведена зависимость коэффициента усиления от частоты. Полученные результаты близки к результатам, полученным с использованием одномерной теории ЛБВ. РС-моделирование дает несколько бóльшие значения коэффициента усиления, что связано с тем, что за счет постепенного расширения пучка, часть электронов постепенно приближается к поверхности ЗС и движется в области более сильного ВЧ поля. Также отметим, что по сравнению с одномерной теорией кривая $G(f)$ незначительно смещается в область более низких частот. Это связано с различными методами дискретизации в программном пакете COMSOL Multiphysics, при помощи которого были рассчитаны электродинамические параметры, и в CST Studio Suite, который использовался для моделирования электронно-волнового взаимодействия.

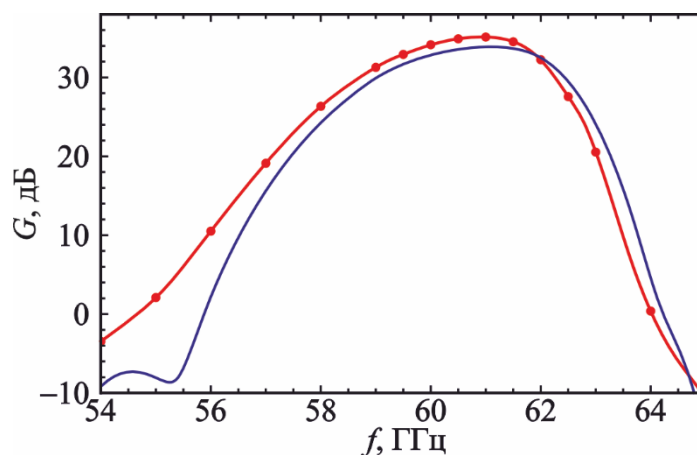


Рисунок 1.17. Частотные зависимости коэффициента усиления для системы длиной 125 периодов при токе пучка 100 мА и напряжении 5 кВ, входная мощность 10 мВт (синяя линия – одномерная теория, красные кружки – 3D РС моделирование).

На рис. 1.18 приведена амплитудная характеристика, рассчитанная на частоте 62 ГГц. При малых значениях входной мощности амплитудные характеристики, полученные с использованием одномерной теории и с использованием трехмерного РС-метода, оказываются близки. Однако с

увеличением входной мощности наблюдается расхождение, причем расчеты по одномерной теории предсказывают более высокие значения выходной мощности. В режиме насыщения достигается максимальная выходная мощность 22 Вт при входной мощности около 30 мВт, что соответствует КПД 4.4 %.

Во всех расчетах наблюдалось стабильное усиление, без паразитного самовозбуждения. Для проверки было проведено моделирование на достаточно больших временах, вплоть до 30 нс. На рис. 1.19 представлены временные реализации входного и выходного сигнала в режиме насыщения. Видно, что установление колебаний постоянной амплитуды происходит примерно за 3.5 нс, после чего амплитуда сигнала остается постоянной. Спектр выходного сигнала представлен на рис. 1.20. Видно, что в спектре присутствует частота входного сигнала, а также высшие гармоники. Однако мощность высших гармоник в спектре оказывается много меньше мощности сигнала на основной гармонике.

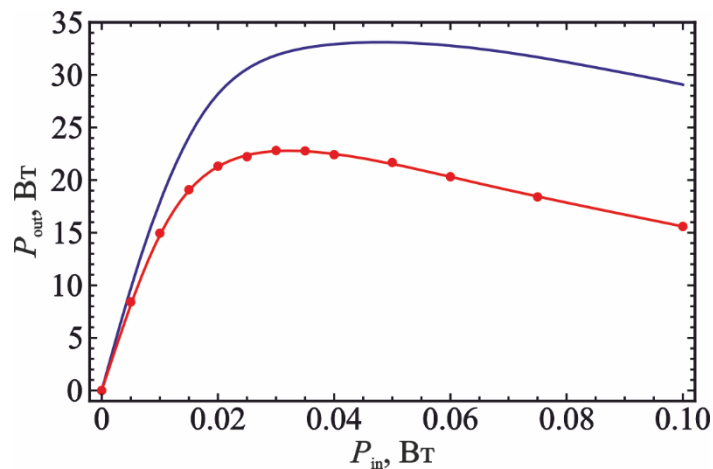


Рисунок 1.18. Амплитудные характеристики для системы длиной 125 периодов на частоте 62 ГГц при токе пучка 100 мА и напряжении 5 кВ (синяя линия – одномерная теория, красные кружки – 3D PIC моделирование).

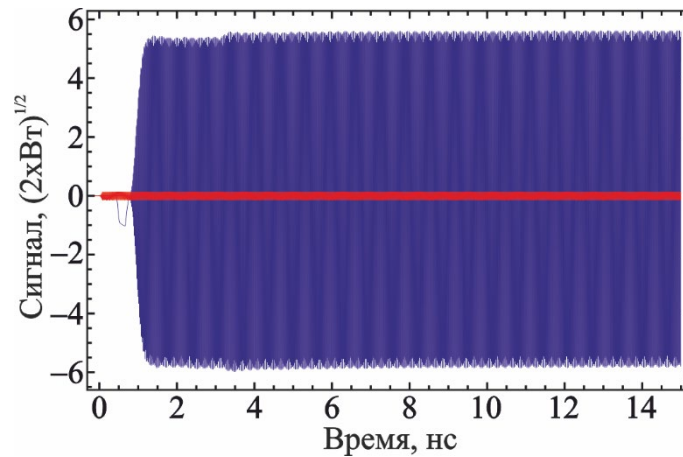


Рисунок 1.19. Временные реализации входного (красный) и выходного (синий) сигналов для системы длиной 125 периодов на частоте 62 ГГц при входной мощности 30 мВт, токе пучка 100 мА и напряжении 5 кВ.

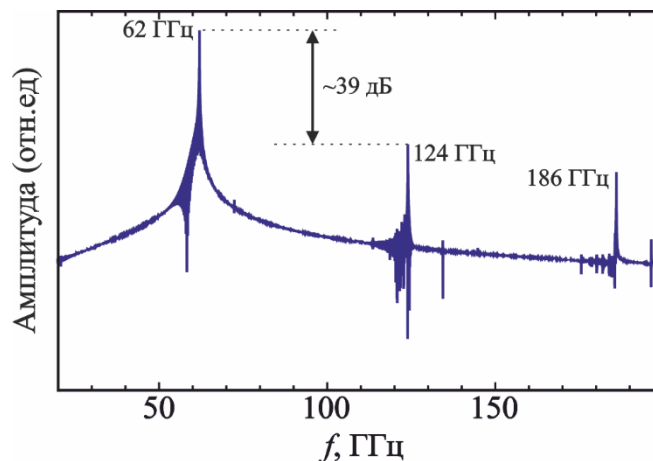


Рисунок 1.20. Спектр выходного сигнала для системы длиной 125 периодов на частоте 62 ГГц при входной мощности 30 мВт, токе пучка 100 мА и напряжении 5 кВ.

Также были исследованы энергетические характеристики пучка в режиме насыщения. На рис. 1.21 представлена энергетическая диаграмма (или так называемый фазовый портрет пучка), т.е. зависимость энергии частиц вдоль пространства взаимодействия в некоторый момент времени в установившемся режиме. Видно, что по мере распространения вдоль ЗС электронный пучок модулируется по скорости. При этом ближе к коллекторному концу происходит эффективная группировка электронов в сгустки. Средняя энергия электронов в

этой области уменьшается, что свидетельствует об энергообмене между пучком и электромагнитной волной.

На рис. 1.22 представлено распределение частиц по энергиям в продольном и поперечном сечениях ЭП в выходной части ЗС. На рис. 1.22б хорошо видно закручивание краев ЭП. Нижняя часть пучка, которая расположена ближе к поверхности ЗС, более эффективно взаимодействует с полем электромагнитной волны, поэтому характеризуется более низкими значениями энергий частиц. При этом оседание электронов на поверхность ЗС не наблюдается.

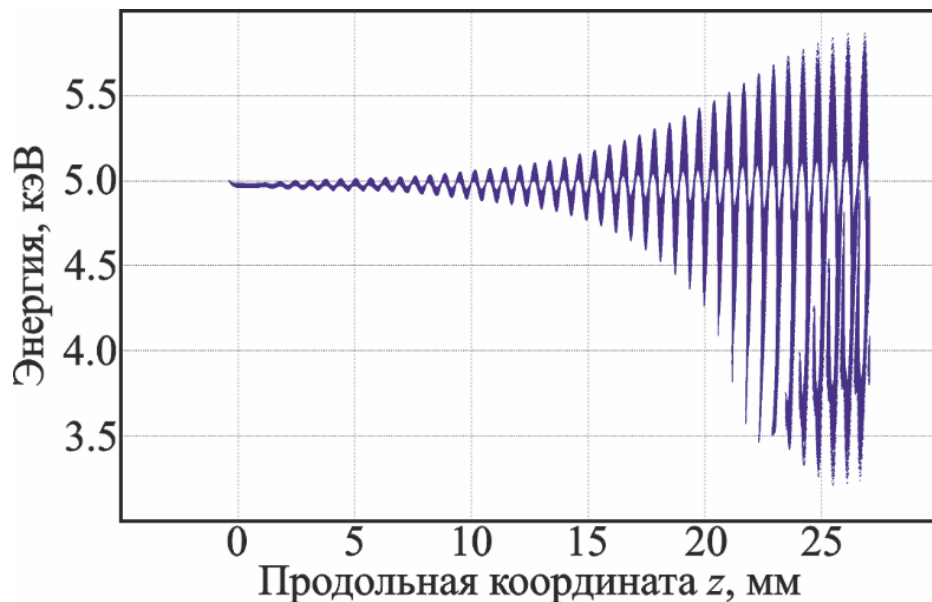


Рисунок 1.21. Энергетическая диаграмма пучка на частоте 62 ГГц при входной мощности 30 мВт, токе пучка 100 мА и напряжении 5 кВ.

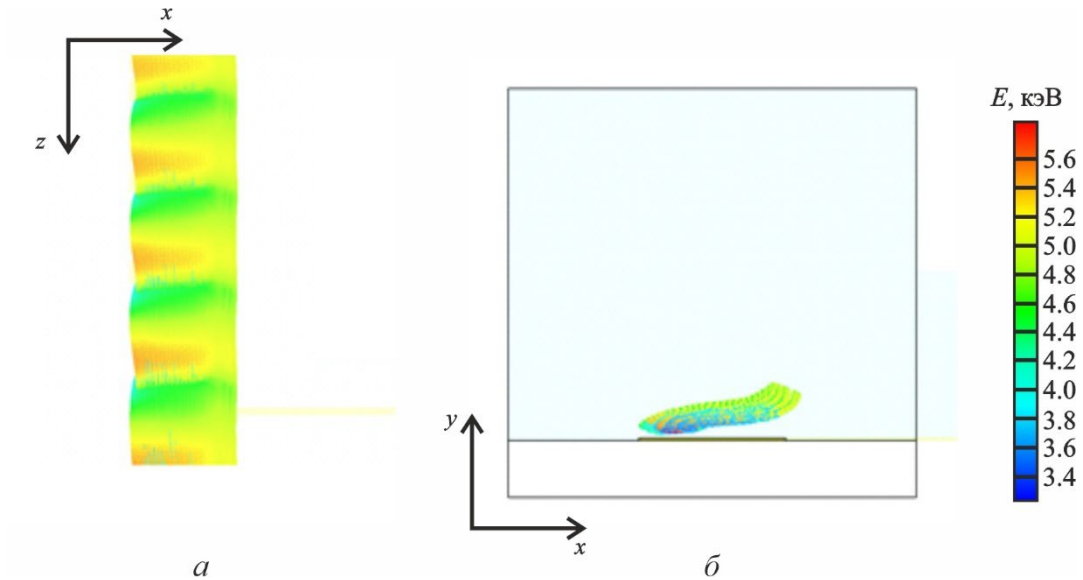


Рисунок 1.22. Пространственная картина распространения электронного пучка вдоль поверхности ЗС в режиме насыщения: (а) – вид сверху, (б) – поперечное сечение системы.

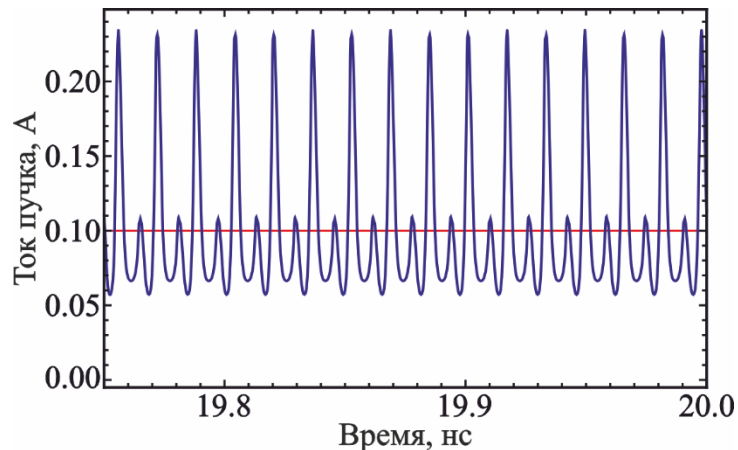


Рисунок 1.23. Временная реализация тока пучка на частоте 62 ГГц при входной мощности 30 мВт, токе пучка 100 мА и напряжении 5 кВ.

Также представляет интерес зависимость тока пучка от времени в области вблизи выходного конца пространства взаимодействия, которая представлена на рис. 1.23 (красной прямой линией показан ток на входе в пространство взаимодействия). Видно, что пучок сильно сгруппирован, а его зависимость от времени указывает на значительное содержание высших гармоник, что говорит о сильно нелинейном характере взаимодействия.

1.5. Масштабирование ЗС типа меандр на диэлектрической подложке для ЛБВ W- и D-диапазон

В данном разделе рассмотрим вопрос масштабирования ЗС на случай ЛБВ, работающих в более коротковолновых W- (75-110 ГГц) и D-диапазонах (110-140 ГГц). Конструкция исследуемых ЗС в целом аналогична конструкции системы V-диапазона. В качестве материала подложки также был выбран кварц с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 3.75$. Размеры ЗС представлены в Таблице 1.3. Моделирование электродинамических характеристик ЗС проводилось с использованием программного пакета COMSOL Multiphysics согласно методике, описанной в разделе 1.2. При моделировании предполагалось, что толщина проводящего слоя составляет 5 мкм. Уменьшение толщины по сравнению с ЗС V-диапазоне обусловлено необходимостью обеспечить требуемое качество лазерной микрообработки.

Таблица 1.3. Геометрические размеры ЗС типа меандр на диэлектрической подложке W- и D-диапазонов

| Параметр | W-диапазон | D-диапазон |
|---|------------|------------|
| Диапазон, ГГц | 75-110 | 110-170 |
| Период, d , мкм | 130 | 87 |
| Толщина подложки, H , мкм | 500 | 250 |
| Ширина меандра, l , мкм | 450 | 290 |
| Ширина полоски, w , мкм | 32.5 | 21.5 |
| Размеры волновода, $a \times b$, мм ² | 2.4×1.2 | 1.6×0.8 |

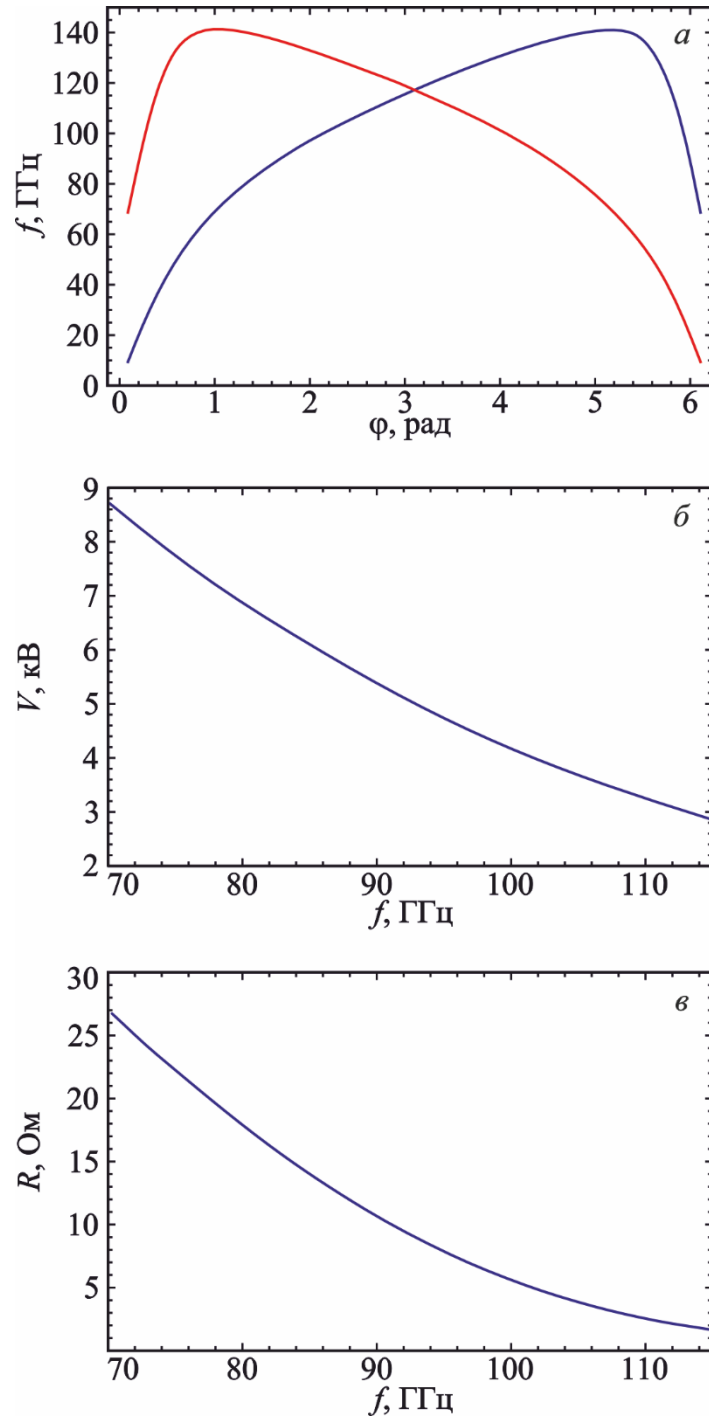


Рисунок 1.24. Электродинамические характеристики ЗС типа меандр на подложке для ЛБВ W-диапазона: (а) – дисперсионная характеристика; (б) – зависимость напряжения синхронизма от частоты; (в) – зависимость усредненного значения сопротивления связи от частоты для прямой замедленной гармоники

На рис. 1.24 представлены результаты расчетов для ЗС W-диапазона. Структура дисперсионной диаграммы (рис. 1.24а) аналогична представленной на рис. 1.6а для ЗС V-диапазона, однако рабочий диапазон лежит в более высокочастотной области. Так, частота 2π -вида колебаний поверхностной моды составляет порядка 60 ГГц, а верхняя частота отсечки — около 140 ГГц. Разработанная ЗС W-диапазона обладает высокими значениями замедления (5-10), что соответствует значениям напряжения синхронизма 4-8 кВ (рис. 1.24б). При расчете сопротивления связи предполагалось, что размеры электронного пучка составляют 430×50 мкм², а расстояние между нижней гранью пучка и поверхностью металлического меандра составляло 75 мкм. При указанных параметрах сопротивление связи принимает значение свыше 20 Ом на длинноволновом конце рабочего диапазона. С ростом частоты сопротивление связи уменьшается, тем не менее, его значения достаточно велики, например, на частоте 100 ГГц $R = 6$ Ом. (рис. 1.24в).

Также проведено моделирование электродинамических характеристик ЗС D-диапазона. Полученные зависимости представлены на рис. 1.25. В рабочем частотном диапазоне коэффициент замедления также принимает высокие значения, $n \sim 5 \div 10$. При расчете сопротивления связи предполагалось, что пучок летит на расстоянии 50 мкм от поверхности ЗС, при этом его размеры составляют 290×50 мкм². При указанных размерах сопротивление связи в рабочем диапазоне частот может достигать 15 Ом. Однако с ростом частоты оно сильно снижается до значений порядка 1 Ом.

На примере ЗС D-диапазона было проведено исследование влияние толщины металлического слоя на электродинамические параметры. Расчеты показали, что при увеличении толщины металлического меандра электромагнитное поле оказывается менее сконцентрированным в области диэлектрика и глубже проникает в область распространения ЭП. За счет этого происходит уменьшение коэффициента замедления, что приводит к увеличению напряжения синхронизма. С другой стороны, уменьшение замедления приводит

к уменьшению поперечного волнового числа, что, в свою очередь, приводит к увеличению сопротивления связи.

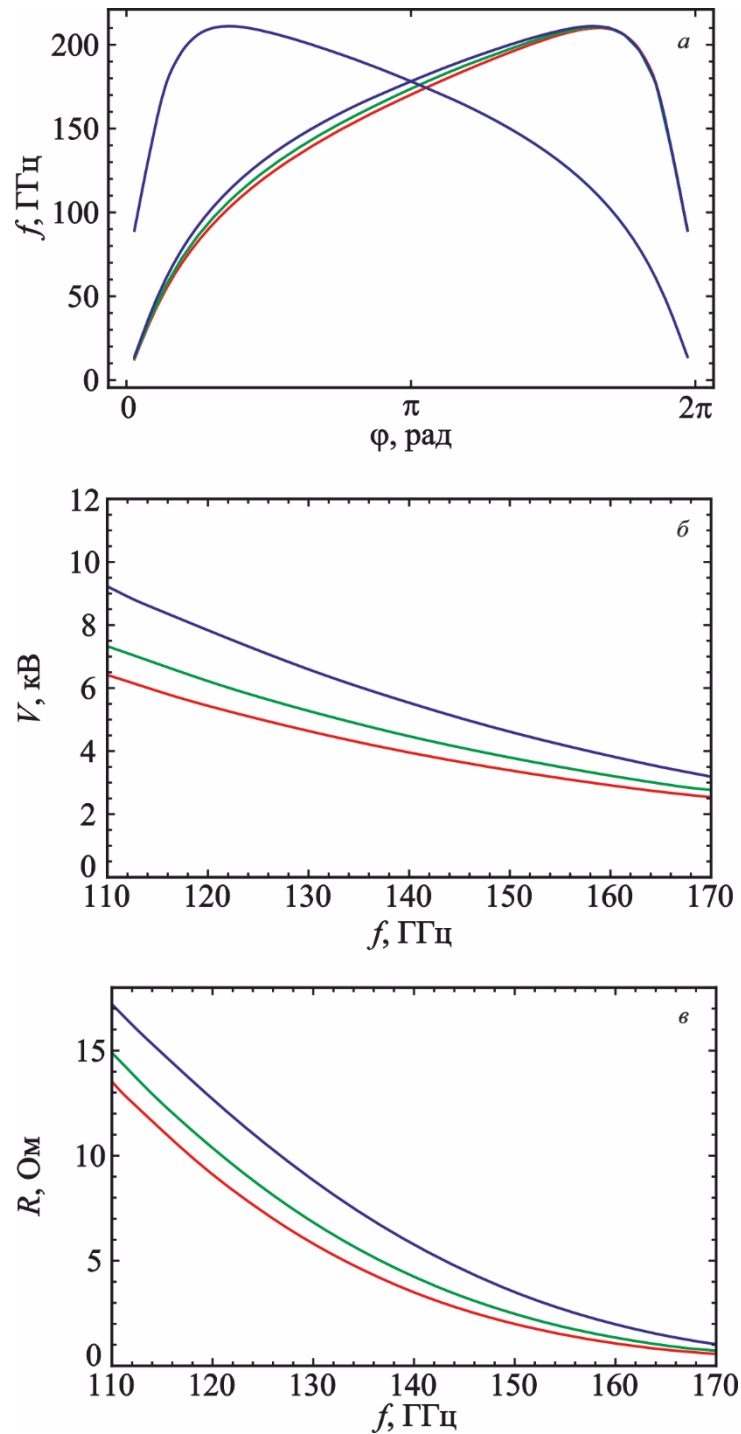


Рисунок 1.25. Электродинамические характеристики ЗС типа меандр на подложке для ЛБВ D-диапазона при толщине проводящего слоя 10 мкм (синие кривые), 5 мкм (зеленые) и 2.5 мкм (красные): (а) – дисперсионная характеристика; (б) – зависимость напряжения синхронизма от частоты; (в) – зависимость усредненного значения сопротивления связи от частоты для прямой замедленной гармоники.

Таким образом, проведенное исследование показывает, что при масштабировании ЗС на более высокочастотный диапазон сохраняются высокие значения замедления. Напряжение синхронизма для всех систем в центре рабочего диапазона составляет примерно 5 кВ. Соответственно, при одинаковом количестве периодов длина системы будет уменьшаться пропорционально длине волны. Однако, чтобы обеспечить достаточно высокие значения сопротивления связи необходимо также сокращать поперечные размеры структуры и ЭП. Помимо этого, при уменьшении поперечных размеров пучка для обеспечения адекватных значений выходной мощности необходимо формировать пучки со все более высокими значениями плотности тока. Оценка показывает, что при токе пучка 100 мА плотность тока будет увеличиваться с $\sim 150 \text{ А/см}^2$ в V-диапазоне до $\sim 470 \text{ А/см}^2$ в W-диапазоне и $\sim 700 \text{ А/см}^2$ в D-диапазоне.

Формирование и транспортировка пучков на расстояния в несколько сантиметров с такими высокими плотностями тока является весьма сложной задачей. В частности, необходимо обеспечить высокую компрессию пучка по площади, высокие значения фокусирующих магнитных полей, и т.д.

Как показывают оценки на основе одномерной линейной теории (раздел 1.4.1), в ЛБВ W-диапазона с планарной меандровой ЗС, состоящей из 77 периодов (общая длина $\sim 1 \text{ см}$) при токе пучка 100 мА коэффициент усиления в линейном режиме составляет порядка 20 дБ (рис. 1.26а). При уменьшении тока до 10 мА, что соответствует плотности тока $\sim 47 \text{ А/см}^2$, для получения аналогичных значений коэффициента усиления необходимо увеличить длину ЗС примерно в два раза: до 155 периодов или 2 см (рис. 1.26б). При этом происходит уменьшение ширины полосы усиления, а максимум усиления снижается в область более низких частот, что связано с уменьшением параметра усиления Пирса S .

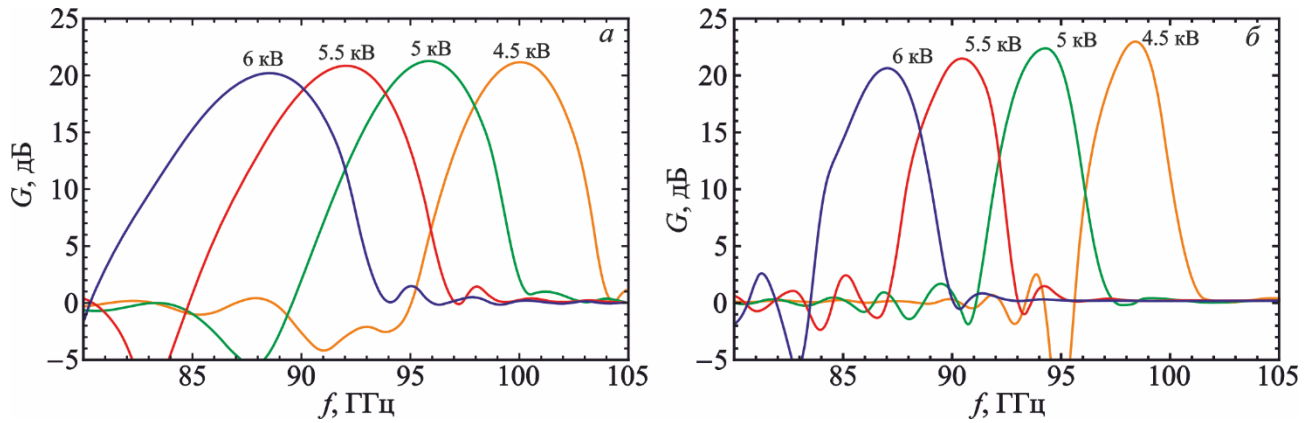


Рисунок 1.26. Частотные зависимости коэффициента усиления ЛБВ W-диапазона в линейном режиме работы при токе пучка 100 мА и длине системы 77 периодов (а) и при токе пучка 10 мА и длине системы 155 периодов (б) при различных значениях напряжения.

1.6. Сопоставление с экспериментальными результатами

1.6.1. Изготовление макетов ЗС для экспериментальных исследований

На основе предложенной в разделе 1.2 конструкции ЗС были изготовлены тестовые образцы структур на подложках из кварца и проведено экспериментальное исследование их электродинамических характеристик. Основные результаты экспериментов изложены в работах [65, 92, 94, 117, 100, 121, 134].¹ Для изготовления предложенных структур использовалась оригинальная технология, основанная на магнетронном напылении металлического слоя на диэлектрическую подложку и последующей лазерной микрообработке (подробнее см. [94, 121, 134]). На первом этапе с помощью магнетронной распылительной установки NextDep (Angstrom Engineering, Канада) на поверхность диэлектрической пластины наносится сначала адгезионный подслой титана или хрома толщиной от 50 до 60 нм, а затем — основной медный слой, толщина которого может составлять до 10 мкм. Далее на поверхности кварцевой пластины происходит формирование структуры

¹ Изготовление и экспериментальное исследование ЗС проводилось сотрудниками СГУ имени Н.Г. Чернышевского к.ф.-м.н. А.В. Стародубовым, к.ф.-м.н., доцентом А.А. Сердобинцевым, заведующим учебной лабораторией И.О. Кожевниковым и студентом Д.А. Ножиным.

заданной геометрии с использованием технологии лазерной абляции. Для этого используется установка прецизионной лазерной обработки импульсами наносекундной длительности МиниМаркер-2 (Лазерный центр, Санкт-Петербург, Россия), которая оснащена иттербиевым волоконным лазером с длиной волны излучения 1064 нм. Данная технология позволяет изготовить несколько (10-20) структур в виде меандра с согласующими устройствами на единой подложке, которая затем разрезается на отдельные образцы.

Была изготовлена серия макетов ЗС V-диапазона на кварцевой подложке толщиной 200 мкм. Морфологический анализ изготовленных структур с использованием оптической и сканирующей микроскопии показал, что толщина медного слоя меандра составляет примерно 1-1.5 мкм (подробнее см. [134]).

В рамках диссертационной работы для экспериментального исследования S-параметров изготовленных систем была предложена конструкция измерительной оснастки, представляющая собой ЗС типа меандр в прямоугольном волноводе, которая с помощью микрополоскового патча согласуется со стандартным прямоугольным волноводом WR-15 сечением $3.76 \times 1.88 \text{ мм}^2$ (см. рис. 1.27). Для оптимизации согласования проводились серии расчетов при изменении размеров и положения патча, а также положения подводящего волновода относительно волновода с подложкой. Расчеты проводились с использованием программного пакета COMSOL Multiphysics. Наилучшие значения коэффициента отражения в рабочей полосе частот достигаются при размерах патча $200 \times 200 \text{ мкм}^2$. При этом патч отстоит от короткозамкнутой стенки подводящего волновода на расстояние $\lambda_{wg}/4$, где λ_{wg} – длина волны в волноводе на частоте 60 ГГц. Диэлектрическая подложка, содержащая меандр, согласующий участок и патч, упирается в стенки подводящего волновода, что облегчает размещение ЗС в оснастке. Учитывая технологические особенности изготовления предложенной конструкции экспериментальной оснастки, углы закороченной стенки подводящего волновода были скруглены. Радиус скругления составил 500 мкм, что

соответствует радиусу фрез, при помощи которых происходило изготовление оснастки.

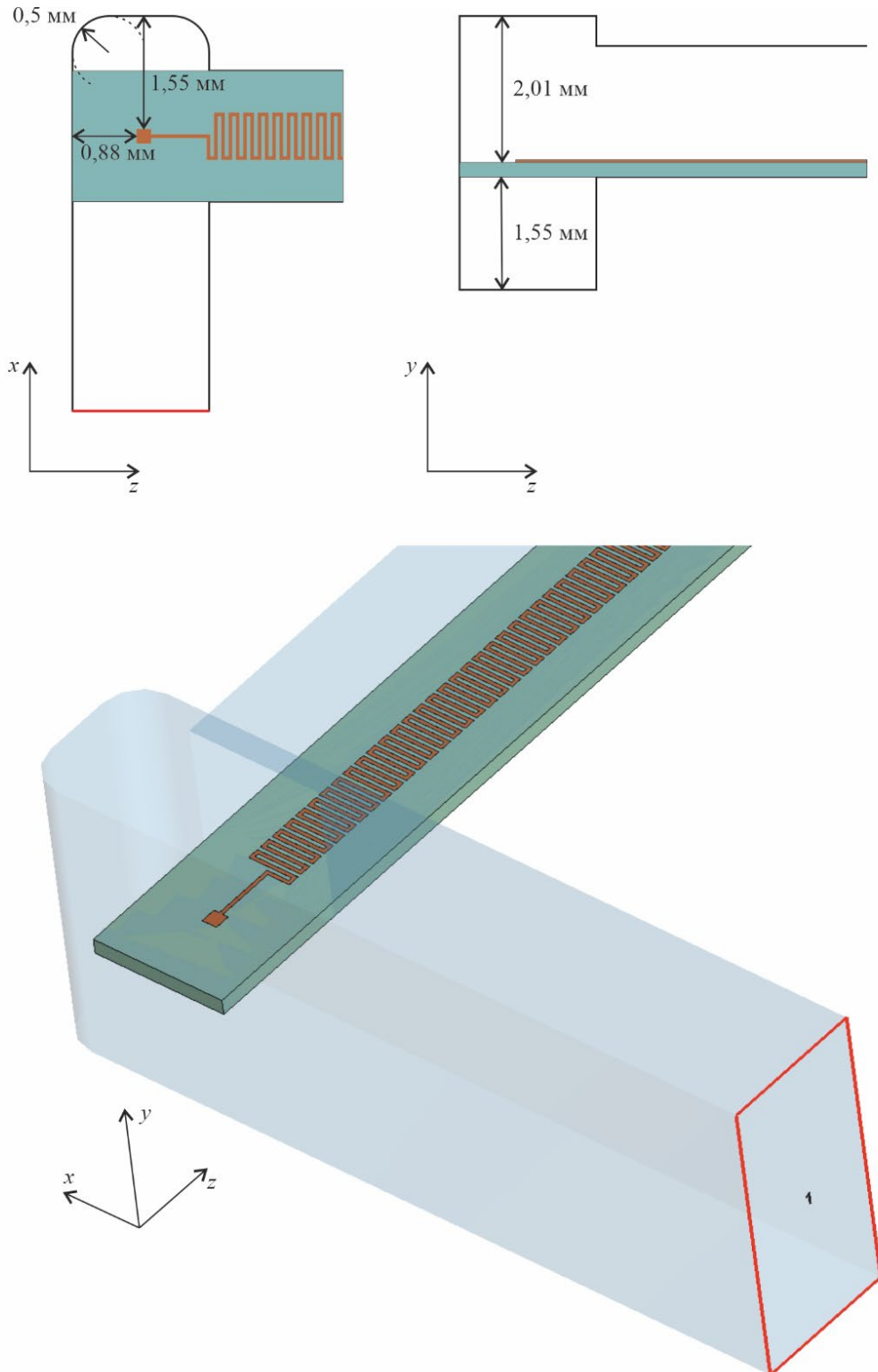


Рисунок 1.27. Схема измерительной оснастки для экспериментального исследования потерь в микрополосковой меандровой ЗС V-диапазона.

Измерительная оснастка для экспериментального исследования электродинамических характеристик ЗС была изготовлена из алюминия с помощью технологии микрофрезерования на вертикальном фрезерном обрабатывающем центре DMC 635 V Ecoline (DMG MORI, Япония/Германия) с использованием миниатюрной фрезы радиуса 500 мкм.² Фотография оснастки, в которой размещена ЗС на подложке с устройствами согласования, представлена на рис. 1.28. Длина однородной секции составила 138 периодов меандра. Полная длина подложки составила 31.44 мм. Экспериментальное исследование электродинамических ЗС проводилось при помощи векторного анализатора цепей N5227A (Keysight Technologies, USA).

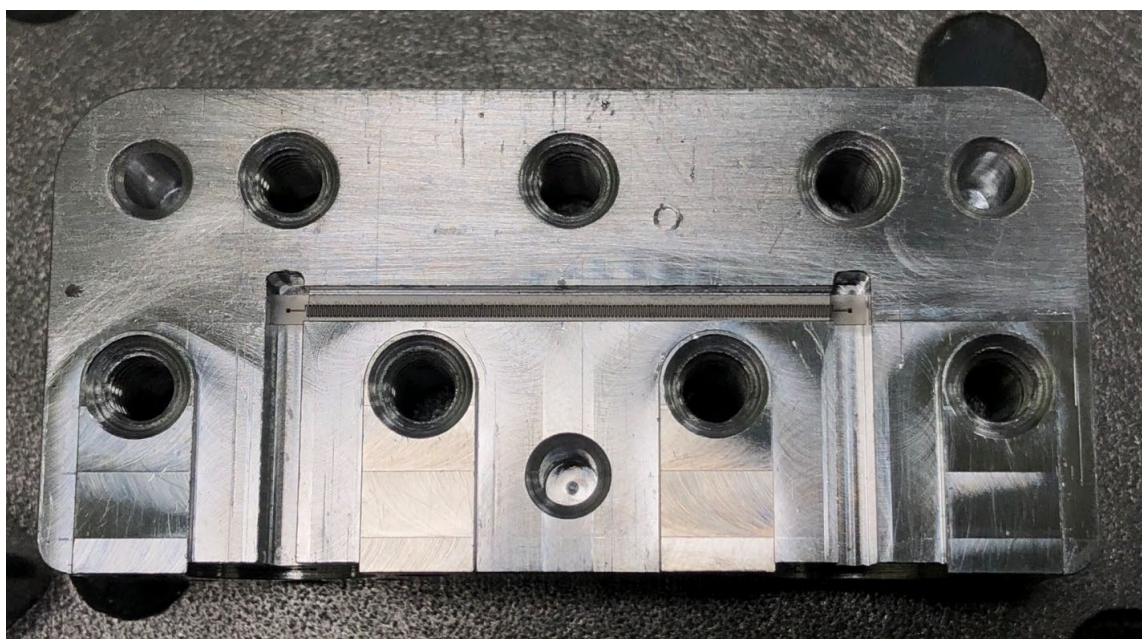


Рисунок 1.28. Фотография измерительной оснастки с макетом меандровой ЗС на диэлектрической подложке, размещенной в специальном канале.

² Изготовление оснастки проводилось к.ф.-м.н. А.М. Павловым (СГУ) и сотрудниками ОАО «Тантал», г. Саратов.

1.6.2. Исследование влияния омических потерь на электродинамические характеристики микрополосковой ЗС на диэлектрической подложке

Важным аспектом теоретического анализа и компьютерного моделирования приборов вакуумной электроники миллиметрового и субмиллиметрового диапазона является корректный учет омических потерь в области пространства взаимодействия и согласующих устройств. Как показано в разделе 1.3, в миллиметровом диапазоне длин волн эффективная проводимость материалов сильно снижается в силу наличия поверхностной шероховатости, что в свою очередь приводит к заметному росту омических потерь. В особенности это относится к микрополосковым ЗС, которые содержат элементы с различными характерными масштабами (период структуры и толщина подложки – сотни микрон, толщина проводящего слоя – единицы микрон, размеры волновода – миллиметры).

В данном разделе на примере описанной выше микрополосковой ЗС типа меандр на диэлектрической подложке V-диапазона рассматриваются различные методики моделирования омических потерь и проводится сопоставление расчетных и экспериментальных данных. Использовались следующие методики моделирования:

а) Расчет собственных мод одного периода ЗС в программном пакете COMSOL Multiphysics с граничными условиями типа Transition Boundary Condition [48].

Одним из способов расчета потерь в системе является метод, основанный на решении задачи на собственные значения. В результате расчета полученные собственные частоты оказываются комплексными $f = f' + i f''$, где действительная часть соответствует собственной частоте колебаний при указанном сдвиге фазы на период, а мнимая часть соответствует параметру затухания во времени. Однако общепризнанным является расчет потерь на единицу длины, а не времени. Связь между затуханием во времени и в пространстве выражается следующим образом: $\beta'' = f''/v_{gr}$, где β'' – мнимая

часть постоянной распространения замедленной волны, v_{gr} — групповая скорость. Для пересчета затухания в логарифмическую шкалу воспользуемся формулой $\alpha = 20\beta'' \lg(e)$, где α — коэффициент затухания в дБ/м.

Для учета конечной проводимости микрополоски были использованы граничные условия переходного типа (Transition Boundary Condition). Такие граничные условия целесообразно использовать в случае, когда толщина проводящего слоя оказывается соизмеримой с толщиной скин-слоя на используемых в расчетах частотах. Данные граничные условия математические представляют собой связь между тангенциальными компонентами электрического поля $E_{\tau 1}, E_{\tau 2}$ и индуцированного поверхностного тока J_{s1}, J_{s2} по обе стороны от проводящей пленки. В качестве входных данных используются толщина пленки d и проводимость металла σ , с помощью которых вычисляются параметры связи Z_s и Z_t , имеющие размерность сопротивления. Указанные величины связаны между собой соотношениями

$$\left\{ \begin{array}{l} J_{s1} = \frac{(Z_s E_{\tau 1} - Z_t E_{\tau 2})}{Z_s^2 - Z_t^2} \\ J_{s2} = \frac{(Z_s E_{\tau 2} - Z_t E_{\tau 1})}{Z_s^2 - Z_t^2} \\ Z_s = -\frac{i\omega\mu}{k} \frac{1}{\tan(kd)} \\ Z_t = -\frac{i\omega\mu}{k} \frac{1}{\sin(kd)} \end{array} \right. , \quad (1.18)$$

где $k = \omega\sqrt{(\epsilon + (\sigma / (j\omega)))\mu}$ — волновое число в металле. Выбор такого типа граничных условий для поверхности микрополоски толщиной 1 мкм оказывается обоснованным, так как для чистой меди на частотах 50-70 ГГц толщина скин-слоя составляет 0.18-0.2 мкм. При построении модели проводящий слой задается как бесконечно тонкая поверхность.

Стоит отметить, что в системе также присутствуют потери в стенках волновода и в диэлектрике. Толщина стенок волновода на частотах рабочего

диапазона оказывается много больше толщины скин-слоя. Поэтому для учета потерь в стенках волновода целесообразным оказывается использование граничных условий импедансного типа (граничные условия Леонтовича) с учетом конечной величины проводимости металла:

$$\sqrt{-\frac{\mu_0 \omega}{i\sigma}} [\vec{n} \times \vec{H}] + \vec{E} - (\vec{n} \cdot \vec{E}) \cdot \vec{n} = (\vec{n} \cdot \vec{E}_s) \cdot \vec{n} - \vec{E}_s \quad (1.19)$$

Для учета объемных потерь в диэлектрике удобно ввести тангенс угла потерь, который связывает действительную и мнимую компоненту диэлектрической проницаемости самого материала. Однако в силу локализованности электромагнитного в области микрополоскового меандра диэлектрические потери и потери в стенках волновода как правило много меньше потерь в самом микрополосковом меандре.

б) Моделирование полноразмерной модели ЗС в программном пакете COMSOL Multiphysics с граничными условиями типа Transition Boundary Condition.

Еще один метод расчета потерь основан на моделировании распространения электромагнитных волн в полноразмерной системе. Для реализации этого метода необходимо обеспечить возбуждение волн в ЗС через устройство ввода/вывода энергии. Конкретно рассматривалась модель системы с согласующими устройствами, представленная на рис. 1.26. Моделирование проводится в частотной области решением уравнений Максвелла с установкой дополнительных граничных условий типа порт в сечениях, соответствующих сечениям ввода/вывода СВЧ-энергии. В рассматриваемом случае ввод и вывод сигнала производится через подводящие прямоугольные волноводы стандартного сечения. Граничные условия типа порт позволяют рассчитать поперечную структуру и волновое число собственной моды подводящего волновода на данной частоте. Применение таких условий целесообразно для однородных в продольном направлении волноведущих структур.

Моделирование полноразмерной системы позволяет рассчитать распределения полей, а также частотные зависимости S -параметров: коэффициента отражения S_{11} и коэффициента прохождения S_{21} .

в) Моделирование полноразмерной модели ЗС в программном пакете CST Studio Suite.

Для моделирования электронно-волнового взаимодействия в ЛБВ в данной работе используется PIC-моделирование в программном пакете CST Studio Suite, где расчет происходит во временной области с использованием метода конечных разностей. Поэтому необходимо также провести расчеты S -параметров ЗС с помощью этого пакета. В ходе подобного расчета на вход системы подается широкополосный импульсный сигнал и проводится моделирование прохождения такого импульса. По результатам расчета спектров сигналов во входном и выходном портах с использованием дискретного преобразования Фурье можно построить частотные зависимости S -параметров. Также данная методика позволяет построить картины распределения полей на фиксированных частотах.

В программном пакете CST для учета высокочастотных потерь в металле используется модель поверхностного импеданса, что соответствует импедансным граничным условиям (1.19).

Расчет потерь также проводился для полноразмерной модели ЗС с устройствами согласования, см. рис. 1.26.

г) Моделирование полноразмерной модели ЗС в программном пакете ANSYS HFSS с ГУ типа Transition Boundary Condition.

Также было проведено моделирование в конечно-элементном программном пакете ANSYS HFSS. Моделирование проводилось в частотной области на основе полноразмерной модели ЗС с устройствами согласования. Для

учета потерь использовались граничные условия типа Transition Boundary Condition аналогично методике (б)³.

Указанные методики расчета являются широко распространенными и общепринятыми среди научных коллективов, которые ведут исследования в области электродинамики и электроники микроволнового и ТГц диапазона.

Результаты расчета омических потерь в системе представлены на рис. 1.29. Расчеты, проведенные в программном пакете COMSOL Multiphysics, хорошо согласуются с экспериментальными результатами при проводимости 2.4×10^7 См/м. При таком значении проводимости потери составляют 0.22-0.35 дБ/период в диапазоне 50-70 ГГц. При этом потери растут с ростом рабочей частоты. Данный факт обусловлен прежде всего ростом группового замедления в области высоких частот. Обе используемые методики (расчет собственных значений для одного периода ЗС и моделирование S-параметров полноразмерной системы) хорошо согласуются друг с другом на частотах до 60 ГГц. На более высоких частотах расчет полноразмерной структуры предсказывает большее затухание, чем расчет собственных значений. Это связано с тем, что в полноразмерной структуре на частотах, близких к 70 ГГц, ухудшается согласование. В результате увеличивается коэффициент отражения (см. раздел 1.6.2), а коэффициент прохождения, соответственно, уменьшается.

Ближкие результаты были получены в ходе расчета потерь для полноразмерной структуры в программном пакете ANSYS HFSS при тех же значениях эффективной проводимости. Однако величина потерь в данном случае оказывается меньше на величину $\sim 0.04-0.06$ дБ/период.

Моделирование в программном пакете CST Studio Suite предсказывает заметно меньшие потери 0.14-0.24 дБ/период. Для соответствия с экспериментальными данными в пакете CST Studio Suite необходимо уменьшать значение эффективной проводимости до 1.25×10^7 См/м. Однако следует

³ Результаты, полученные в программном пакете ANSYS HFSS, были предоставлены к.ф.-м.н., с.н.с. СФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН А.Г. Рожнёвым.

отметить, что такое сильное расхождение наблюдается лишь при толщине полоска $t \sim 1$ мкм. При $t \sim 10$ мкм потери в целом уменьшаются, а также уменьшается расхождение результатов, полученных по различным методикам.

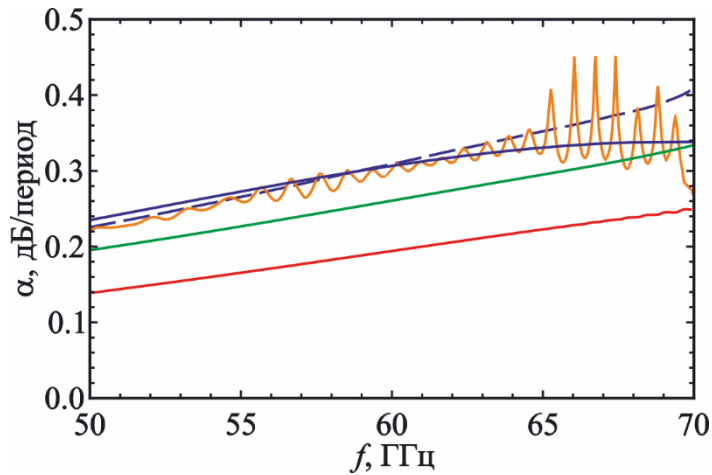


Рисунок 1.29. Зависимости омических потерь от частоты: синяя сплошная кривая — моделирование собственных значений в COMSOL Multiphysics, синяя штриховая — моделирование распространения волн в полноразмерной структуре в COMSOL Multiphysics, красная — CST Studio Suite, зеленая — ANSYS HFSS, оранжевая — эксперимент.

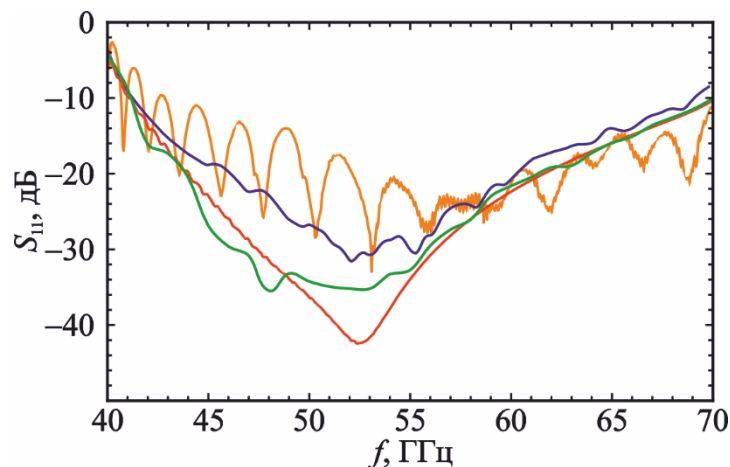


Рисунок 1.30. Зависимости коэффициента отражения S_{11} от частоты: синяя кривая — COMSOL Multiphysics, красная — CST Studio Suite, зеленая — ANSYS HFSS, оранжевая — эксперимент

1.6.3. Коэффициент отражения и дисперсионная характеристика ЗС

На рис. 1.30 представлено сопоставление частотных зависимостей коэффициента отражения S_{11} , полученных в ходе экспериментального и численного исследования. Численное моделирование для полноразмерной модели ЗС, соответствующей рис. 1.27, проводилось с помощью тех же методик, что и в разделе 1.6.2, за исключением расчета собственных мод одного периода ЗС. Как видно из рассчитанных зависимостей, предложенная конструкция позволяет обеспечить необходимый уровень отражений, не превышающий -10 дБ в рабочем диапазоне частот 50-70 ГГц.

На основе полученных результатов была также восстановлена дисперсионная характеристика ЗС в рабочем диапазоне частот, для чего была использована зависимость фазы коэффициента передачи от частоты (методика подробно описана, например, в [66-68]). Для этого выбираются значения частот, в которых фаза коэффициента прохождения S_{21} скачкообразно изменяет свое значение с $-\pi$ до π . В данном случае, поскольку у ЗС отсутствует низкочастотная отсечка, в качестве первой такой точки следует выбирать частоту отсечки подводящего волновода $f_c = c/2a = 39.86$ ГГц. При этом фазовый сдвиг на период ЗС, согласно расчетам, составил 0.95 рад. Фаза следующей точки дисперсионной характеристики увеличивается на значение $\Delta = 2\pi/N$, где $N = 138$ – число периодов системы полноразмерной структуры. Соответственно, фазовый сдвиг точки на дисперсионной характеристике, соответствующей выбранной частоте, равен $\varphi = 0.95 + (n-1)\Delta$ (рад.), где n – порядковый номер точки. Данная методика была применена как к результатам экспериментальных измерений, так и к результатам моделирования в частотной области в программном пакете COMSOL Multiphysics и во временной области в программном пакете CST Studio Suite.

На рис. 1.31 приведено сравнение дисперсионных характеристик, полученных из экспериментальных и численных зависимостей фазы коэффициента прохождения от частоты, а также с помощью расчета

собственных значений в программном пакете COMSOL Multiphysics. Во всех расчетах предполагалось, что толщина проводящего слоя составляет 1 мкм.

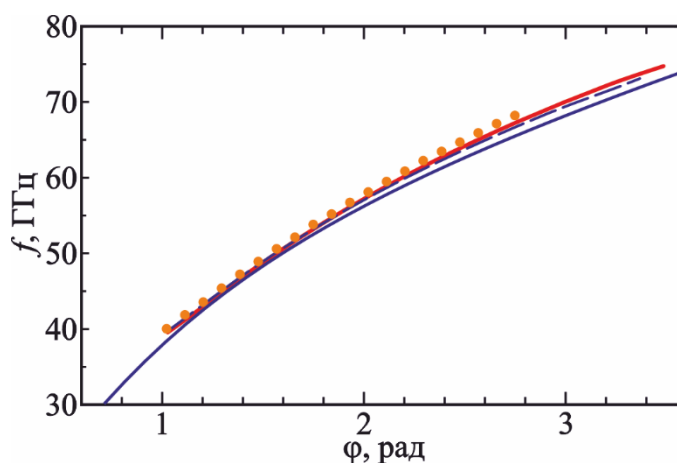


Рисунок 1.31. Дисперсионная характеристика в области основной прямой гармоники: синяя кривая — расчет собственных значений в COMSOL Multiphysics, синяя штриховая кривая — моделирование распространения волн в полноразмерной структуре в COMSOL Multiphysics, красная кривая — CST Studio Suite, оранжевые кружки — эксперимент.

Как видно из рис. 1.31, численные результаты, полученные с помощью различных методик, хорошо согласуются как между собой, так и с экспериментальными результатами. Это свидетельствует о высокой точности изготовления ЗС с помощью используемой технологии. Некоторое расхождение результатов расчета по фазочастотным характеристикам и по модели одного периода с граничными условиями Флоке, очевидно, обусловлено набегом фазы в устройствах согласования.

1.7. Низковольтные ЛОВ с микрополосковыми ЗС

Как следует из результатов предыдущих разделов, режим максимальной выходной мощности в ЛБВ-усилителях с планарными ЗС достигается при входных мощностях порядка десятков милливатт. В более мощных ЛБВ, которые будут рассмотрены ниже (гл. 2, 3), требуется входная мощность порядка 1 Вт. Потому представляет интерес разработка источников входного сигнала с соответствующими характеристиками. В качестве таких источников можно

использовать низковольтные миниатюрные ЛОВ–генераторы, в которых перестройка частоты генерации осуществляется с помощью изменения ускоряющего напряжения пучка.

В данном разделе представлены результаты исследования электродинамических характеристик планарных микрополосковых ЗС, обеспечивающих взаимодействие с ленточным электронным пучком на обратной пространственной гармонике, а также результаты моделирования выходных характеристик миниатюрных ЛОВ с такими ЗС.

1.7.1. Электродинамические характеристики ЗС типа встречные штыри на кварцевой подложке

Для применения в низковольтных миниатюрных ЛОВ перспективной является планарная микрополосковая ЗС типа встречные штыри [44,69]. На рис. 1.32 представлена схема такой ЗС. Она фактически представляет собой «инвертированную» структуру в форме прямоугольного меандра. Рассмотрим электродинамические параметры ЗС V-диапазона на кварцевой подложке, размеры которой представлены в Таблице 1.4. Предполагается, что подложка толщиной $h = 500$ мкм размещена в прямоугольном волноводе стандартного сечения 3.6×1.8 мм² вдоль широкой стенки волновода.

Расчет электродинамических характеристик ЗС был проведен с использованием программного пакета COMSOL Multiphysics. На рис. 1.33а представлена дисперсионная характеристика ЗС, которая состоит из прямой и обратной гармоники, которые смыкаются на π -виде колебаний. Дисперсионная характеристика выглядит аналогично меандровой ЗС. Однако в данном случае рабочей является обратная пространственная гармоника, для которой сопротивление связи значительно выше, чем для прямой. На рис. 1.33б представлена зависимость напряжения синхронизма от частоты для этой гармоники. Изменение напряжения в диапазоне 0.4-2 кВ обеспечивает перестройку частоты во всем рабочем диапазоне 50-70 ГГц.

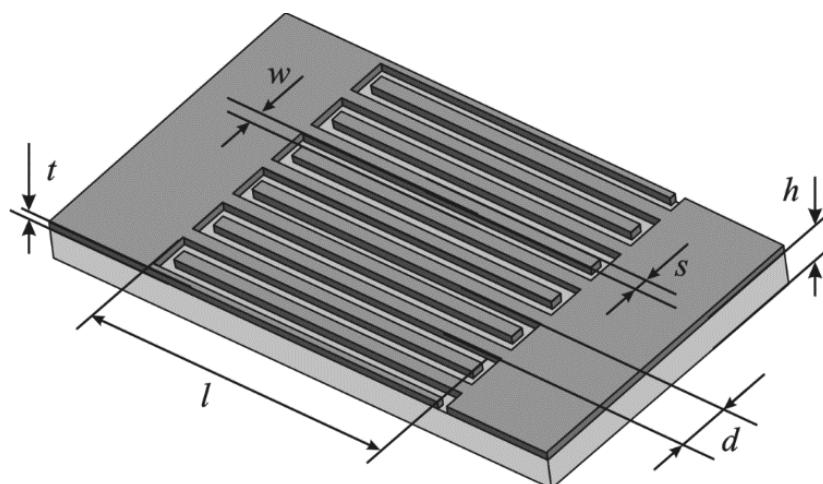


Рисунок 1.32. Схематическое изображение планарной ЗС типа «встречные штыри» на диэлектрической подложке

Таблица 1.4. Геометрические размеры ЗС типа встречные штыри на кварцевой подложке

| Параметр | Значение |
|---|----------|
| Период ЗС, d (мкм) | 100 |
| Высота штыря, l (мкм) | 825 |
| Ширина штыря, s (мкм) | 25 |
| Ширина полоски, w (мкм) | 25 |
| Толщина металлического слоя, t (мкм) | 1 |
| Размеры волновода, $a \times b$, мм ² | 3.6×1.8 |

На рис. 1.33в приведена зависимость сопротивления связи от частоты. В ходе расчетов предполагалось, что над поверхностью металлического слоя на расстоянии 50 мкм распространяется ленточный ЭП размерами 500×50 мкм². Сопротивление связи обратной гармоники, усредненное по сечению пучка, принимает значения 1-18 Ом в рабочем диапазоне частот. При этом сопротивление связи прямой гармоники оказывается на 1-2 порядка меньше.

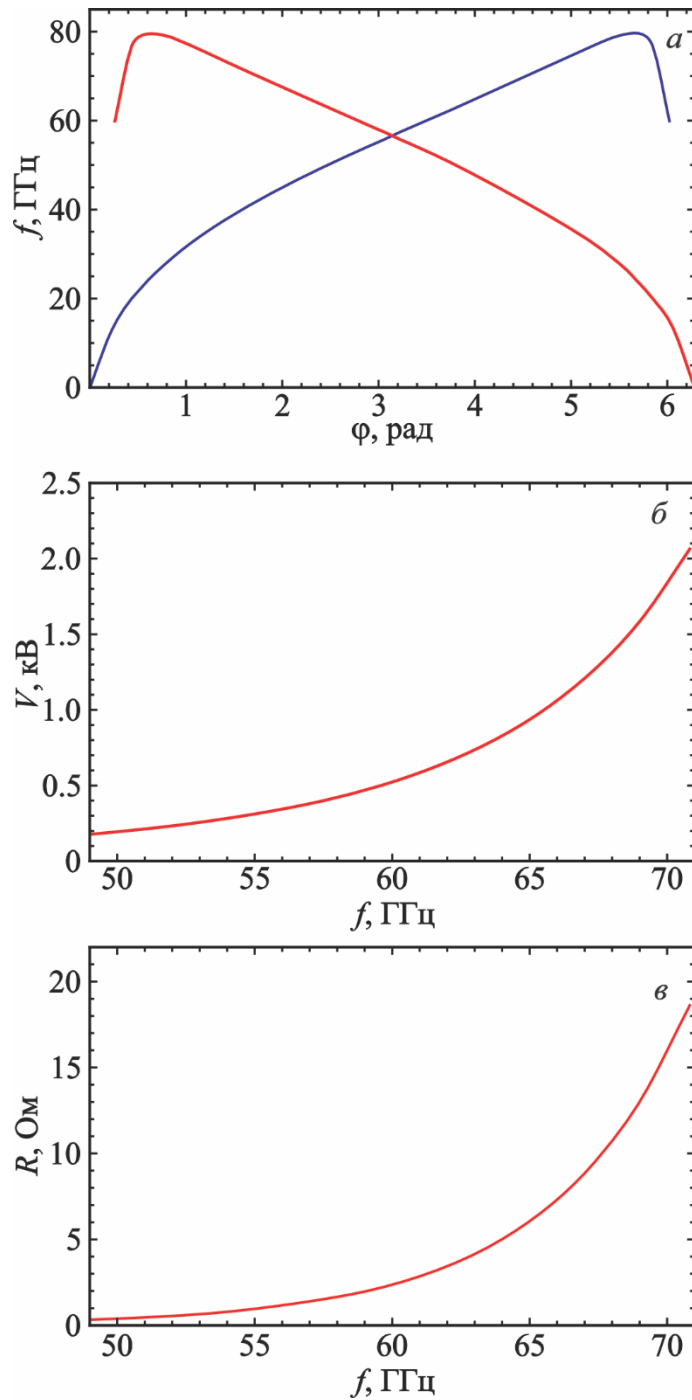


Рисунок 1.33. Электродинамические характеристики ЗС типа встречные штыри на диэлектрической подложке: (а) – дисперсионная характеристика (красный – обратная гармоника, синий – прямая); (б) – зависимость напряжения синхронизма от частоты; (в) – зависимость сопротивления связи обратной гармоника от частоты.

1.7.2. Моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛОВ с ЗС типа встречные штыри

Моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛОВ-генераторе проводилось с использованием одномерной нелинейной теории ЛОВ. Поскольку, в отличие от ЛБВ, ЛОВ является генератором автоколебаний, целесообразно использовать нестационарную теорию, которая позволяет описать процесс установления колебаний во времени (см., например, обзоры [70-72] и цитированную в них литературу). Основные уравнения нестационарной нелинейной теории ЛОВ запишем в виде [55,70-72]:

$$\frac{\partial F}{\partial \tau} - \frac{\partial F}{\partial \xi} + dF = -LI_1, \quad (1.20)$$

$$\frac{\partial^2 \theta}{\partial \xi^2} = -L^2 \left(1 + \frac{1}{2\pi N} \frac{\partial \theta}{\partial \xi} \right)^3 \operatorname{Re} \left[Fe^{i\theta} + iq \sum_m \frac{I_m e^{im\theta}}{m} \right]. \quad (1.21)$$

Уравнение (1.20) есть нестационарное уравнение возбуждения волны током с медленно меняющейся амплитудой. Последнее слагаемое в левой части (1.20) учитывает затухание в ЗС. Уравнение (1.21) представляет собой уравнение движения электронов в поле электромагнитной волны, аналогичное (1.8). Последний член в квадратных скобках отвечает за действие поля пространственного заряда, которое учитывается аналогично (1.10). В отличие от уравнений одномерной теории ЛБВ (1.8), (1.14), уравнения (1.20), (1.21) представляют собой систему уравнений в частных производных.

В данном случае целесообразно использовать несколько иную нормировку переменных, чем в теории ЛБВ (раздел 1.4.1). В уравнениях (1.20) и (1.21) $\theta = \omega_0 t - \beta_e z$ – фаза электрона относительно волны, ω_0 – частота синхронизма, на которой фазовая скорость $v_{ph}(\omega_0)$ равна скорости электронов v_0 , $\beta_e = \omega_0/v_0$ – электронная постоянная распространения,

$$I_m = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e^{-im\theta} d\theta_0$$

– m -я гармоника сгруппированного тока, $F(\xi, \tau) = E_z / (2\beta_e V_0 C^2)$ — безразмерная амплитуда синхронной гармоники поля E_z . Безразмерные координата ξ и время τ введены следующим образом:

$$\xi = z/l, \quad \tau = \frac{t - z/v_0}{l/v_0 + l/v_g},$$

где v_g – групповая скорость, l — длина пространства взаимодействия. В силу слабой дисперсии ЗС групповую скорость в рабочем диапазоне частот можно считать постоянной. Из результатов, представленных в разделе 1.7.1, можно найти, что $v_g \approx 6.175 \times 10^6$ м/с.

Система (1.20), (1.21) содержит четыре безразмерных параметра: L , N , q и d . Здесь $L = 2\pi CN$ – безразмерный параметр, имеющий смысл нормированной длины пространства взаимодействия, $N = \beta_e l / 2\pi$ – электрическая длина, $C = (I_0 R / 4V_0)^{1/3}$ – параметр усиления Пирса, I_0 и V_0 постоянный ток пучка и напряжение соответственно, R – сопротивление связи, $q = (\omega_p D / \omega_0 C)^2$ – параметр ПЗ (ω_p – плазменная частота, D – коэффициент редукции, который в расчетах принят равным 0.5), d – параметр холодных потерь.

Уравнения (1.20), (1.21) следует дополнить граничными условиями для электронного пучка

$$\theta|_{\xi=0} = \theta_0, \quad \left. \frac{\partial \theta}{\partial \xi} \right|_{\xi=0} = 0, \quad (1.22)$$

которые отражают отсутствие модуляции пучка на входе в ЗС, а также граничным условием для ВЧ-поля, которое в случае ЛОВ-генератора имеет вид

$$F(\xi=1) = 0. \quad (1.23)$$

Если рассматривать установившийся режим колебаний с постоянной амплитудой и частотой, из уравнений (1.20), (1.21) следует закон сохранения (интеграл энергии), который с учетом омических потерь имеет вид

$$\eta = \frac{C|F(\xi=0)|^2}{2} + d \cdot C \cdot \int_0^1 |F(\xi)|^2 d\xi, \quad (1.24)$$

где

$$\eta = 1 - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1}{(1 + \theta_\xi/2\pi N)} d\theta_0 \quad (1.25)$$

– электронный КПД. Очевидно, что мощность, отдаваемая в нагрузку, есть

$$P_{out} = I_0 V_0 \cdot \frac{C|F(\xi=0)|^2}{2}. \quad (1.26)$$

Корректность проводимых расчетов контролировалась выполнением закона сохранения (1.24).

Основываясь на результатах, полученных при электродинамическом моделировании планарной ЗС (см. раздел 1.7.1), можно рассчитать необходимые для компьютерного моделирования параметры: нормированную длину пространства взаимодействия L , параметр Пирса C и параметр пространственного заряда q . Результаты расчётов при различных токах пучка представлены на рис. 1.34. Параметр холодного затухания был выбран равным $d = 1.75$, что соответствует затуханию -15 дБ/см.

Прежде всего, были проведены расчеты самовозбуждения генератора при длине системы 50 периодов (0.5 см). Для такой длины ЗС стартовый ток составляет 10-30 мА. Соответствующая зависимость стартового тока от напряжения показана на рис. 1.34. С учетом поперечных размеров пучка 500×50 мкм² можно найти, что плотность тока в данном случае должна быть

равна 50-100 А/см², что вполне достижимо для современных ЭОС с ленточными ЭП [57,58].

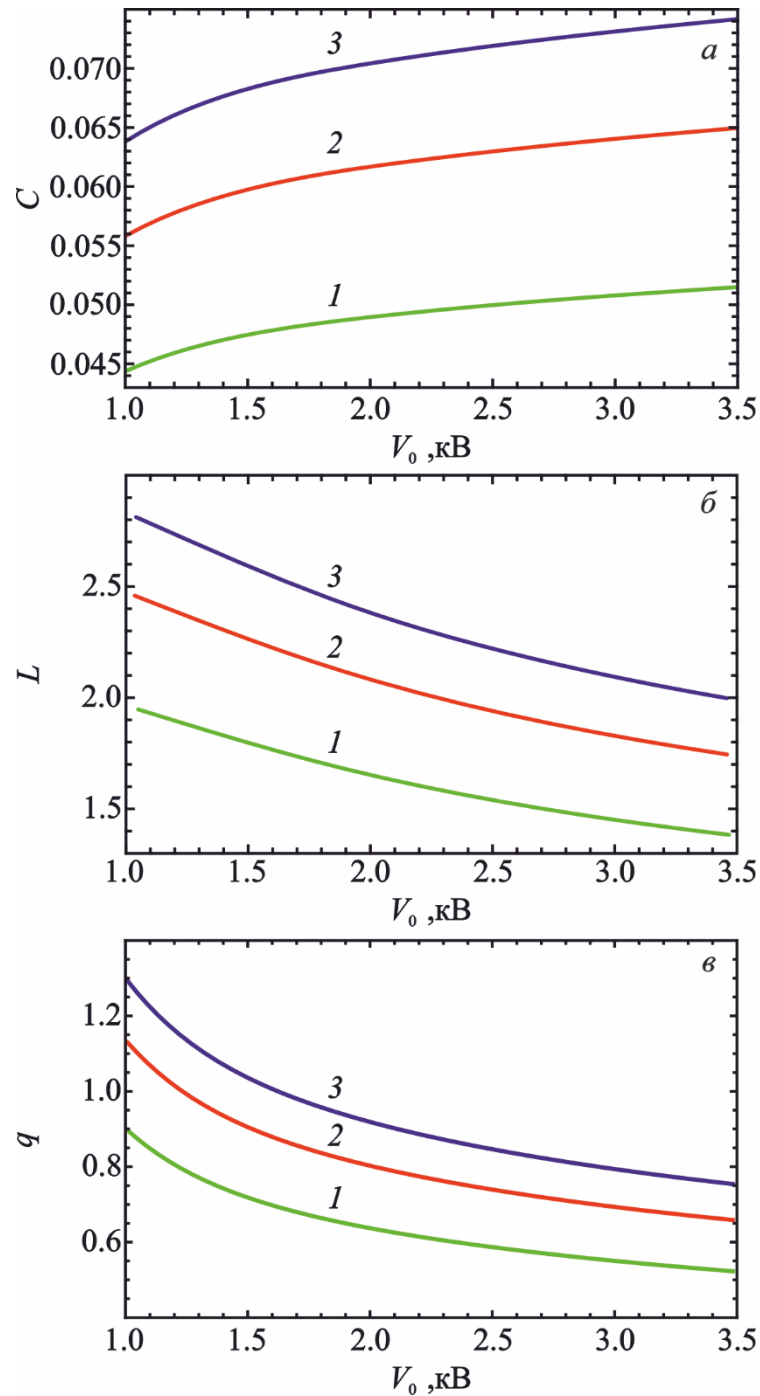


Рисунок 1.34. Зависимости параметра Пирса C (а), безразмерной длины системы L (б) и параметра пространственного заряда q (в) от напряжения при различных токах пучка: 10 мА (кривые 1), 25 мА (кривые 2) и 50 мА (кривые 3).

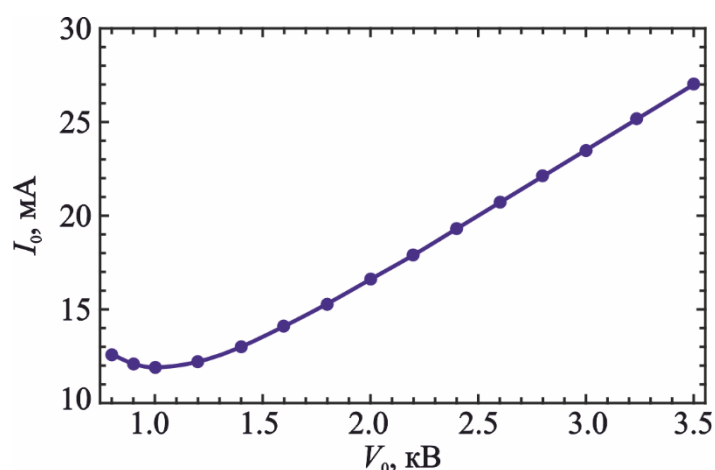


Рисунок 1.35. Зависимость стартового тока от напряжения пучка.

Как видно из рис. 1.35, с ростом напряжения стартовый ток нарастает примерно по линейному закону (действительно, параметр усиления Пирса зависит от отношения этих двух величин). В области низких напряжений $V_0 < 1000$ В ток, наоборот, начинает нарастать с уменьшением напряжения, что объясняется резким увеличением параметра пространственного заряда (см. рис. 1.34в). Зависимость частоты генерации от напряжения выглядит аналогично см. рис. 1.33б, однако она оказывается примерно на 0.5 ГГц ниже частоты синхронизма.

На рис. 1.36а приведены зависимости выходной мощности от времени, иллюстрирующие процессы установления колебаний при различных токах пучка и напряжении $V_0 = 2.5$ кВ. При токе $I_0 = 25$ мА, что незначительно превышает порог генерации, время установления колебаний составляет около 25 нс. С ростом тока время установления колебаний уменьшается, а мощность увеличивается. Переходный процесс начинает носить осциллирующий характер. Как известно, при большом превышении порога генерации в ЛОВ реализуются автомодуляционные и хаотические режимы генерации [55,70-72]. Однако в ходе проведенных расчетов даже при увеличении тока свыше 100 мА подобные режимы не наблюдались, т.е. имеет место подавление автомодуляции пространственным зарядом (подробнее см. [71,72]).

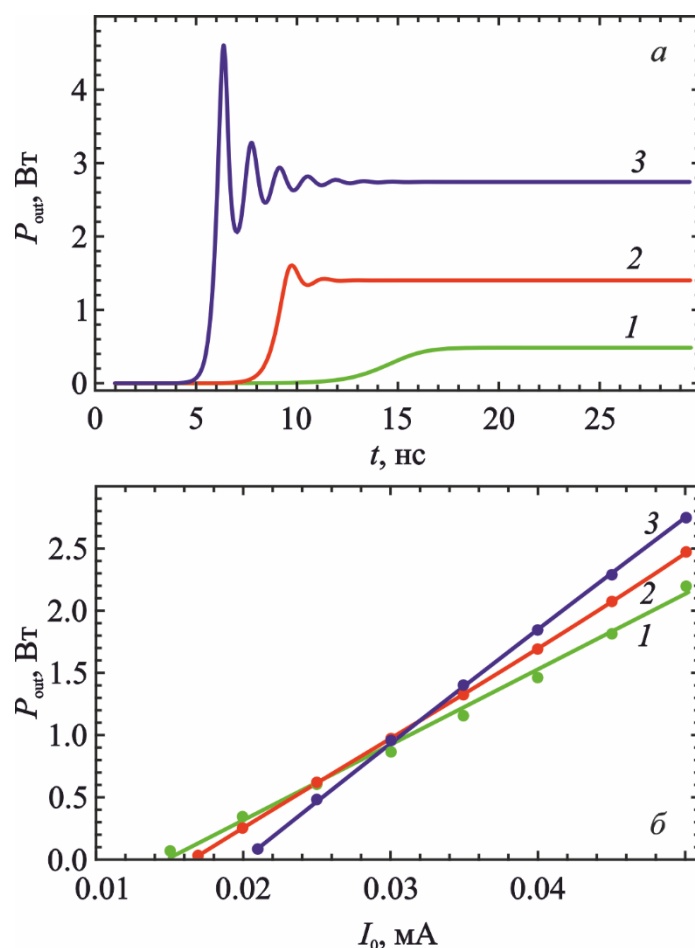


Рисунок 1.36. *а* – Пример установления колебаний в ЛОВ-генераторе при ускоряющем напряжении $V_0 = 2.5$ кВ и токах $I_0 = 25$ мА (кривая 1), 35 мА (кривая 2) и 50 мА (кривая 3). *б* – Зависимости выходной мощности от тока при различных напряжениях: $V = 1.5$ кВ (кривая 1), 2.0 кВ (кривая 2), 2.5 кВ (кривая 3).

Частота генерации при данном значении напряжения примерно равна 72 ГГц. С ростом тока она постепенно уменьшается (эффект электронного смещения частоты), однако это уменьшение незначительно.

На рис. 1.36б построены графики зависимости мощности от тока пучка при трех различных значениях напряжения. Видно, что с ростом тока мощность увеличивается примерно по линейному закону, причем при бóльших напряжениях мощность достигает более высоких значений. Это, очевидно, обусловлено тем, что с ростом напряжения увеличивается параметр Пирса S , а параметр пространственного заряда уменьшается (см. рис. 1.34). В целом, при разумных значениях тока, не превышающих 50 мА, выходная мощность

достигает 1–2 Вт, что вполне соответствует требованиям, предъявляемым к источникам входного сигнала для ЛБВ.

1.7.3. Электродинамические характеристики ЗС типа «кольцо-перемычка» на кварцевой подложке

Наряду с ЗС меандрового и встречно-штыревого типа в литературе предлагались и другие планарные микрополосковые ЗС, имеющие более сложную геометрию. В частности, в работе [73] была представлена ЗС, которая представляет собой последовательность связанных колец с соединяющей их перемычкой (патчем), нанесенную на диэлектрическую подложку, которая помещена в прямоугольный волновод. Схема ЗС типа «кольцо-перемычка» представлена на рис. 1.37. В работе [73] такую ЗС предлагалось использовать для ЛБВ усилителя W-диапазона. При этом предполагалось, что взаимодействие происходит с прямой пространственной гармоникой при напряжении пучка около 15 кВ. Однако очевидно, что при снижении напряжения возможен синхронизм с –1-ой обратной пространственной гармоникой.

Рассмотрим электродинамические характеристики ЗС V-диапазона на кварцевой подложке, помещенной в прямоугольный волновод стандартного сечения. В таблице 1.5 представлены геометрические параметры структуры, обеспечивающие высокий коэффициент замедления. Расчеты были проведены в программном пакете COMSOL Multiphysics. На рис. 1.38а представлена дисперсионная характеристика ЗС. Поскольку, в отличие от меандровой и встречно-штыревой ЗС, данная система не обладает скользящей симметрией, на дисперсионная диаграмма имеет иную структуру: на рис. 1.38а в основной полосе пропускания мы видим не две, а одну моду. Для прямой гармоники сдвиг фазы на период структуры лежит в области $\varphi \in [0; \pi]$, для обратной — в области $\varphi \in [\pi; 2\pi]$. Как и у систем, рассмотренных выше, нижняя отсечка у основной моды отсутствует, а верхняя частота отсечки ~ 72 ГГц соответствует сдвигу фазы $\varphi = \pi$.

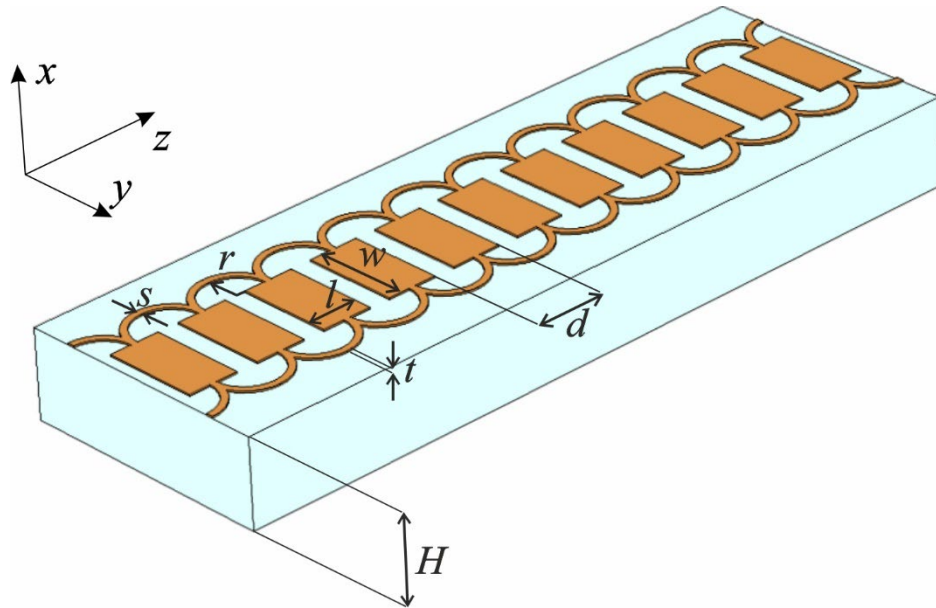


Рисунок 1.37. Схема ЗС типа «кольцо-перемычка» на диэлектрической подложке

Таблица 1.5. Геометрические размеры ЗС типа «кольцо-перемычка»

| Параметр | Значение |
|---|----------|
| Период ЗС, d (мкм) | 420 |
| Ширина патча, w (мкм) | 550 |
| Длина патча, l (мкм) | 295 |
| Ширина полоски, s (мкм) | 25 |
| Радиус кольца, r (мкм) | 210 |
| Толщина подложки, H (мкм) | 500 |
| Толщина металлического слоя, t (мкм) | 10 |
| Размеры волновода, $a \times b$, мм ² | 3.6×1.8 |

Рис. 1.38б иллюстрирует зависимость коэффициента замедления от частоты для прямой и обратной гармоники. Ввиду малых значений коэффициента замедления $n \sim 2.3 \div 4$ для прямой гармоники, что соответствует напряжениям свыше 11 кВ, такую ЗС целесообразно использовать в ЛОВ-генераторе, где взаимодействие с пучком осуществляется на обратной

гармонике. Синхронизм с обратной гармоникой в диапазоне 50-70 ГГц имеет место при достаточно низких напряжениях пучка 2-6.5 кВ (рис. 1.38в).

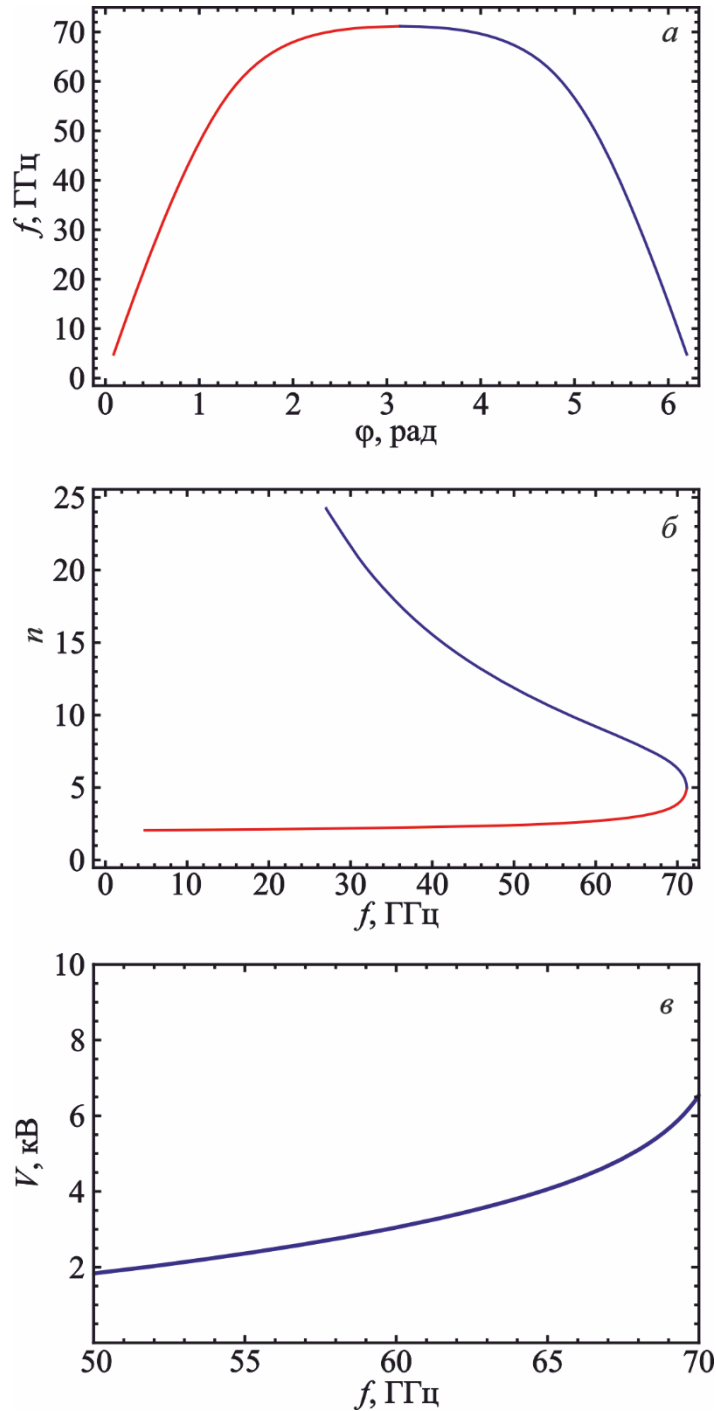


Рисунок 1.38. Электродинамические характеристики ЗС V-диапазона типа «кольцо-перемычка» на кварцевой подложке: (а) – дисперсионная характеристика (красный – прямая гармоника, синий – обратная); (б) – зависимость коэффициента замедления от частоты (красный – прямая гармоника, синий – обратная); (в) – зависимость напряжения синхронизма обратной гармоники от частоты.

Рис. 1.39 иллюстрирует распределение квадрата амплитуды пространственной гармоники в поперечном сечении исследуемой структуры. Видно, что в основном поле сосредоточено в области перемычки, характерная ширина распределения несколько превышает ее ширину w . Поэтому для дальнейших расчетов была выбрана ширина ленточного пучка $w_b = 550$ мкм. Как и в других планарных ЗС, поле имеет характер поверхностной волны, убывая при удалении от металлической поверхности. Однако поле убывает медленнее, чем у встречно-штыревой ЗС, поэтому может быть выбрана бóльшая толщина пучка $h_b = 100$ мкм при расстоянии от нижнего края пучка до поверхности микрополоска 50 мкм. Соответственно можно увеличить ток ЭП в два раза при сохранении плотности тока на уровне ~ 150 А/см². На рис. 1.39 границы пучка показаны прямоугольником.

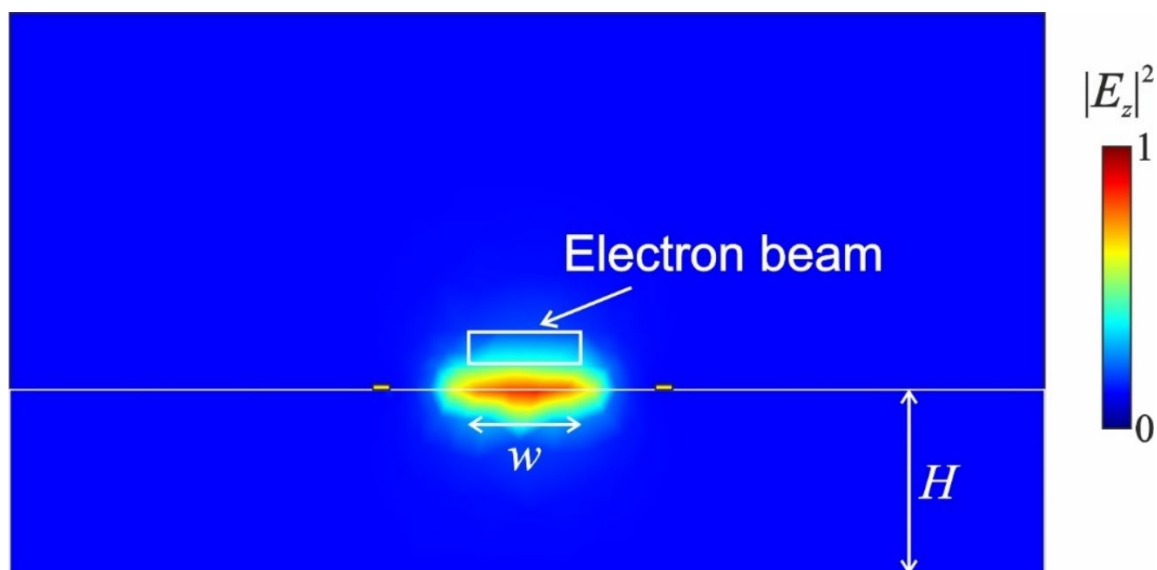


Рисунок 1.39. Распределение квадрата амплитуды пространственной гармоники на частоте 60 ГГц.

На рис. 1.40 представлена зависимость сопротивления связи от частоты при выбранных размерах пучка. Показано сопротивление связи на обратной гармонике, усредненное по поперечному сечению пучка. В рабочем диапазоне 50-70 ГГц сопротивление связи принимает значения 0.25-15 Ом.

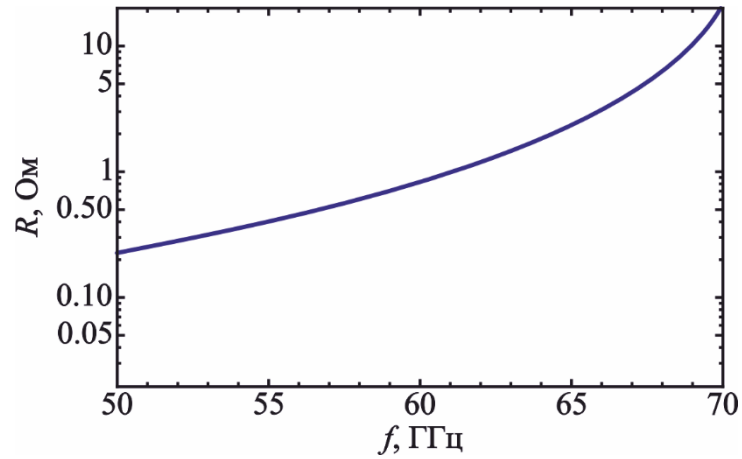


Рисунок 1.40. Зависимость сопротивления связи от частоты.

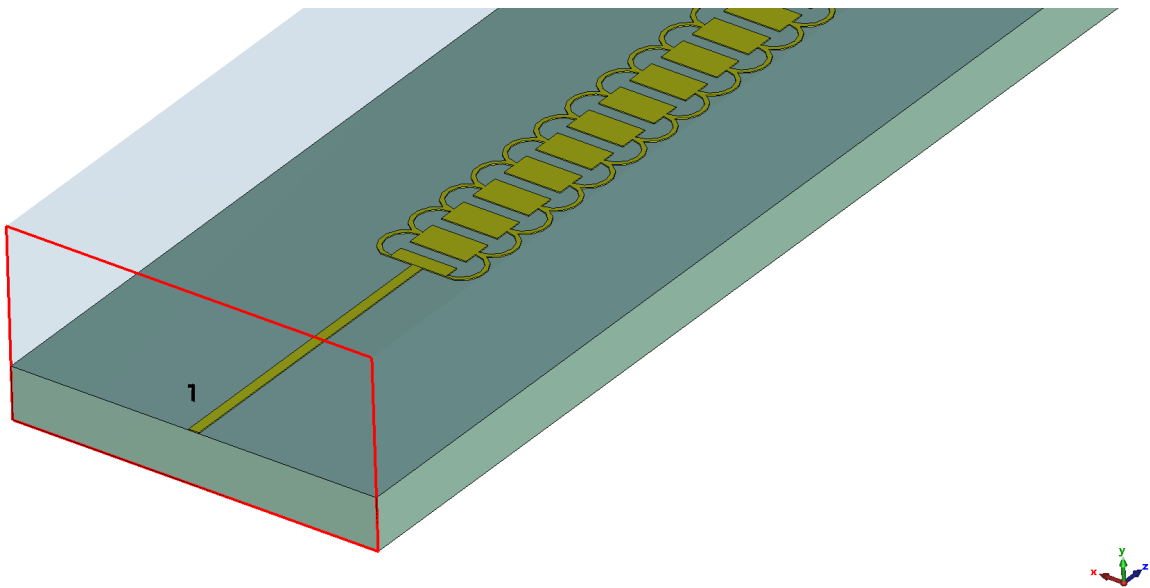


Рисунок 1.41. Система ввода/вывода энергии для ЗС типа «кольцо-перемычка»

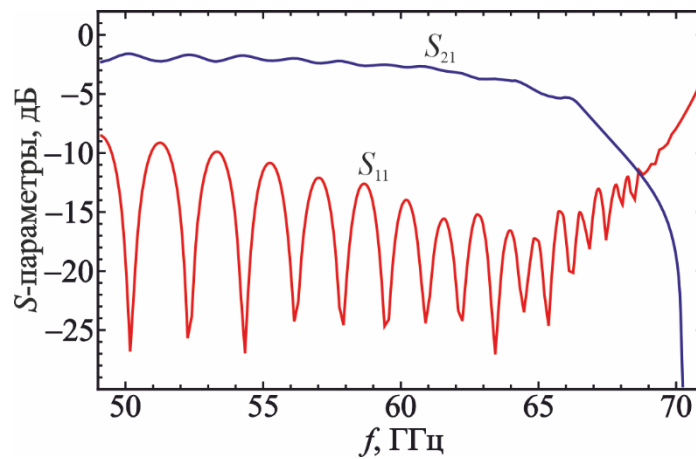


Рисунок 1.42. Частотные зависимости S-параметров для системы длиной 50 периодов с устройствами согласования.

Для возбуждения основной моды замедленной волны разработана система согласования, состоящая из подводящего полоска шириной 100 мкм, схема которой представлена на рис. 1.41. С использованием программного пакета CST Studio Suite во временной области были рассчитаны S-параметры для полноразмерной системы длиной 50 периодов. При этом, в соответствии с результатами раздела 1.6.2, эффективная проводимость меди была задана равной 2.25×10^7 См/м. Полученные зависимости S-параметров представлены на рис. 1.42. Предложенная конструкция обеспечивает согласование во всем рабочем диапазоне не хуже -10 дБ. Наименьшее значение коэффициента отражения $S_{11} \approx -15$ дБ достигается на частотах вблизи 62 ГГц. Потери на прохождение при указанном значении проводимости составляют 0.05-0.2 дБ/период, что примерно в два раза меньше, чем для микрополоскового меандра V-диапазона.

1.7.4. Моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛОВ с ЗС типа «кольцо-перемычка» на кварцевой подложке

Моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛОВ с ЗС типа «кольцо-перемычка» было проведено с использованием метода 3D PIC моделирования в программном пакете CST Studio Suite. Предполагалось, что взаимодействие происходит с ленточным ЭП током 100 мА и напряжением 3.7 кВ. Согласно представленной на рис. 1.38б зависимости $V(f)$, при выбранном напряжении частота синхронизма примерно равна 62 ГГц, что соответствует минимальным значениям отражения в полноразмерной системе (см. рис. 1.41). Фокусировка ЭП осуществлялась продольным однородным магнитным полем напряженностью 1.2 Тл. Длина ЗС составила 50 периодов (2.1 см).

На рис. 1.42а приведена временная реализация сигнала в выходном порте системы, рассчитанная при указанных выше параметрах ЗС и пучка. Видно, что установление колебаний происходит за время ~ 15 нс. При этом на временном промежутке 9-14 нс наблюдается слабая модуляция выходного сигнала, которая

постепенно затухает, так что при $t > 15$ нс амплитуда является практически постоянной. Установившееся значение амплитуды выходного сигнала соответствует мощности 2.8 Вт и КПД несколько меньше 1%. Выходная мощность на коллекторном конце системы на 3 порядка меньше, чем на пушечном конце, и составляет 12 мВт, что свидетельствует о хорошем уровне согласования.

На рис. 1.43б представлен спектр выходного сигнала, построенный по участку реализации 10-20 нс. Видно, что сигнал является близким к гармоническому с частотой 61.77 ГГц, что близко к частоте синхронизма. Боковые лепестки на рис. 1.43 связаны с наличием переходного процесса при вычислении спектра сигнала.

Также были исследованы энергетические характеристики пучка. На рис. 1.44 представлена зависимость энергии частиц вдоль продольной координаты системы в режиме установившихся колебаний. Этот рисунок иллюстрирует типичную картину группировки электронного пучка, который передаёт свою энергию электромагнитной волне.

На рис. 1.45 представлена пространственная картина распространения ЭП вдоль ЗС. По мере приближения к коллекторному концу достаточно заметным становится закручивание краев пучка, вызванное диокотронной неустойчивостью. Тем не менее, ввиду достаточно высокого фокусирующего магнитного поля, оседание электронов на ЗС не наблюдается.

Моделирование также проводилось при других значениях напряжения пучка. На рис. 1.46а представлена временная реализация выходного сигнала при напряжении 5 кВ. Хотя осцилляции огибающей сигнала на начальном этапе переходного процесса выражены сильнее, чем на рис. 1.42а, что связано с ростом безразмерной длины системы L , установление колебаний происходит за меньшее время ~ 9 нс. Выходная мощность в установившемся режиме составляет 9.33 Вт. Спектр выходного сигнала представлен на рис. 1.46б. Основная частота равна 66.72 ГГц, что также близко к частоте синхронизма.

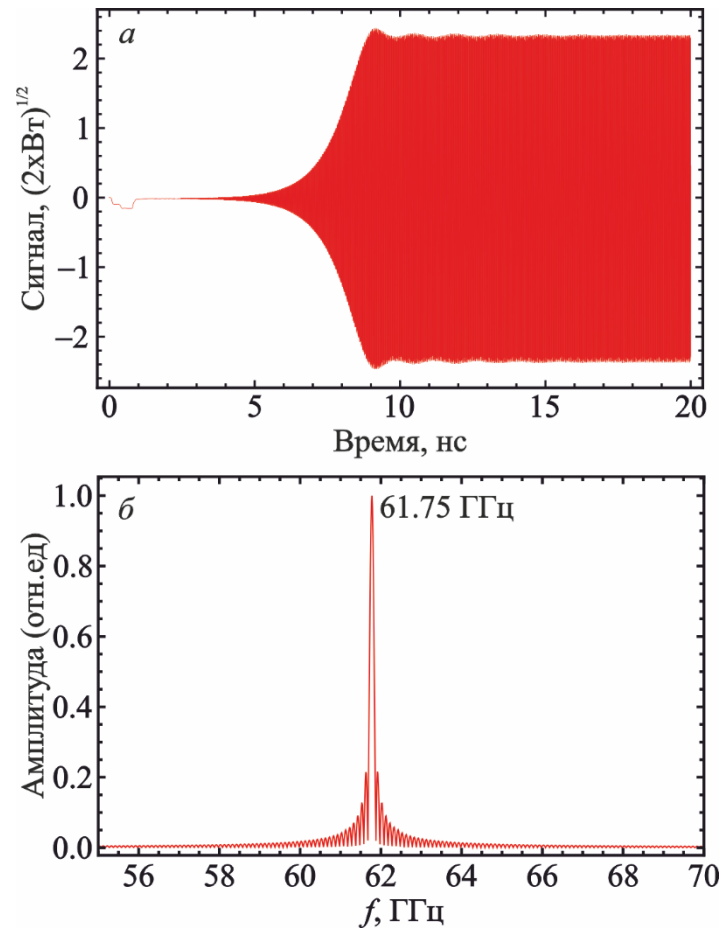


Рисунок 1.43. Временная реализация (а) и спектр выходного сигнала (б) при токе 100 мА и напряжении пучка 3.7 кВ.

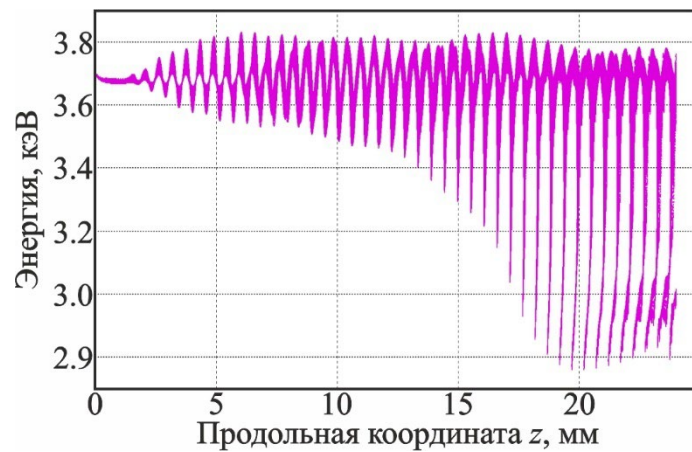


Рисунок 1.44. Энергетическая диаграмма пучка в режиме установившихся колебаний при токе 100 мА и напряжении пучка 3.7 кВ.

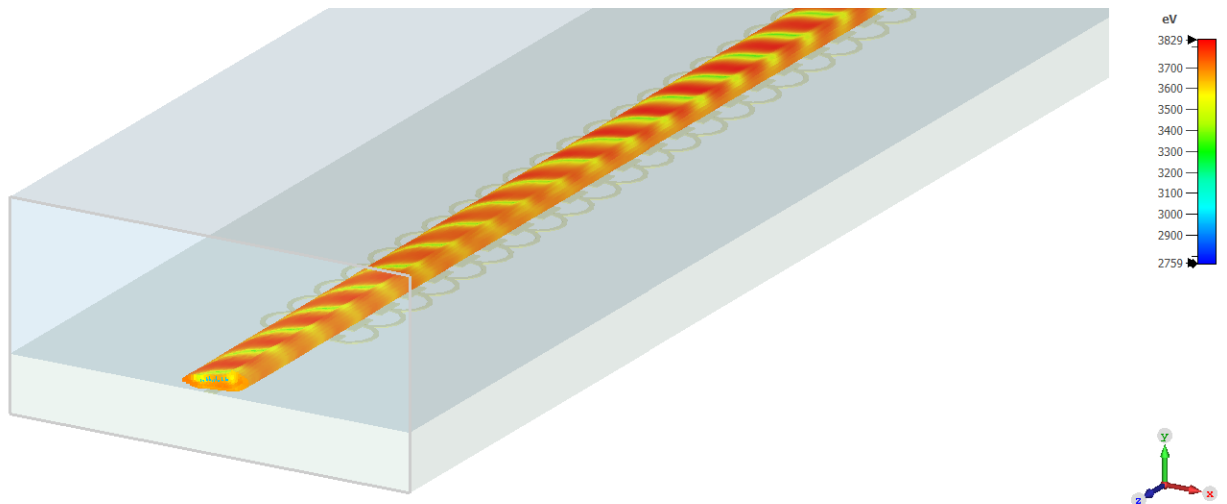


Рисунок 1.45. Пространственная картина распространения электронного пучка вдоль поверхности ЗС в режиме установившихся колебаний.

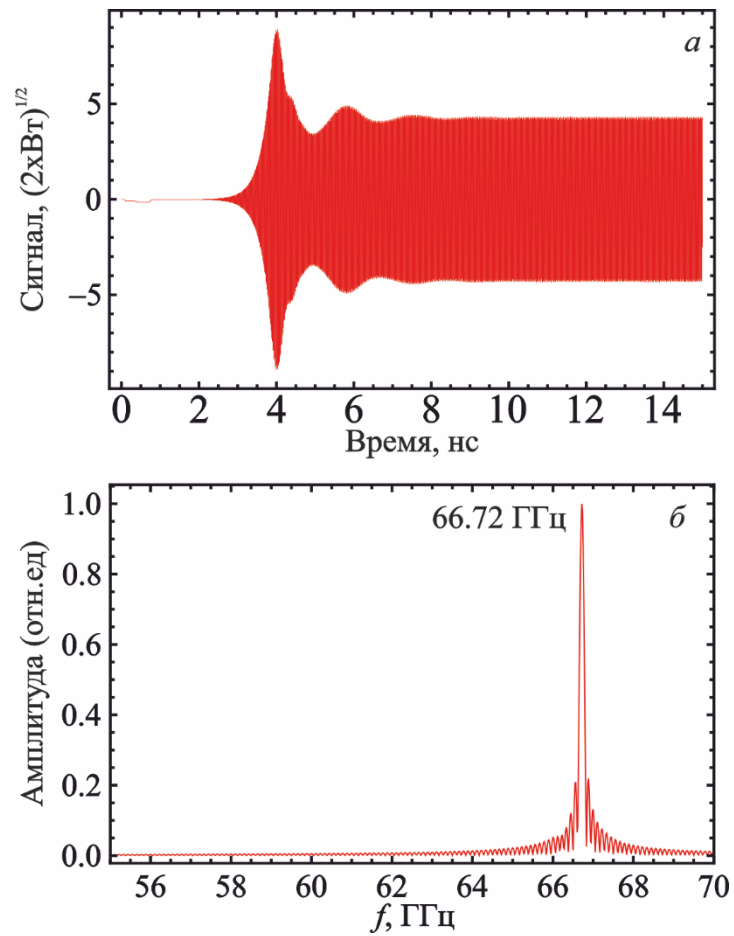


Рисунок 1.46. Временная реализация (а) и спектр выходного сигнала (б) при токе 100 мА и напряжении пучка 5 кВ.

1.8. Выводы

В главе 1 представлены результаты исследования электродинамических характеристик планарных микрополосковых ЗС на диэлектрических подложках для миниатюрных низковольтных приборов О-типа миллиметрового диапазона.

Рассмотрена конструкция ЗС в форме прямоугольного меандра V-диапазона (50-70 ГГц), для которой проведена оптимизация геометрических параметров с целью подавления паразитных объемных мод в рабочем диапазоне частот. Предложенная конструкция обеспечивает синхронизм на частотах вблизи 60 ГГц при напряжении пучка порядка 5 кВ. При этом сопротивление связи на этих частотах принимает довольно высокие значения порядка 10 Ом.

Проведено моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛБВ с ленточным электронным пучком током 100 мА. Было проведено предварительное моделирование с помощью известных уравнений одномерной нелинейной теории ЛБВ, а затем – уточнение результатов с помощью трехмерного метода РИС-моделирования. Показано, что в такой системе возможно реализовать высокий уровень усиления свыше 30 дБ и выходные мощности порядка нескольких десятков ватт.

Исследована возможность масштабирования исследуемой конструкции ЗС на более коротковолновые диапазоны: 75-110 ГГц и 110-170 ГГц. Показано, что при продвижении в более высокочастотный диапазон ЗС меандрового типа на диэлектрических подложках также могут обеспечивать электронно-волновое взаимодействие при напряжениях пучка ниже 10 кВ. Преимуществом предложенных конструкций ЗС являются высокие значения сопротивления связи до 15-20 Ом в рабочем диапазоне частот при взаимодействии с ленточным электронным пучком.

Предложена конструкция измерительной оснастки для экспериментального исследования электродинамических характеристик планарных ЗС V-диапазона, обеспечивающей согласование по уровню –10 дБ и ниже в широком диапазоне частот.

Проведено сопоставление результатов экспериментальных и численных исследований электродинамических характеристик системы. Получено хорошее соответствие частотных зависимостей коэффициента отражения и дисперсионных характеристик. Показано, что предложенная в работах [94,121,134] технология для изготовления микрополосковых ЗС обеспечивает высокую точность изготовления тонкопленочных микрополосковых структур на диэлектрических подложках.

Проведено сопоставление различных методов расчета омических потерь в тонкопленочных микрополосковых структурах (моделирование в частотной области в конечно-элементных пакетах COMSOL Multiphysics и ANSYS HFSS, моделирование во временной области в пакете CST Studio Suite). Сопоставление численных и экспериментальных результатов указывает на то, что эффективная проводимость медной пленки составляет примерно $2-2.5 \times 10^7$ См/м, что соответствует шероховатости поверхности ~ 200 нм. При таких значениях проводимости наблюдаются высокие значения омических потерь (0.2-0.35 дБ/период). При этом моделирование во временной области в программном пакете CST Studio Suite дает заниженные значения омических потерь по сравнению с моделированием методом конечных элементов в частотной области.

Исследованы электродинамические характеристики встречно-штыревой ЗС на диэлектрической подложке из кварца для миниатюрной низковольтной ЛОВ V-диапазона. Такая конструкция обеспечивает синхронизм ленточного ЭП с обратной пространственной гармоникой при напряжениях, не превышающих 2 кВ, а также высокие значения сопротивления связи до 18 Ом.

На основе одномерной нестационарной теории ЛОВ исследованы режимы генерации при токах пучка 25-50 мА, что соответствует плотности тока $\sim 50-100$ А/см² и длине системы 50 периодов (0.5 см). Показано, что при напряжении 1.5-2.5 кВ такая конструкция способна обеспечить выходной сигнал мощностью до 2.5 Вт в рабочем диапазоне.

Проведено моделирование электродинамических характеристик ЗС типа кольцо-перемычка для низковольтной ЛОВ V-диапазона. Взаимодействие с встречной электромагнитной волной с ЭП возможно при напряжениях 2-6 кВ в диапазоне 50-70 ГГц. Предложена конструкция системы согласования ЗС с микрополосковой линией. Трехмерное PС-моделирование электронно-волнового взаимодействия при токе пучка 100 мА показывает, что исследуемая конструкция способная обеспечить выходной сигнал с мощностью до ~9 Вт на частоте ~67 ГГц.

ГЛАВА 2. МНОГОЛУЧЕВЫЕ ЛБВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ПЛАНАРНЫМИ ЗС ТИПА МЕАНДР

ЛБВ с микрополосковыми ЗС на диэлектрических подложках, рассмотренные в главе 1, имеют достаточно высокий коэффициент усиления при низких значениях рабочих напряжений, что важно с точки зрения миниатюризации приборов. С другой стороны, их выходная мощность ограничена уровнями 20÷30 Вт. Возможности повышения мощности путем увеличения тока пучка ограничены, поскольку с увеличением плотности тока или с увеличением ширины пучка обостряются проблемы с его формированием и транспортировкой вдоль пространства взаимодействия, что может привести к оседанию электронов на диэлектрическую подложку. Также ввиду высокого уровня омических потерь в тонкопленочных структурах могут возникнуть проблемы с теплоотводом.

В данной главе рассматриваются возможности повышения выходной мощности ЛБВ с меандровыми ЗС за счет использования двухлучевого ленточного ЭП. В последнее время приборы с многолучевыми ленточными ЭП вызывают большой интерес. В частности, в ряде работ рассматривались ЛБВ суб-ТГц диапазона с пучком, состоящим из нескольких лучей, упорядоченных в горизонтальной плоскости [74-79, 99]. Пример такой структуры показан на рис. 2.1а. Отметим, что в данном случае многолучевой пучок взаимодействует с высшей поперечной модой, имеющей число вариаций поля по поперечной координате, равное числу лучей. Фактически такой прибор эквивалентен нескольким параллельно включенным ЛБВ, поэтому коэффициент усиления остается примерно тем же, что и для однолучевой ЛБВ, а выходная мощность увеличивается пропорционально числу лучей. Также возникает проблема конкуренции со стороны низших поперечных мод. Для ее устранения обычно предлагается использовать поглощающие элементы в виде продольных диэлектрических вставок с большими потерями (см. рис. 2.1б), что заметно усложняет конструкцию прибора. Еще одной проблемой является ввод и вывод

сигнала, имеющего структуру высшей поперечной моды. Для ее решения необходима разработка соответствующих устройств — преобразователей мод (см., например, [79,80]).

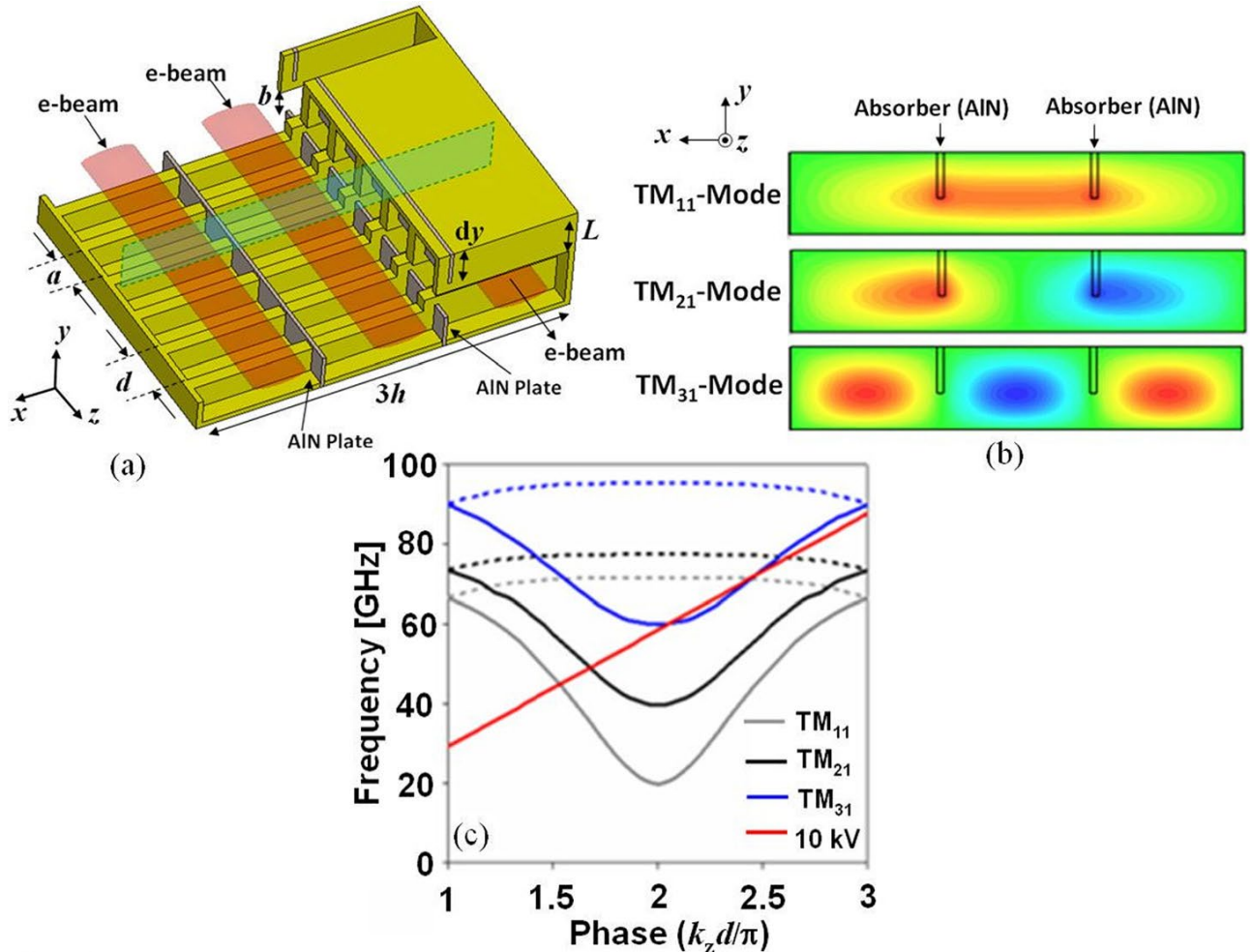


Рисунок 2.1. Конструкция ЗС типа гребенка с локальными поглотителями (а), распределения поля первых трех поперечных мод (б) и их дисперсионные характеристики (с) из работы [74].

В данной главе рассматриваются два варианта двухлучевой ЛБВ с меандровыми ЗС, свободные от указанных недостатков. Первая конструкция представляет собой ЛБВ с ЗС в виде связанных меандров на диэлектрической подложке, в которой взаимодействие происходит с двухлучевым ЭП, отдельные лучи которого ориентированы в горизонтальной плоскости. Вторая конструкция представляет собой ЛБВ с полосковой ЗС в виде меандра с металлическими опорами. В данном случае рассматривается цельнометаллическая структура, помещенная в прямоугольный волновод, что позволяет обеспечить

взаимодействие с двухлучевым ЭП, отдельные лучи которого ориентированы в вертикальной плоскости.

2.1. Низковольтная двухлучевая ЛБВ V-диапазона с ЗС типа связанных меандров на диэлектрической подложке

2.1.1. Электродинамические характеристики ЗС

Была предложена новая конструкция микрополосковой ЗС V-диапазона, которая является модификацией ЗС в виде одиночного меандра на диэлектрической подложке. Схема ЗС представлена на рис. 2.2. Она представляет собой тонкую металлическую пленку в форме двух меандров, которые электрически соединены между собой полосковыми линиями. Соответственно, для этого потребовалось увеличить период системы и уменьшить ширину микрополоска. Размеры структуры представлены в Таблице 2.1. Предполагается, что над поверхностью металлического меандра распространяется ленточный ЭП толщиной 100 мкм. Расстояние от поверхности металла до нижнего края пучка составляет 75 мкм. Отметим, что рассматриваемая система представляет собой вариант ЛБВ со связанными линиями передачи (СЛП), которые активно исследовались в 1970-х годах [81].

Исследование электродинамических характеристик ЗС проводилось согласно методике, изложенной в разделе 1.2. При моделировании предполагалось, что меандр располагается на диэлектрической пластине из кварца ($\epsilon = 3.75$). На рис. 2.3а представлена дисперсионная характеристика исследуемой структуры. Основная мода расщепляется на симметричную и антисимметричную, что типично для ЛБВ СЛП [81]. Отметим, что у симметричной моды нижняя частота отсечки отсутствует, а у антисимметричной нижняя частота отсечки составляет ~ 40 ГГц. При этом, в силу нарушения скользящей симметрии, на π -виде колебаний наблюдается разрыв дисперсионных характеристик обеих мод и возникновение полосы

непропускания в районе ~ 70 ГГц. При указанных в Таблице 2.1 размерах ширина полосы непропускания $\sim 1-2$ ГГц.

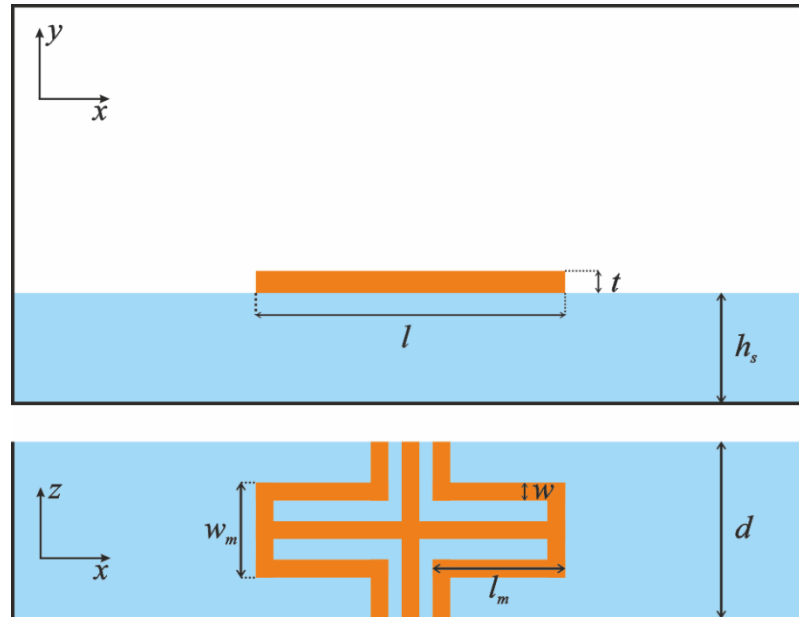


Рисунок 2.2. Схема ЗС в виде связанных меандров на диэлектрической подложке.

Таблица 2.1. Геометрические параметры ЗС V-диапазона в виде связанных меандров

| Параметр | Значение |
|---|----------|
| Период, d , мкм | 240 |
| Толщина подложки, h_s , мкм | 200 |
| Ширина меандра, l_m , мкм | 650 |
| Ширина меандра, w_m , мкм | 150 |
| Ширина полоски, w , мкм | 30 |
| Ширина проводящего слоя, l , мкм | 1500 |
| Толщина проводящего слоя, t , мкм | 10 |
| Размеры волновода, $a \times b$, мм ² | 1.8×1.8 |

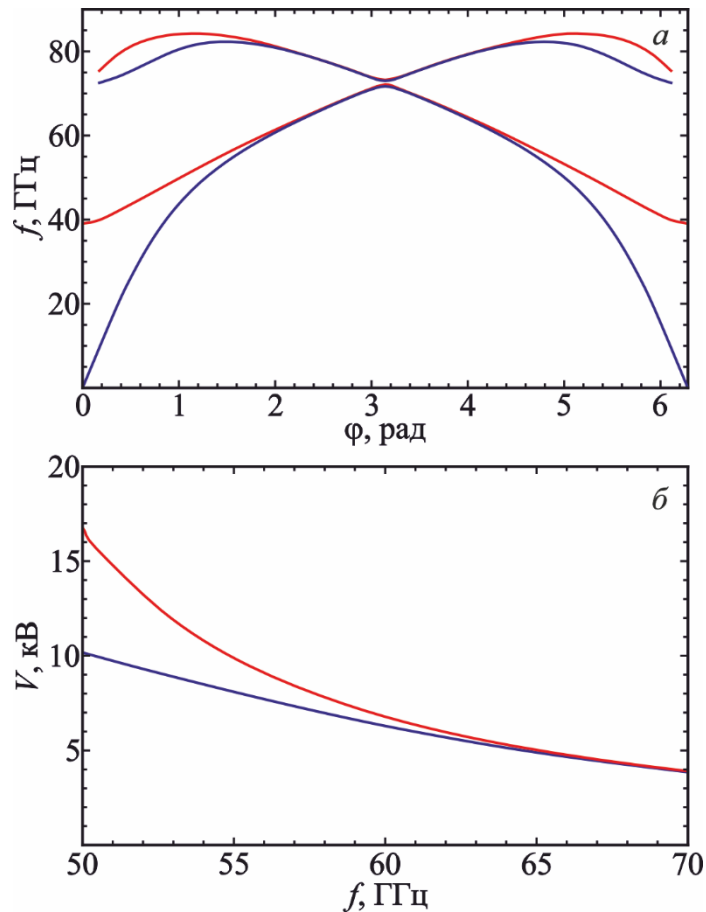


Рисунок 2.3. Электродинамические параметры ЗС в виде связанных меандров для симметричной (синяя кривая) и антисимметричной (красная кривая) моды: (а) – дисперсионная характеристика; (б) – зависимость напряжения синхронизма от частоты.

На рис. 2.3б представлены зависимости напряжения синхронизма от частоты на основной гармонике в рабочем диапазоне частот. Для симметричной моды напряжение синхронизма составляет 4-10 кВ, для антисимметричной – 4-17 кВ, причем на частотах свыше 60 ГГц зависимости практически совпадают.

На рис. 2.4 представлены распределения E_z -компоненты электрического поля на частоте 60 ГГц, из которых видно, что одна мода действительно является антисимметричной, другая — симметричной.

Как было сказано выше, с целью повышения мощности пучка при сохранении адекватных значений плотности тока возможно использование ЭП с большим аспектным соотношением. Проведен расчет сопротивления связи R для пучка шириной 1450 мкм (его границы соответствуют широкому

прямоугольнику на рис. 2.4а). Зависимости $R(f)$ представлены на рис. 2.5. Для обеих мод сопротивление связи принимает довольно высокие значения. На длинноволновом конце рабочего диапазона для симметричной моды оно оказывается выше, чем для антисимметричной, однако на частотах свыше 60 ГГц сопротивления связи для двух мод оказываются практически одинаковыми, причем вблизи частоты 60 ГГц $R \approx 10 \div 12$ Ом.

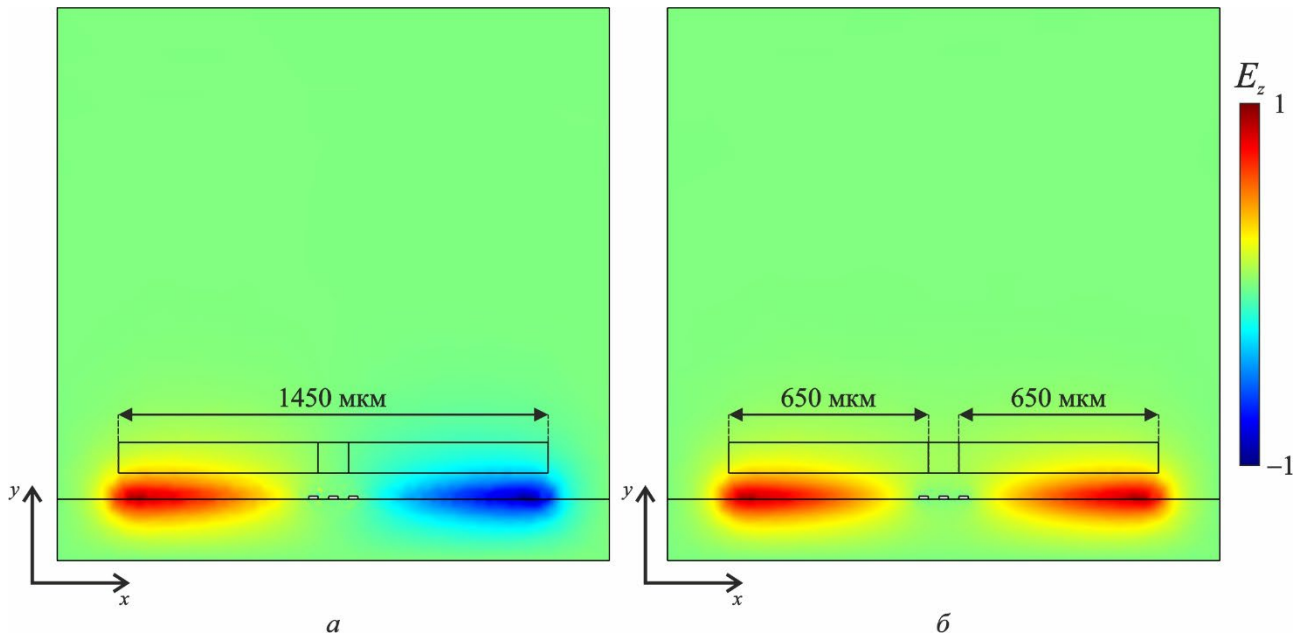


Рисунок 2.4. Распределение продольной компоненты электрического поля для антисимметричной (а) и симметричной (б) моды на частоте 60 ГГц.

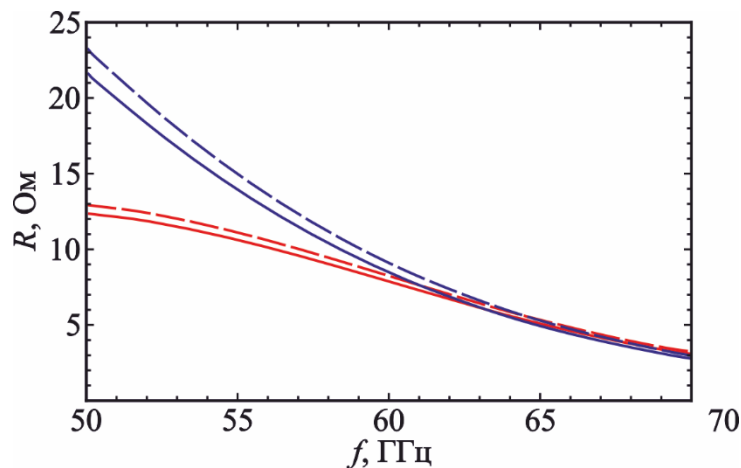


Рисунок 2.5. Зависимости сопротивления связи ЗС в виде связанных меандров от частоты для симметричной (синяя кривая) и антисимметричной (красная кривая) моды в случае однолучевого (сплошные линии) и двухлучевого (штриховые) ЭП.

Однако из рис. 2.4 видно, что в области, соответствующей центральному проводнику ЗС, напряженность поля близка к нулю. Как следствие, ЭП практически не взаимодействует с замедленной электромагнитной волной в этой области. Этот факт подтверждают зависимости распределения амплитуды пространственной гармоники от поперечной координаты x , рассчитанные на частоте 60 ГГц на расстоянии 125 мкм от поверхности меандра, что соответствует середине пучка по координате y . Из полученного распределения (см. рис. 2.6) видно, что в плоскости симметрии $x = 0$ амплитуда пространственной гармоники для обеих мод имеет минимум. При этом для антисимметричной моды поле меньше, чем для симметричной, причем в плоскости $x = 0$ оно обращается в нуль, что объясняет более высокие значения сопротивления связи симметричной моды.

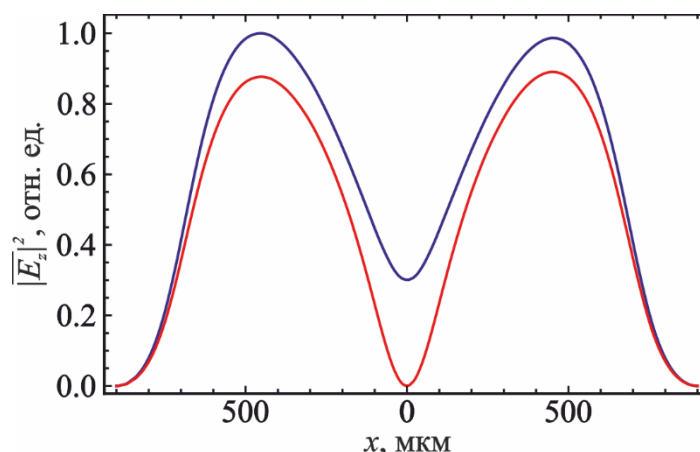


Рисунок 2.6. Распределение квадрата амплитуды пространственной гармоники для симметричной (синяя) и антисимметричной (красная) моды на частоте 60 ГГц в области распространения пучка.

Известно также, что деформация ленточных ЭП за счет диокотронной неустойчивости возрастает при увеличении аспектного соотношения. Поэтому целесообразно вместо одного широкого ЭП использовать два отдельных ЭП, расположенных симметрично относительно плоскости центрального проводника. Был проведен расчет сопротивления связи для двух ленточных ЭП шириной 650 мкм каждый, что соответствует ширине отдельного меандра (узкие

прямоугольники на рис. 2.4б). Расстояние между центральными линиями отдельных ЭП составляет 425 мкм. Использование двух отдельных ЭП приводит к росту сопротивления связи вблизи точки синхронизма примерно на 1 Ом. Соответствующие зависимости показаны на рис. 2.5 штриховыми линиями.

Таким образом наиболее целесообразным является взаимодействие на симметричной моде с двухлучевым ЭП. При этом, при одинаковых значениях полного тока, рост плотности тока для двухлучевого пучка по сравнению с однолучевым составит всего 11.5%. Например, в случае полного тока 200 мА плотность тока для одиночного широкого пучка составит 138 А/см^2 , в то время как для случая двухлучевого пучка – 154 А/см^2 . Как было сказано выше (раздел 1.4), такие значения плотности тока являются достижимыми для современных электронно-оптических систем.

Была разработана система согласования, обеспечивающая трансформацию основной моды тройной микрополосковой линии в симметричную моду ЗС (рис. 2.7). Возбуждение антисимметричной моды в такой конфигурации практически отсутствует. В ходе моделирования предполагалось, что эффективная проводимость меди, из которой изготовлен меандр, составляет $2.25 \times 10^7 \text{ См/м}$. Полученные частотные зависимости S-параметров представлены на рис. 2.8.

Предложенная система согласования обеспечивает отражения на уровне, не превышающем –14 дБ во всем частотном диапазоне. При этом на зависимости S_{11} наблюдается пик вблизи 70 ГГц, что соответствует наличию расщепления дисперсионных характеристик на π -виде колебаний. Потери на прохождение в полноразмерной системе длиной 83 периода (19.92 мм) составляют 9-45 дБ, что соответствует затуханию 0.1-0.5 дБ/период. Такие значения затухания оказываются выше, чем в случае одиночного меандра (см раздел 1.6.2), что связано с уменьшением групповой скорости при приближении к границе полосы непропускания, а также с большей площадью металла на период системы.

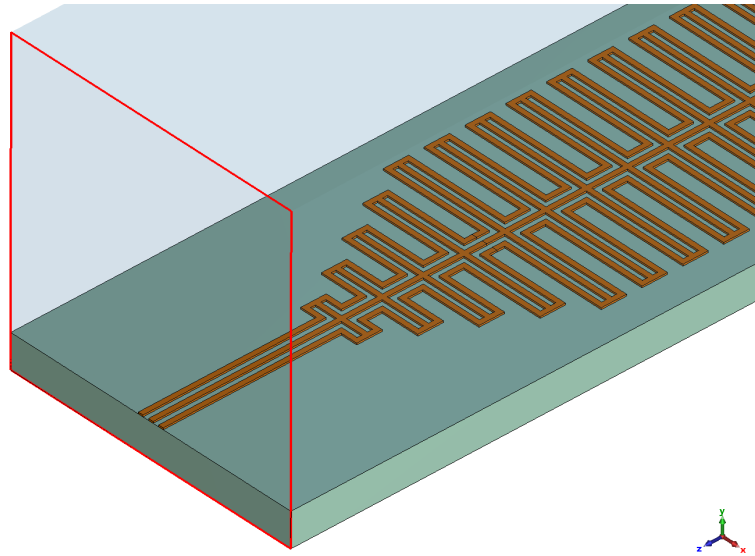


Рисунок 2.7. Конструкция согласующих устройств для ЗС в виде связанных меандров.

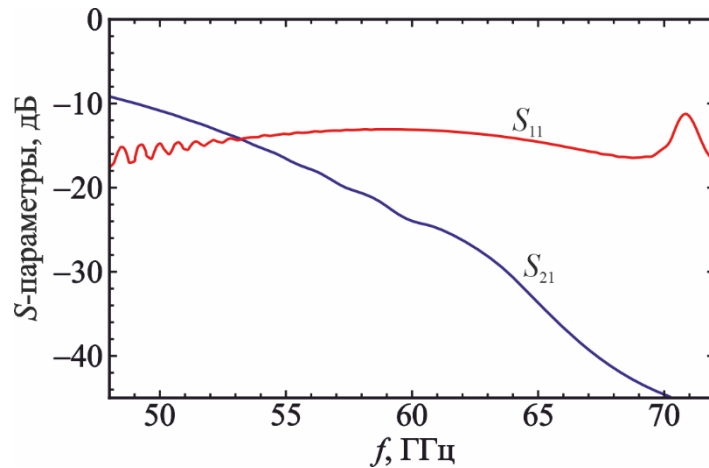


Рисунок 2.8. S-параметры полноразмерной ЗС в виде связанных меандров длиной 83 периода с устройствами согласования.

2.1.2. Моделирование электронно-волнового взаимодействия

Моделирование режимов электронно-волнового взаимодействия вначале проводилось с использованием одномерной теории ЛБВ, описанной в разделе 1.4.1, а далее верифицировалось с помощью 3D PIC-моделирования в пакете CST Studio Suite. При моделировании на основе одномерной теории дисперсия, сопротивление связи и затухание выбирались в соответствии с параметрами симметричной моды ЗС. Рассматривалась модель системы длиной 83 периода с описанными выше устройствами согласования. В ходе

моделирования предполагалось, что двухлучевой ЭП с сечением одного луча $650 \times 100 \text{ мкм}^2$ (см. рис. 2.4) имеет полный ток 200 мА при напряжении 6 кВ.

На рис. 2.9 представлены частотные зависимости коэффициента усиления при входной мощности 10 мВт, полученные по нелинейной одномерной теории ЛБВ, а также с использованием РИС-моделирования. Согласно одномерной теории, максимальный коэффициент усиления достигает 25 дБ на частоте примерно 63 ГГц, а ширина полосы усиления по уровню -3 дБ составляет порядка 1.5 ГГц. Моделирование с помощью пакета в CST Studio Suite предсказывает примерно такие же значения, однако полученная зависимость оказывается смещена по частоте примерно на 2 ГГц. Данный факт является следствием различных способов пространственной дискретизации системы в программных пакетах CST Studio Suite и COMSOL Multiphysics, где ранее были рассчитаны электродинамические характеристики, используемые для моделирования по одномерной теории.

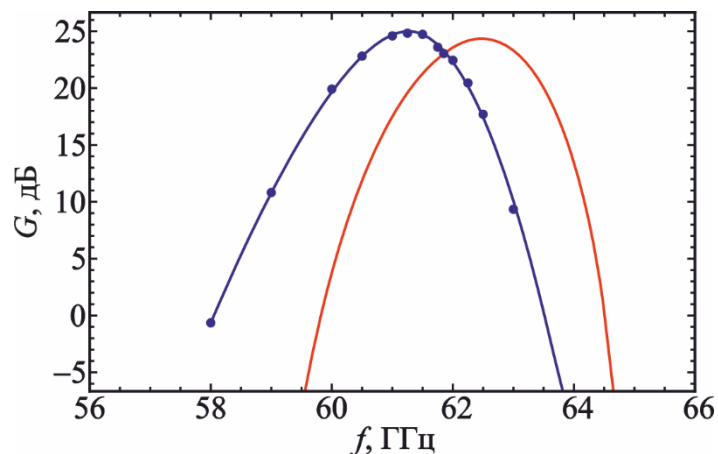


Рисунок 2.9. Частотные зависимости коэффициента усиления ЛБВ при токе 0.2 А и напряжении 6 кВ в линейном режиме работы при входной мощности 10 мВт (синяя – РИС моделирование, красная – одномерная нелинейная теория ЛБВ)

Отметим, что в ходе РИС моделирования поле замедленной волны сохраняло симметричную структуру, трансформация в антисимметричную моду не наблюдалась. Подтверждением служит тот факт, что в выходной порт проникала только низшая мода тройной полосковой линии, а остальные моды имели пренебрежимо малую мощность.

Моделирование нелинейных режимов взаимодействия проводилось с помощью пакета CST. Зависимости выходной мощности от входной при различных значениях частоты входного сигнала представлены на рис. 2.10. Вблизи частоты 62 ГГц выходная мощность в режиме насыщения составляет порядка 50 Вт при входной мощности 0.5-0.7 Вт. При дальнейшем повышении частоты максимальная выходная мощность остается примерно той же самой, однако заметно вырастает входная мощность, при которой достигается насыщение. КПД в режиме насыщения может достигать 4%.

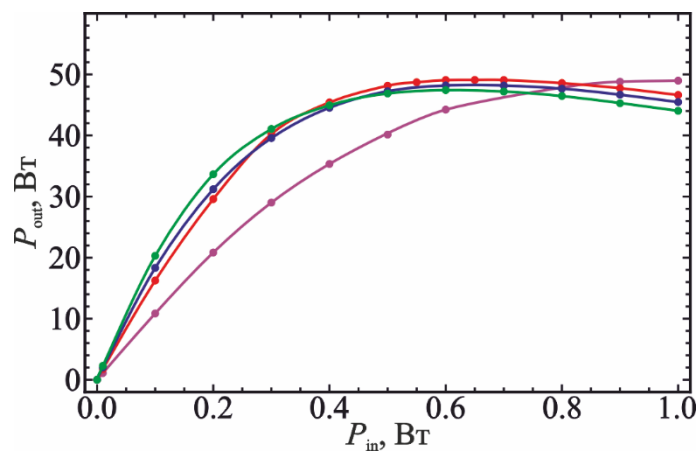


Рисунок 2.10. Зависимость выходной мощности от входной при различных частотах входного сигнала для ЛБВ с ЗС сдвоенный меандр: зеленая – 61.75 ГГц, синяя 61.85 ГГц, красная – 62 ГГц, фиолетовая – 62.25 ГГц.

Таким образом, предложенная конструкция позволяет увеличить выходную мощность ЛБВ более чем в два раза по сравнению с однолучевой ЛБВ с ЗС в виде одиночного меандра на тех же частотах при аналогичных значениях напряжения пучка (см. раздел 1.4.2). Отметим, что в рассматриваемой двухлучевой ЛБВ число периодов меандра уменьшилось со 125 до 83, а полная длина структуры, соответственно, с 2.25 см до 2 см.

В расчетах предполагалось, что фокусировка пучка осуществляется однородным продольным магнитным полем величиной 1 Тл. Такое магнитное поле позволяет транспортировать электронный пучок на расстояние 2 см без оседания на металлическую или диэлектрическую поверхность. На рис. 2.11 представлен вид ЭП в поперечном сечении вблизи коллекторного конца

пространства взаимодействия, а на рис. 2.12 — зависимость энергии частиц от продольной координаты в режиме насыщения. Некоторая асимметрия между правым и левым пучками обусловлена неоднородностью поперечного распределения поля пространственной гармоники (рис. 2.6), максимумы которой смещены к внешним границам меандра. Внешний край правого пучка закручиваясь, приближается к поверхности ЗС и начинает сильнее взаимодействовать с ВЧ полем. Внешний край левого пучка, напротив, удаляется от поверхности ЗС, смещаясь в область, где ВЧ поле ослабевает.

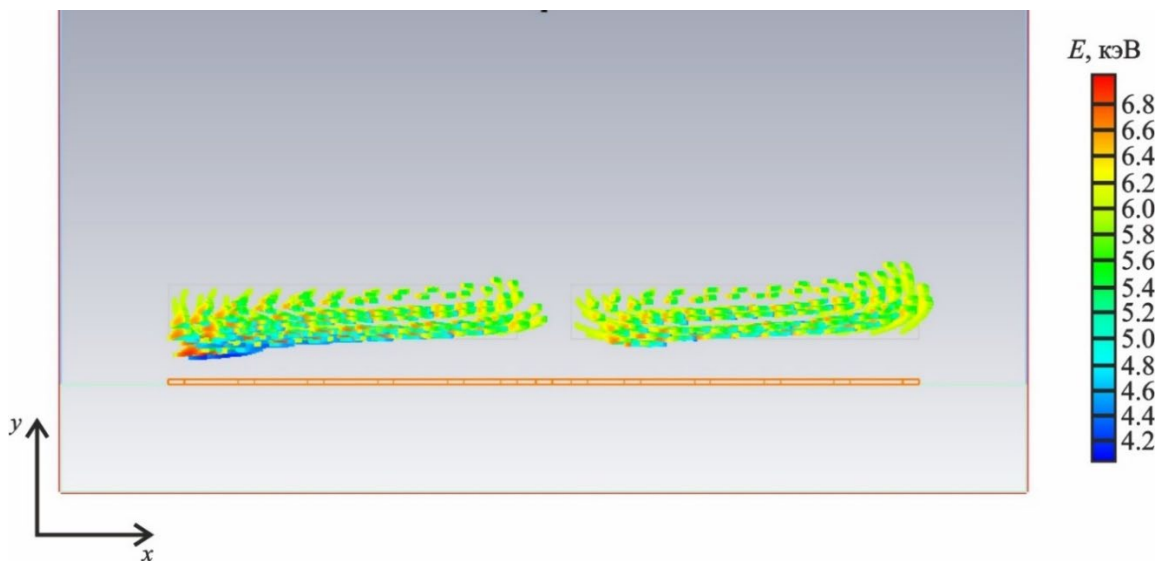


Рисунок 2.11. Пространственная картина распространения двухлучевого ЭП вдоль поверхности ЗС

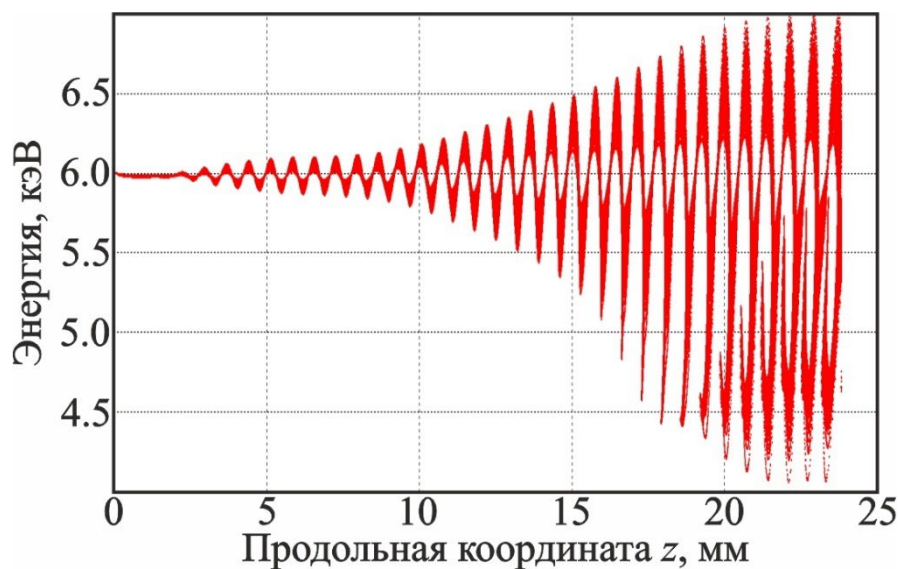


Рисунок 2.12. Энергетическая диаграмма пучка на частоте 62 ГГц при входной мощности 0.65 Вт, токе пучка 200 мА и напряжении 6 кВ.

2.2. Двухлучевая ЛБВ W-диапазона с полосковой ЗС типа меандр с металлическими опорами

2.2.1. Электродинамические параметры ЗС

Одной из проблем, возникающих в ЛБВ с планарными ЗС на диэлектрических подложках, является вероятность оседания пучка на поверхность диэлектрика, что может привести к возникновению запирающего потенциала, препятствующего распространению ЭП. При толщине полоски в несколько мкм токооседание, а также высокие омические потери, могут привести к разрушению электродинамической структуры.

В связи с этим была предложена новая конструкция ЗС типа меандр с металлическими опорами для двухлучевой ЛБВ W-диапазона. На рис. 2.13 представлена схема ЗС, которая представляет собой металлическую полоску толщиной t_{me} в форме меандра с боковыми опорами, которые упираются в стенки прямоугольного волновода сечением $a \times b$. Изготовление такой структуры возможно с использованием современных технологий на основе лазерной микрообработки тонких медных пленок [82, 100]. Исходя из технологических возможностей толщина меандра была выбрана равной 200 мкм.

Отметим, что в данной системе возможно взаимодействие с двумя ленточными ЭП, распространяющимися сверху и снизу от металлической пластины, аналогично приборам с ЗС лестничного типа (см., например, [83]).

Электродинамические характеристики ЗС рассчитывались с использованием программного пакета COMSOL Multiphysics на основе методики, описанной в разделе 1.2. Выбор геометрических параметров ЗС осуществлялся исходя из того, чтобы напряжение ЭП не превышало 15 кВ, а рабочий диапазон частот находился в области 90-100 ГГц. В итоге были найдены оптимизированные размеры системы, которые представлены в Таблице 2.2.

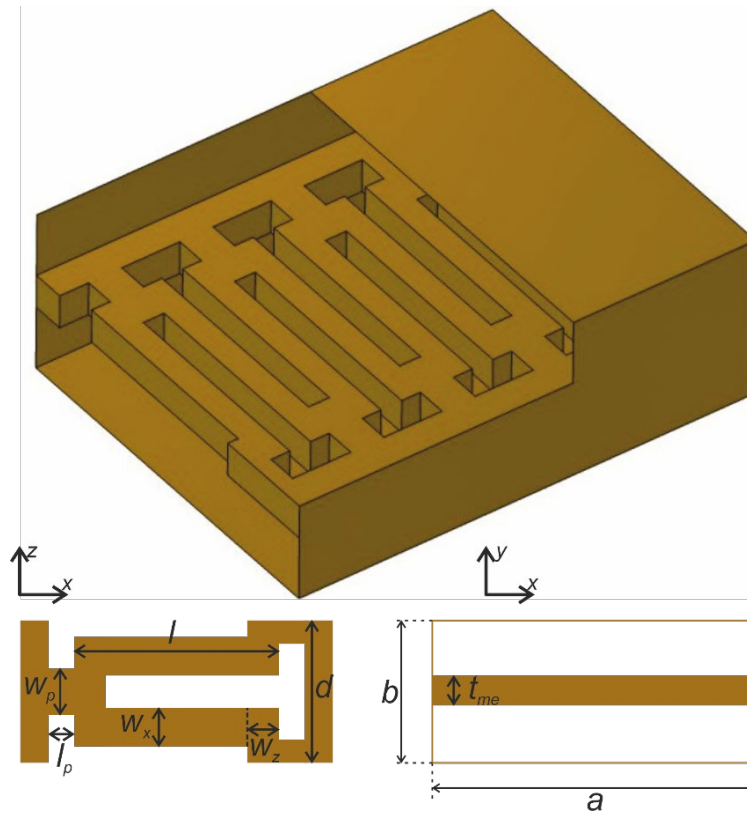


Рисунок 2.13. Схема ЗС типа меандр с металлическими опорами.

Таблица 2.2. Геометрические параметры ЗС типа меандр с металлическими опорами для ЛБВ W-диапазона

| Геометрический параметр | Значение (мкм) |
|---------------------------------|----------------|
| Размеры волновода, $a \times b$ | 2200×960 |
| Период, d | 550 |
| Ширина меандра, l | 1450 |
| Ширина полоски, w_x | 150 |
| Ширина полоски, w_z | 225 |
| Ширина опоры, w_p | 200 |
| Длина опоры, l_p | 180 |
| Толщина полоска, t_{me} | 200 |

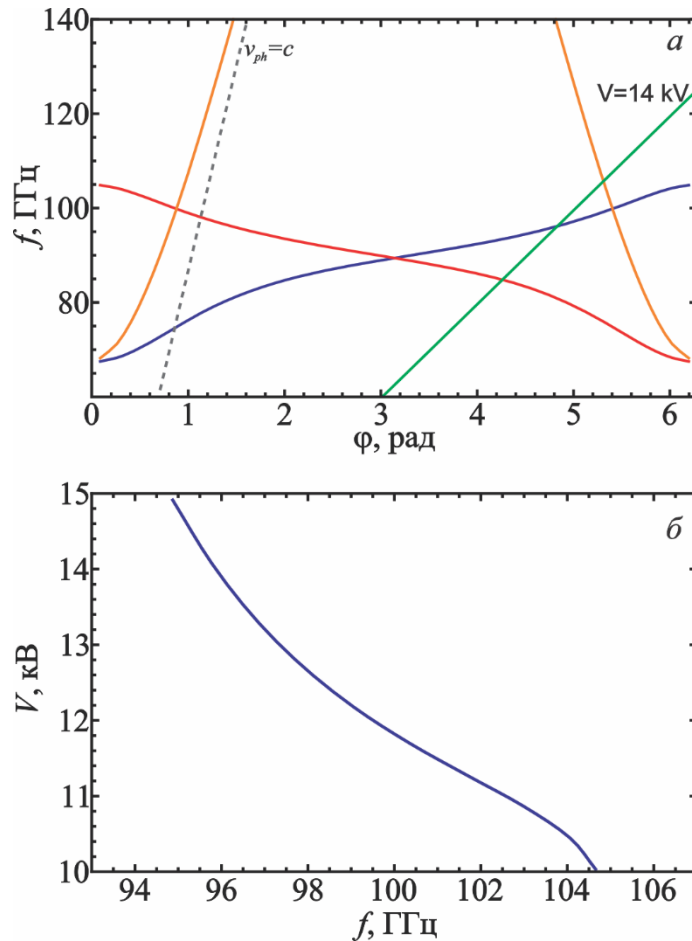


Рисунок 2.14. Электродинамические характеристики ЗС W-диапазона типа металлический меандр с опорами: а – дисперсионная характеристика ЗС типа меандр с металлическими опорами (синяя кривая – прямая гармоника, красная – обратная гармоника, оранжевые – быстрые объемные моды); б – зависимость напряжения синхронизма прямой гармоники от частоты.

На рис. 2.14а представлена дисперсионная характеристика ЗС при указанных геометрических параметрах. Из полученных зависимостей видно, что в рабочем диапазоне частот могут распространяться две замедленные волны, дисперсионные характеристики которых смыкаются на π -виде колебаний вблизи частоты 90 ГГц, что обусловлено наличием скользящей симметрии (ср. раздел 1.2). Также присутствует быстрая (незамедленная) объемная волна. Нижняя частота отсечки как объемной, так и поверхностных мод, определяется шириной волновода a : $f_c = c/(2a)$. На рис. 2.14а также зеленым цветом нанесена линия пучка при напряжении 14 кВ. При указанных размерах синхронизм пучка

с попутной замедленной волной достигается близи 96 ГГц, а на встречной гармонике частота синхронизма близка к 85 ГГц.

Рис. 2.14б показывает, что для обеспечения синхронизма на частотах 95-105 ГГц необходимы напряжения пучка 10-15 кВ.

Характерные распределения компонент электрического поля для замедленной и быстрой объемной моды в поперечном сечении представлены на рис. 2.15а и 2.15б соответственно. Электрическое поле замедленной волны имеет доминирующую продольную компоненту, которая в основном сосредоточена между плечами меандра и ослабевает по мере удаления от центральной пластины. Однако напряженность поля в области распространения ЭП (контуры пучков показаны прямоугольниками) оказывается довольно высокой, так что обеспечиваются приемлемые значения сопротивления связи. Амплитуда поперечной компоненты имеет примерно на два порядка меньшую величину.

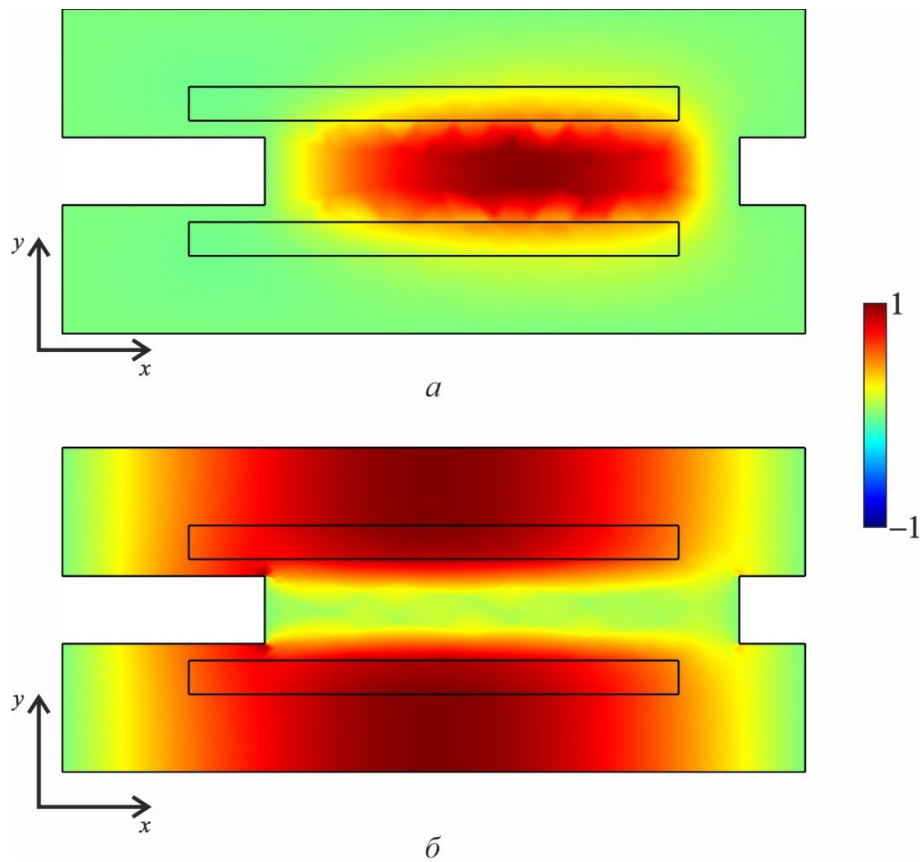


Рисунок 2.15. Распределение E_z -компоненты поля замедленной моды (а) и E_y -компоненты поля быстрой моды (б) на частоте 96 ГГц в нормированных единицах. Прямоугольниками показаны границы электронных пучков.

Поле объемной моды сосредоточено в основном в областях над и под центральной пластиной, где оно имеет характер моды TE_{10} прямоугольного волновода. Действительно, меандровая структура, по сути, разделяет прямоугольный волновод на два по его узкой стенке, и поле объемной моды почти не проникает в область между плечами меандра. Соответственно, электрическое поле объемной моды имеет в основном y -компоненту, вследствие чего эта мода практически не взаимодействует с ЭП.

На рис. 2.16а представлены зависимости сопротивления связи от частоты для прямой и обратной гармоник. В расчетах предполагалось, что ЭП состоит из двух лучей сечением $1450 \times 100 \text{ мкм}^2$, а расстояние от краев лучей до поверхности ЗС составляет 75 мкм. Ширина пучка выбрана равной ширине меандра.

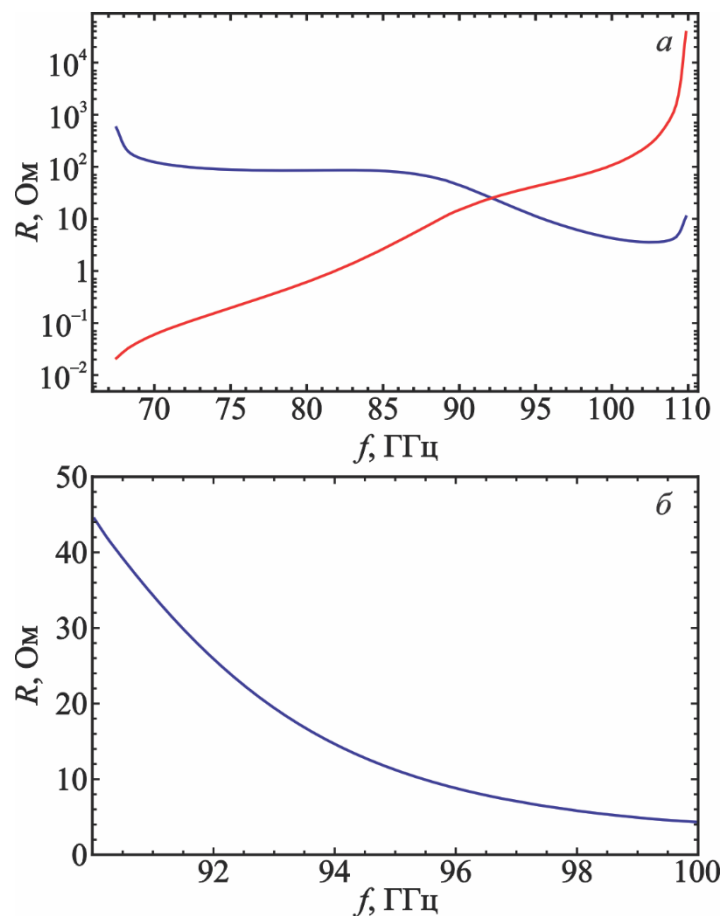


Рисунок 2.16. Зависимость сопротивления связи от частоты: а – в логарифмическом масштабе (синяя – прямая гармоника, красная – обратная гармоника), б – в линейном масштабе для прямой гармоники.

На рис. 2.16б приведен увеличенный фрагмент зависимости сопротивления связи для прямой гармоники в рабочем диапазоне частот 90-100 ГГц. Видно, что сопротивление связи принимает высокие значения 5-40 Ом. Однако сопротивление связи обратной гармоники вблизи частоты синхронизма 85 ГГц также достаточно велико и составляет около 1.5 Ом, что может привести к самовозбуждению ЛБВ на обратной гармонике.

Для представленной конструкции ЗС предложена система согласования с подводящей полосковой линией, схема которой представлена на рис. 2.17. Данная конструкция последовательно переходит из ЗС в полосковую линию в *H*-образном волноводе, который согласуется с полосковой линией в прямоугольном волноводе.

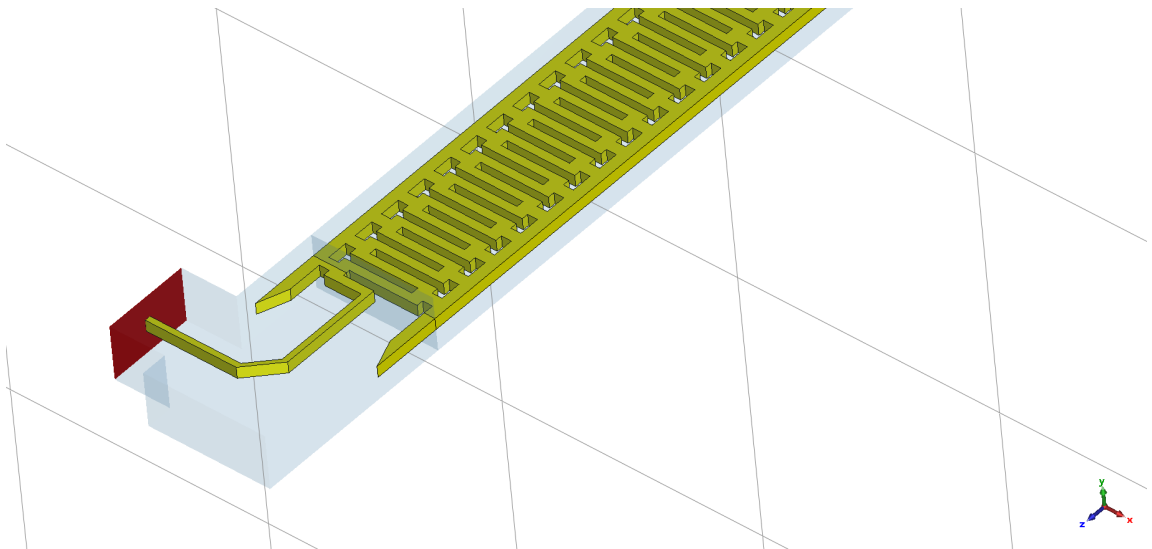


Рисунок 2.17. Конструкция системы ввода/вывода энергии для ЗС типа меандр с металлическими опорами.

Частотные зависимости *S*-параметров для предложенной конструкции приведены на рис. 2.18. Моделирование проводилось в программном пакете CST Studio Suite, при этом длина однородной секции ЗС составляла 30 периодов. Проводимость металла выбрана равной $\sigma = 3.0 \times 10^7$ См/м, что соответствует шероховатости $r \approx 150$ нм, так как ожидается, что качество лазерной микрообработки будет выше, чем в случае ЗС на подложках. Из рис. 2.18 видно, что обеспечивается хорошее согласование вблизи точки синхронизма с прямой

гармоникой. Ширина полосы пропускания по уровню $S_{11} = -10$ дБ составляет примерно 10 ГГц. Величина потерь составляет примерно 0.2-0.35 дБ/период. Расчет потерь в программном пакете CST Studio Suite для полноразмерной структуры и в COMSOL Multiphysics по модели одного периода дает близкие результаты (рис. 2.19). Причем расчеты первым методом дают несколько большие значения потерь, что связано с наличием в модели согласующих устройств, а также с влиянием отражений от концов системы.

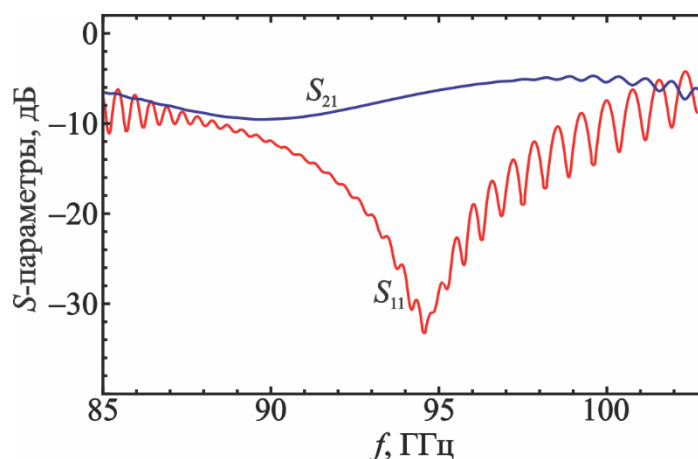


Рисунок 2.18. S-параметры полноразмерной ЗС длиной 30 периодов с устройствами согласования.

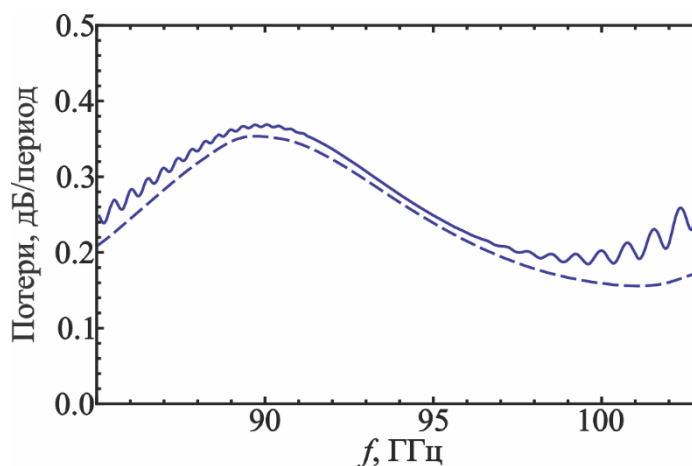


Рисунок 2.19. Зависимость омических потерь от частоты: сплошная – CST Studio Suite, штриховая – COMSOL Multiphysics.

2.2.2. 3D PIC моделирование электронно-волнового взаимодействия

На основе разработанной модели ЗС с согласующими устройствами было проведено моделирование электронно-волнового взаимодействия.

Предполагалось, что напряжении пучка 14 кВ, ток каждого луча равен 100 мА, что соответствует умеренной плотности тока 68 А/см^2 . На первом этапе проведено исследование влияния величины магнитного фокусирующего поля на транспортировку пучка в статическом режиме (без ВЧ сигнала). Получено, что при значениях напряженности магнитного поля выше 0.7 Тл наблюдается полное прохождение пучка без оседания на поверхность ЗС.

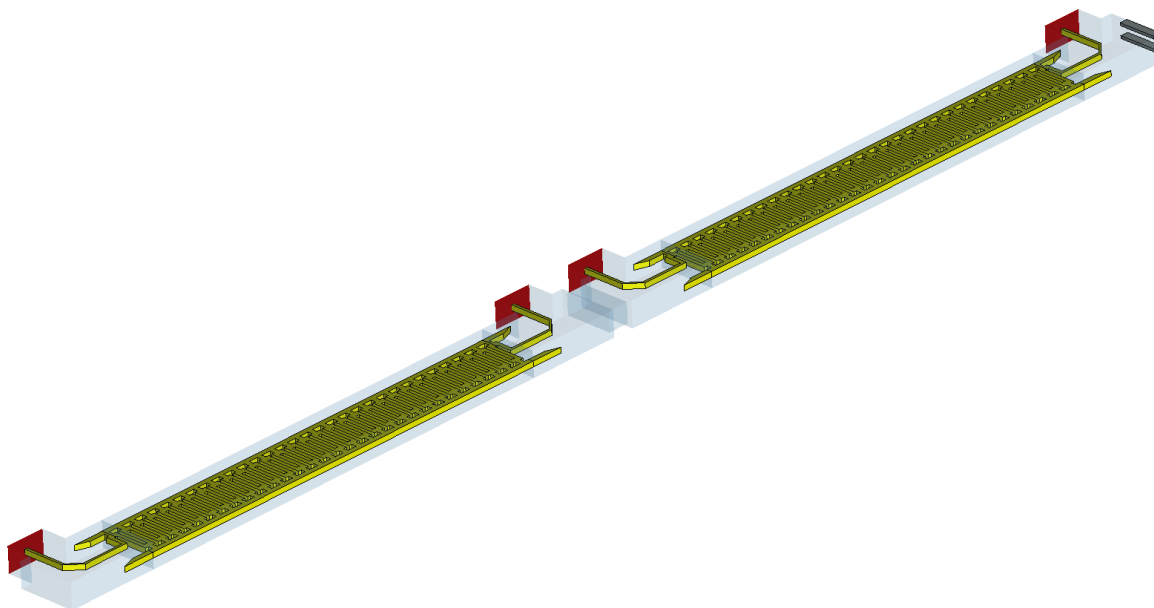


Рисунок 2.20. Схема двухсекционной ЛБВ с ЗС типа меандр с металлическими опорами.

В разделе 2.2.1 было показано, что синхронизм в системе возможен как с прямой, так и с обратной гармоникой. Причем для обратной гармоники в области синхронизма при напряжении 14 кВ сопротивление связи принимает довольно высокие значения, свыше 1 Ом. Поэтому на следующем этапе было проведено моделирование электронно-волнового взаимодействия при различных значениях длины системы. Было обнаружено, что при длине системы свыше 35 периодов происходит самовозбуждение на обратной гармонике, причем, как в случае отсутствия входного сигнала, так и в случае конечной входной мощности. Моделирование системы длиной 30 периодов показывает низкие значения коэффициента усиления ~ 12 дБ. Поэтому в дальнейшем была предложена конструкция ЗС, состоящая из двух секций длиной 30 периодов каждая, с

разрывом между ними (см. рис. 2.20). Длина разрыва составляет 500 мкм, что предотвращает возникновение паразитной связи между двумя отдельными секциями.

При указанных параметрах двухсекционной ЛБВ можно получить коэффициент усиления свыше 30 дБ. При этом даже на больших временах до 30 нс в системе не наблюдается самовозбуждение. На рис. 2.21 показана зависимость $G(f)$ в линейном режиме работы при входной мощности 10 мВт. Максимальное значение коэффициента усиления в 37 дБ достигается на частоте 96.9 ГГц. В силу достаточно сильной дисперсии ширина полосы усиления по уровню -3 дБ составляет примерно 1 ГГц. Вариации $G(f)$ вблизи максимума связаны с большими значениями коэффициента усиления при конечной величине отражений от концов секций.

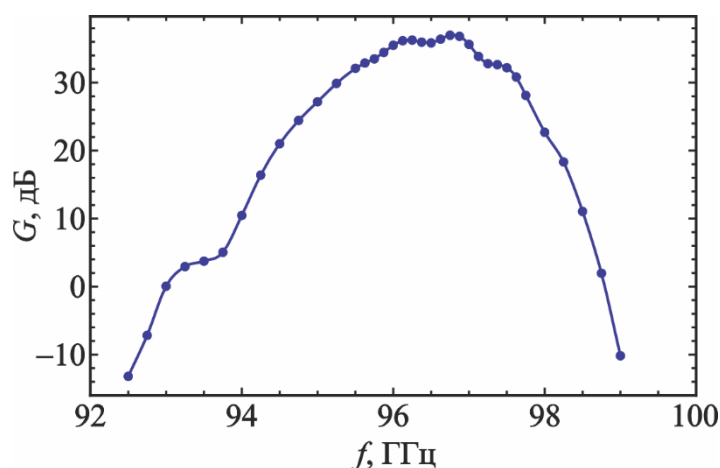


Рисунок 2.21. Зависимость коэффициента усиления от частоты при входной мощности 10 мВт, токе пучка 200 мА и напряжении 14 кВ.

Моделирование в нелинейном режиме работы указывает на возможность получения высоких значений выходной мощности. Максимальная выходная мощность в 116 Вт достигается на частоте 97.5 ГГц при входной мощности порядка 200 мВт (см. рис. 2.22). КПД в таком случае составляет примерно 4%. Также на рис. 2.23 приведены зависимость мощности насыщения от частоты и соответствующая зависимость входной мощности. Таким образом, в полосе частот порядка 0.5 ГГц вблизи 97.5 ГГц можно получить значения выходной

мощности свыше 110 Вт. При этом входная мощность, соответствующая режиму насыщения, не превышает 300 мВт.

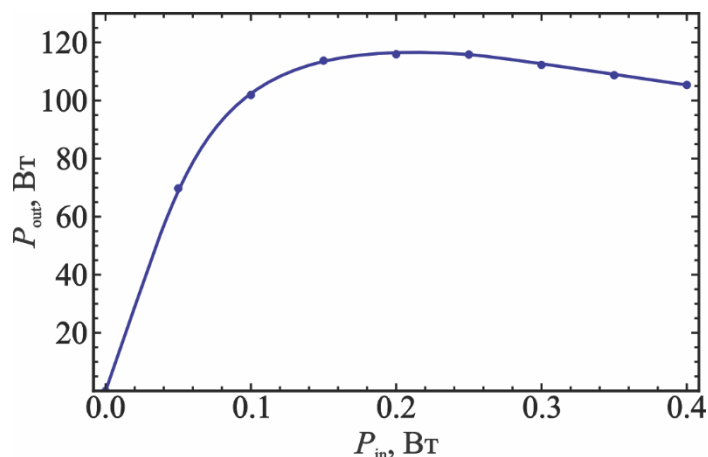


Рисунок 2.22. Зависимость выходной мощности от входной на частоте 97.5 ГГц.

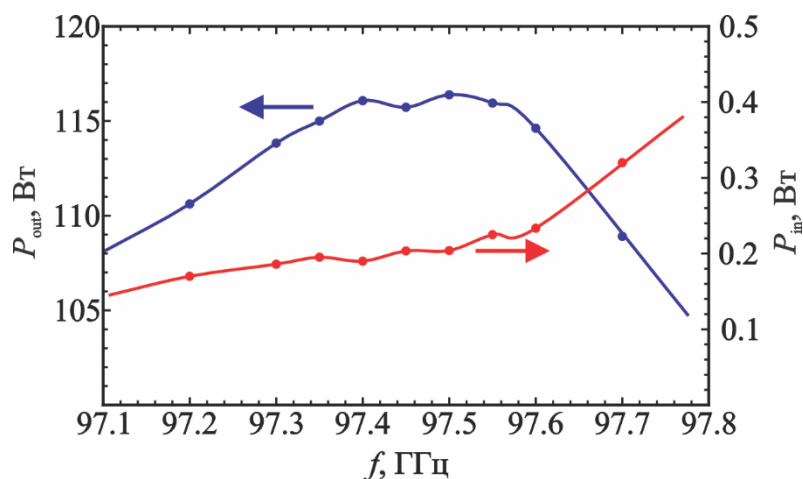


Рисунок 2.23. Зависимость входной (красная) и выходной (синяя) мощности в режиме насыщения от частоты.

На рис. 2.24 представлены временные реализации входного сигнала и сигналов на выходе из первой и второй секций в режиме максимальной выходной мощности на частоте 97.5 ГГц (при $P_{in} = 220$ мВт). Видно, что время установления колебаний составляет примерно 3 нс. Мощность на выходе из первой и второй секции составляет 4.5 Вт и 116 Вт соответственно.

На рис. 2.25 представлено распределение электронов по энергиям вдоль продольной координаты ЗС. Видно, что в первой секции происходит

предварительная группировка электронов в сгустки, а энергообмен между пучком и электромагнитной волной происходит в основном во второй секции. Вертикальными штриховыми линиями указано положение разрыва между секциями прибора.

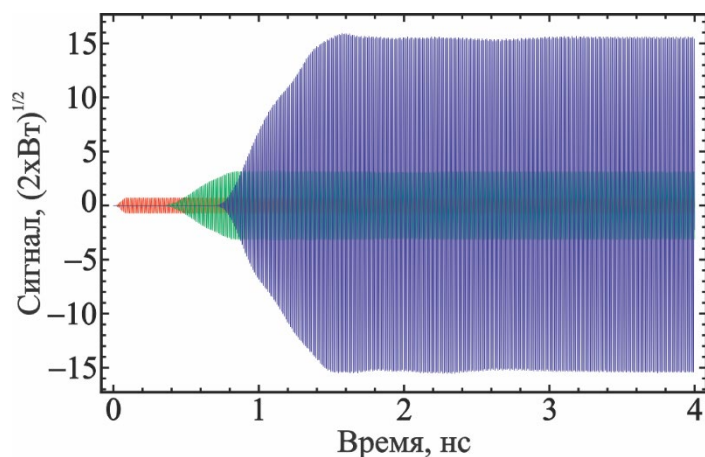


Рисунок 2.24. Временные реализации входного (красный) и выходных сигналов на выходе из первой (зеленый) и второй (синий) секции.

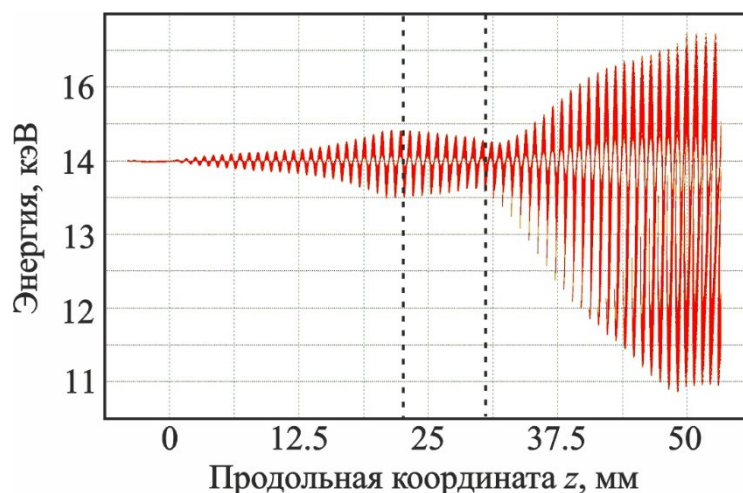


Рисунок 2.25. Распределение электронов по энергиям вдоль оси z в режиме максимальной выходной мощности

2.3. Выводы

В главе 2 представлены результаты разработки ЗС для двухлучевых ЛБВ миллиметрового диапазона. Рассмотрены ЗС в виде связанных микрополосковых меандров на подложке и планарная полосковая ЗС типа меандр с металлическими опорами.

Предложенная ЗС в виде связанных меандров на диэлектрической подложке способна обеспечить взаимодействие как с высокоаспектным одиночным, так и с двухлучевым ленточным ЭП. В ЗС со связанными меандрами происходит расщепление основной моды на симметричную и антисимметричную. Симметричная мода ЗС обладает несколько более высокими значениями сопротивления связи, при этом облегчается конструкция устройств согласования для её возбуждения.

Показано, что при взаимодействии двухлучевого ЭП с симметричной модой ЗС в ЛБВ V-диапазона возможно получить коэффициент усиления до 30 дБ, а выходную мощность до 50 Вт при длине системы ~ 2 см. Максимальная выходная мощность повышается более чем в два раза в сравнении с ЛБВ с ЗС типа одиночный меандр на диэлектрической подложке (раздел 1.4), причем длина пространства взаимодействия для двухлучевой ЗС меньше на 12.5%.

Предложена конструкция ЗС типа полосковый меандр с металлическими опорами, в которой осуществляется взаимодействие с двумя ленточными ЭП, распространяющимися сверху и снизу от меандра. В данной ЗС устраняется опасность оседанием электронов на диэлектрическую поверхность. Найдены и оптимизированы параметры ЛБВ W-диапазона, состоящей из двух секций, разделенных разрывом, в которой обеспечивается коэффициент усиления до 37 дБ в режиме малого сигнала. При этом взаимодействие происходит с ЭП с относительно низкими значениями плотности тока порядка 70 А/см^2 . В нелинейном режиме работы такая конструкция способна обеспечить выходную мощность свыше 100 Вт на частотах вблизи 100 ГГц.

ГЛАВА 3. МНОГОЛУЧЕВЫЕ ЛБВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ЗС ТИПА МНОГОЭТАЖНЫЙ МЕАНДР

Как было показано выше, для повышения выходной мощности приборов вакуумной электроники в миллиметровом и субмиллиметровом диапазоне, очевидно, необходимо повышение мощности ЭП, которое возможно реализовать с использованием многолучевых пучков. Конструкции ЗС, рассмотренные в главах 1 и 2, представляют собой полосковые планарные структуры, особенностью которых является экспоненциальное убывание поля при удалении от поверхности ЗС. Это накладывает ограничения на допустимую толщину пучка. В связи с этим интерес представляют ЛБВ с так называемыми многоэтажными или многоканальными ЗС, в которых многолучевой ЭП, отдельные лучи которого расположены параллельно друг другу в вертикальной плоскости, взаимодействует с основной поперечной модой пространственно-развитой электродинамической структуры. Для таких систем поперечная структура поля оказывается более однородной.

Многоэтажные встречно-штыревые ЗС использовались, в частности, в некоторых ЛОВ, выпускаемых АО «НПП Исток» [84-86]. В них фактически используется единый пучок большого поперечного сечения, который разделяется на отдельные лучи системой параллельных пластин, образующих ЗС (рис. 3.1). В маломощных приборах типа ЛОВ такая конструкция допустима, однако для приборов высокой мощности необходима разработка ЭОС, формирующей пучок, состоящий из нескольких отдельных лучей.

В 2018 г. была предложена новая конструкция ЗС типа многоэтажный меандр, которая представляет собой объемную полосковую меандровую линию в прямоугольном волноводе [87]. Для фиксации меандровой линии в волноводе используются диэлектрические опоры. Вдоль продольного направления в меандре формируются один или несколько пролетных каналов для ЭП. Преимущество такой системы заключается в относительно однородном распределении продольной компоненты электрического поля в области

пролетного канала, что приводит к возможности повышения сопротивления связи и, соответственно, коэффициента усиления и электронного КПД. Стоит отметить, что подобная конструкция позволяет устранить проблему оседания электронного пучка на поверхность диэлектрика, которая может быть существенна для ЗС, рассмотренных в Главе 1. Также за счет большей площади контакта металлического меандра с диэлектриком улучшается теплоотдача, что в целом положительно сказывается на долговечности прибора.

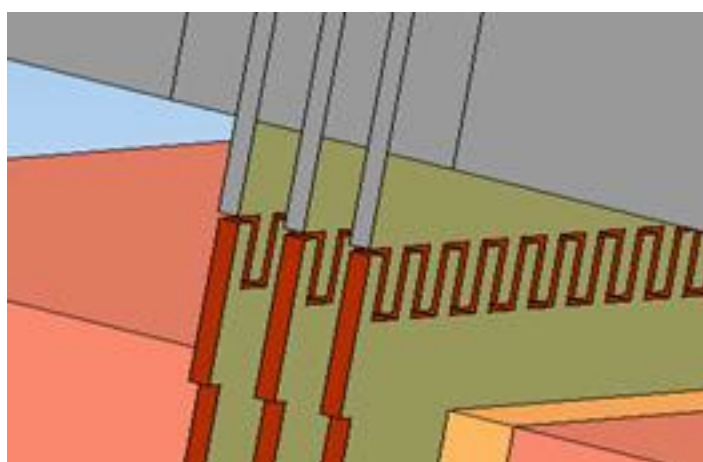


Рисунок 3.1. Схема многорядной встречно-штыревой ЗС маломощной ЛОВ с многолучевым ЭП [86].

Впоследствии ЛБВ суб-ТГц диапазона с многоэтажными ЗС рассматривались в ряде работ [38, 88-91]. Например, в работе [38] представлены результаты компьютерного моделирования ЭОС для двухлучевой ЛБВ диапазона 330 ГГц (рис. 3.2). На рис. 3.3 представлена схема ЛБВ V-диапазона с логопериодической меандровой ЗС с двумя пролетными каналами для радиальных ленточных электронных пучков [90].

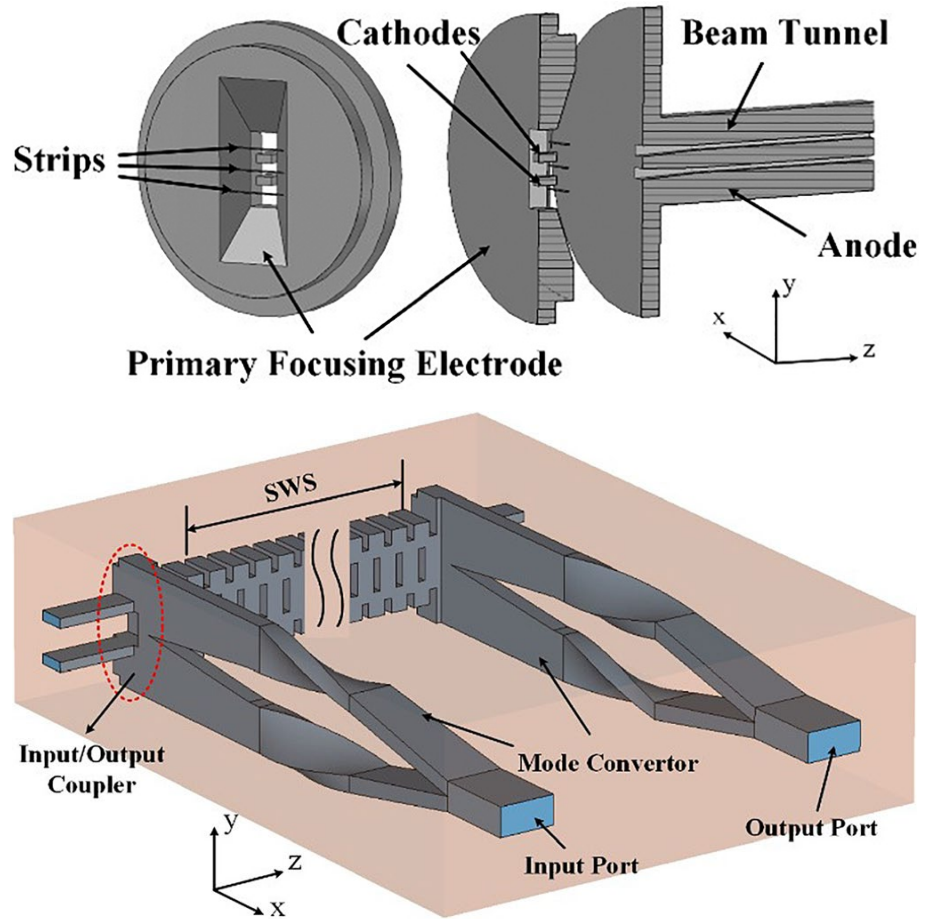


Рисунок 3.2. Конструкция электронной пушки и 3С типа гребенка из работы [38].

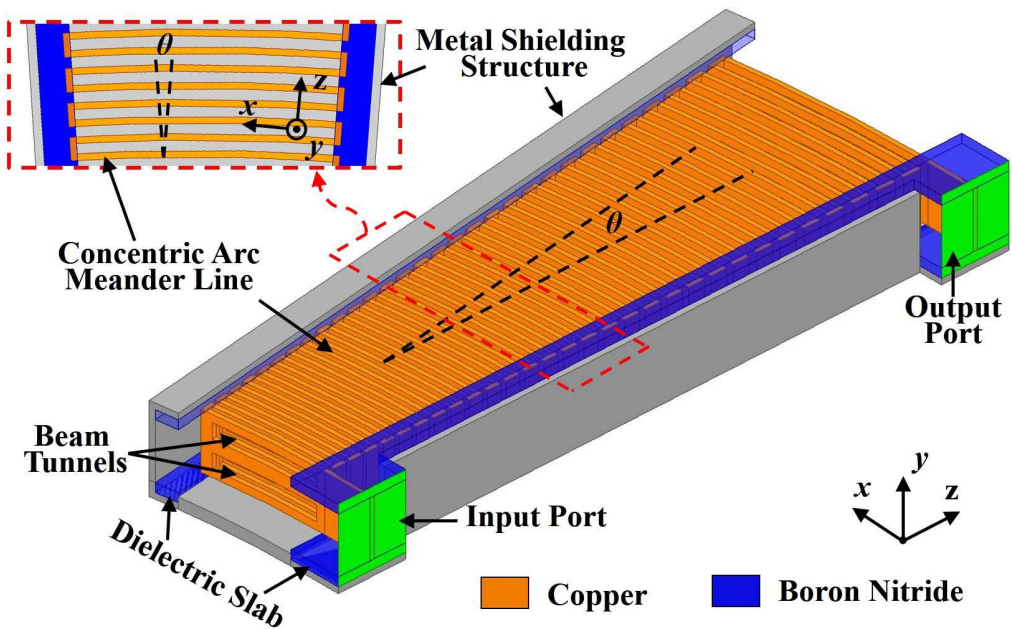


Рисунок 3.3. Конструкция логопериодической 3С типа меандр с двумя пролетными каналами из работы [90].

В данной главе исследуются характеристики ЗС типа многоэтажный меандр для мощных миниатюрных ЛБВ V-диапазона с многолучевыми ленточными ЭП. Представлены результаты расчетов электродинамических характеристик, а также результаты 3D-моделирования электронно-волнового взаимодействия. Показано, что за счет повышения полного тока ЭП и высоких значений сопротивления связи в таких приборах возможно получить выходные мощности до нескольких сотен ватт.

3.1. Многолучевая лампа бегущей волны V-диапазона с замедляющей системой типа двухэтажный меандр

3.1.1. Электродинамические характеристики ЗС

Схема ЗС типа двухэтажный меандр представлена на рис. 3.4. Предполагается, что взаимодействие в такой лампе будет осуществляться с двухлучевым ленточным ЭП. При этом два параллельных луча расположены вертикально друг относительно друга. Разработана конструкция ЗС для ЛБВ V-диапазона, размеры которой представлены в Таблице 3.1. Поперечное сечение волновода, в который помещена ЗС, составляет $2.1 \times 1.05 \text{ мм}^2$. В ходе расчетов в качестве материала полоскового меандра была выбрана медь, а в качестве материала для диэлектрических опор – кварц с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 3.75$.

Для представленной конструкции ЗС было проведено моделирование электродинамических параметров в программном пакете COMSOL Multiphysics согласно методике, описанной в разделе 1.2. Дисперсионная характеристика ЗС представлена на рис. 3.5а. Она представляет собой две смыкающиеся на π -виде колебаний ветви, что определяется наличием в системе плоскости скользящей симметрии. Нижняя частота отсечки в системе отсутствует, так же, как и для ЗС, исследованных в главе 1. Верхняя частота отсечки составляет примерно 110 ГГц. Коэффициент замедления в такой системе принимает довольно низкие значения $n \sim 3.5 \div 4.2$, что соответствует напряжениям синхронизма 16–22 кВ.

Предполагается, что взаимодействие в такой системе осуществляется вблизи частоты 65 ГГц, что соответствует напряжению пучка 18 кВ.

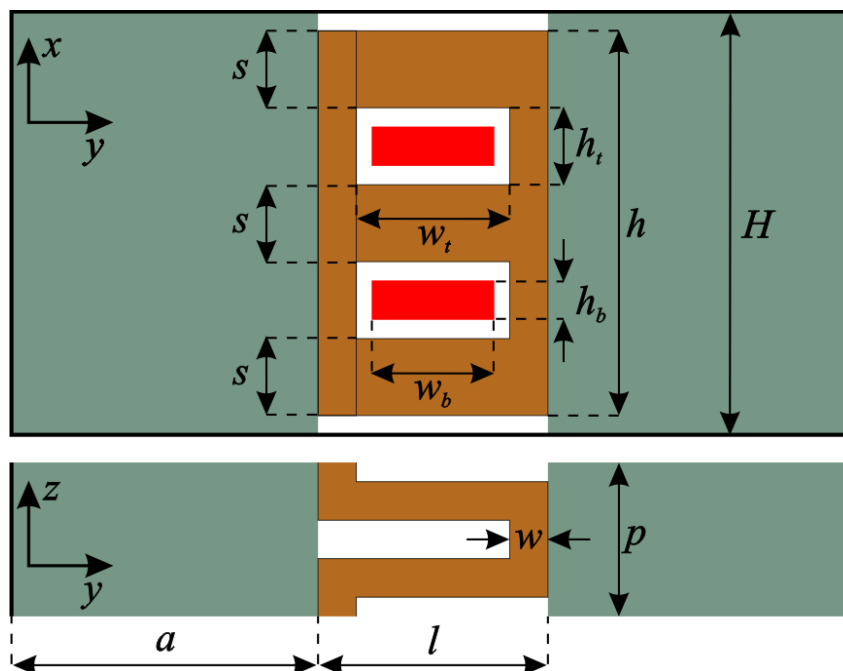


Рисунок 3.4. Схема ЗС типа двухэтажный меандр в прямоугольном волноводе.

Таблица 3.1. Геометрические параметры ЗС V-диапазона типа двухэтажный меандр

| Параметр | Значение |
|---|-----------|
| Период, p , мкм | 200 |
| Ширина меандра, l , мкм | 600 |
| Толщина полоска, w , мкм | 50 |
| Высота меандра, h , мкм | 1000 |
| Толщина перемычек, s , мкм | 200 |
| Размера пролетного канала, $h_t \times w_t$, мкм | 200×500 |
| Размеры диэлектрических опор, $a \times H$, мм | 0.75×1.05 |

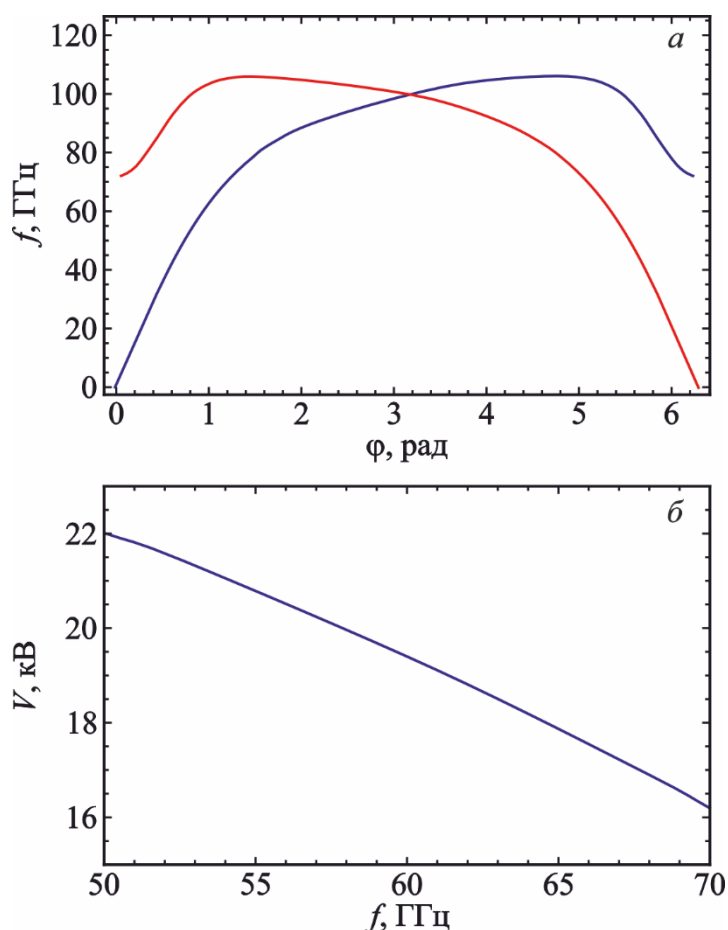


Рисунок 3.5. Электродинамические характеристики ЗС типа двухэтажный меандр: (а) – дисперсионная характеристика, (б) – зависимость напряжения синхронизма от частоты.

На рис. 3.6 представлено распределение продольной компоненты электрического поля в поперечном сечении на частоте 65 ГГц. Видно, что поле в области пролетных каналов оказывается практически однородным как по вертикальной, так и по горизонтальной координате. Электрическое поле слабо проникает в область диэлектрика, вследствие чего при близких характерных поперечных размерах (период и ширина меандра), замедление предложенной структуры принимает меньшие значения, чем в случае микрополоскового меандра на подложке.

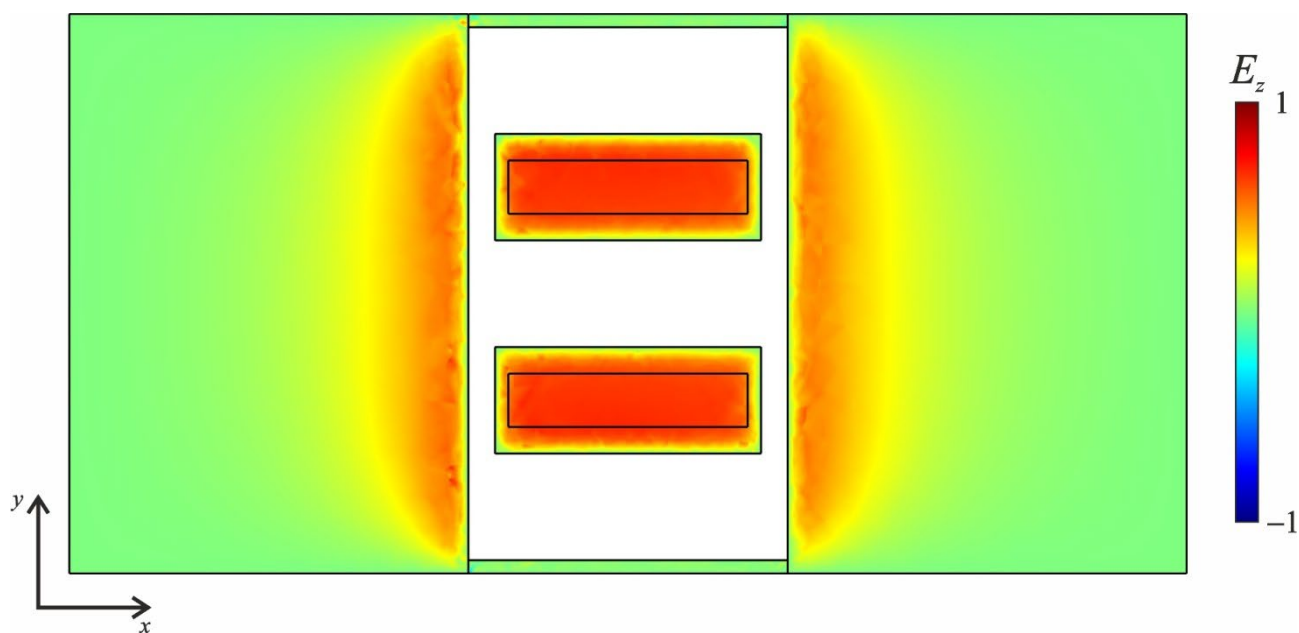


Рисунок 3.6. Распределение продольной компоненты электрического поля на частоте 65 ГГц.

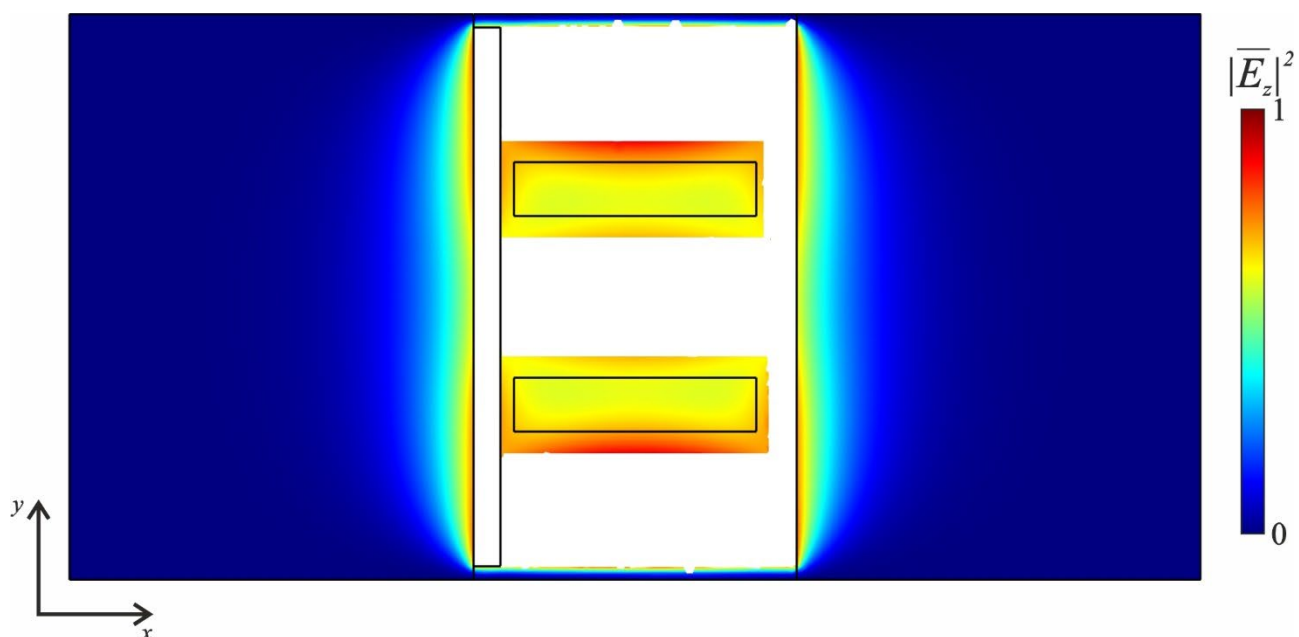


Рисунок 3.7. Распределение квадрата амплитуды пространственной гармоники на частоте 65 ГГц.

На рис. 3.7 представлено распределение квадрата амплитуды пространственной гармоники на частоте 65 ГГц. Полученное распределение также является достаточно однородным, что представляется благоприятным фактором с точки зрения электронно-волнового взаимодействия.

Исходя из полученных распределений поля и амплитуды пространственной гармоники, размеры пучка были выбраны равными 450×100 мкм², причем центральные оси лучей совпадают с осями пролетных каналов. На рис. 3.8 представлена частотная зависимость усредненного по полному поперечному сечению пучка сопротивления связи. Сопротивление связи растет с частотой вплоть до примерно 80 ГГц. Это обусловлено уменьшением групповой скорости волны (см. формулы (1.3)-(1.6)). Однако с ростом частоты также происходит рост поперечного волнового числа $\gamma = \sqrt{\beta_m^2 - (\omega/c)^2}$, что приводит к тому, что поле меньше проникает в область пролетного канала. В результате сопротивление связи достигает максимума ~ 9.5 Ом на частоте 80 ГГц, после чего резко падает. В области рабочего диапазона 50-70 ГГц $R \approx 8 \div 9$ Ом. В окрестности частоты отсечки, где групповая скорость стремится к нулю, сопротивление связи вновь нарастает.

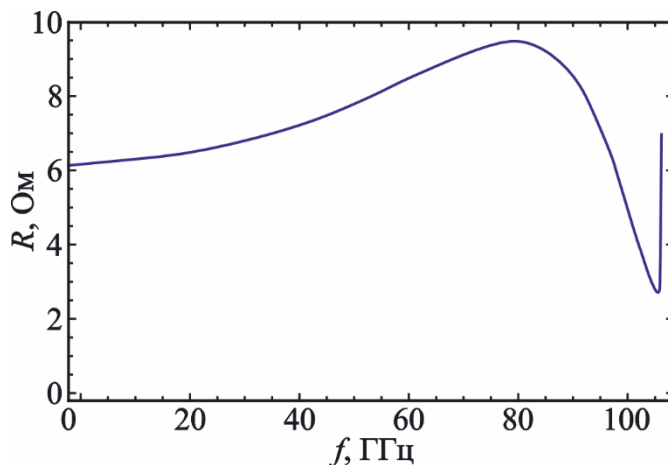


Рисунок 3.8. Зависимость усредненного сопротивления связи от частоты.

Как и для ЗС, рассмотренных в главе 1, сопротивление связи обратной гармоники принимает значения на 1-2 порядка меньше, чем для прямой, поэтому паразитное самовозбуждение лампы не происходит.

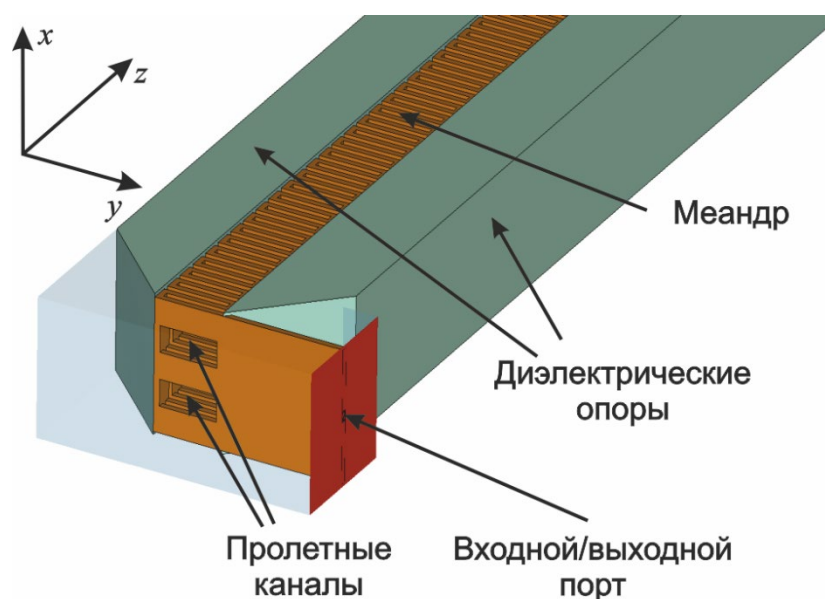


Рисунок 3.9. Конструкция системы согласования ЗС типа двухэтажный меандр с подводящей полосковой линией.

Была разработана система согласования ЗС с подводящей регулярной полосковой линией, расположенной в прямоугольном волноводе сечением $1.05 \times 1.05 \text{ мм}^2$. Её схема представлена на рис. 3.9. Для снижения потерь на отражения во входной части ЗС толщина диэлектрических опор линейно нарастает вдоль продольной координаты под углом 45° . Было проведено моделирование распространения электромагнитных волн в полноразмерной системе длиной 200 периодов (4 см) с использованием программного пакета CST Studio Suite во временной области. В ходе моделирования для учета влияния поверхностной шероховатости предполагалось, что эффективная проводимость меди составляет $2.0 \times 10^7 \text{ См/м}$. Такое значение проводимости выбрано в связи с тем, что данные структуры планируется изготовить не при помощи лазерной абляции, а при помощи более традиционных технологий типа электроискровой обработки. При этом ожидаются более высокие значения шероховатости поверхности в области пролетных каналов. Также были учтены объемные потери в диэлектрике введением тангенса угла потерь $\tan \delta = 2 \times 10^{-4}$. Полученные частотные зависимости S-параметров представлены на рис. 3.10. Предложенная система согласования обеспечивает необходимый уровень отражений во всем

частотном диапазоне не хуже, чем -12 дБ. Потери на прохождение в системе растут от -12 дБ до -25 дБ в диапазоне 45-75 ГГц.

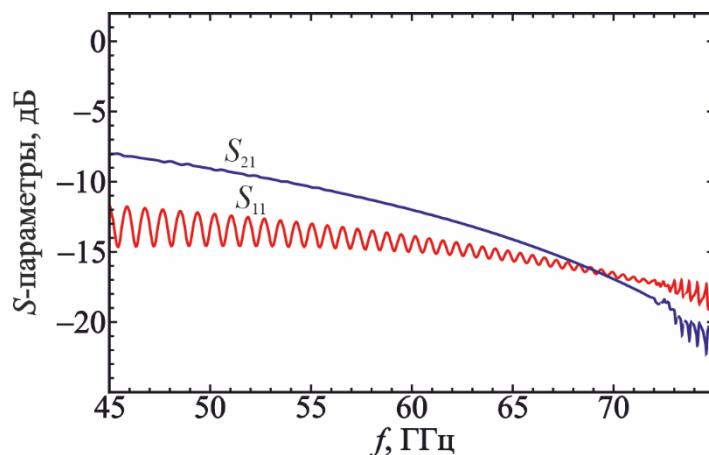


Рисунок 3.10. Частотные зависимости S -параметров для полноразмерной конструкции ЗС длиной 200 периодов с устройствами согласования.

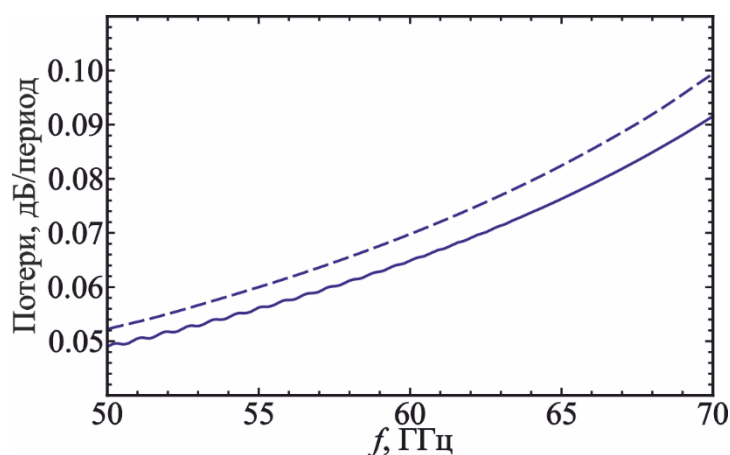


Рисунок 3.11. Зависимость омических потерь в меандре от частоты: сплошная — CST Studio Suite, штриховая — COMSOL Multiphysics.

Также зависимость омических потерь от частоты была рассчитана в программном пакете COMSOL Multiphysics с использованием модели одного периода ЗС, на металлические грани которого накладывались импедансные граничные условия (подробнее см. гл. 1, раздел 1.6.2.). Сопоставление зависимостей, полученных с использованием двух указанных методов, представлено на рис. 3.11. В целом результаты достаточно хорошо совпадают между собой. Расчет с помощью COMSOL Multiphysics предсказывает несколько

более высокое значение потерь, однако расхождение не превышает 0.007 дБ/период. Отметим, что потери оказываются значительно меньше, чем для микрополосковой ЗС, см. раздел 1.6.2.

3.1.2. Моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛБВ

V-диапазона с двумя ленточными электронными пучками

На основе предложенной полноразмерной системы было проведено моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛБВ с двумя ленточными ЭП. Предполагалось, что в пространство взаимодействия встраиваются два ленточных моноскоростных электронных пучка сечением 450×100 мкм². Ток каждого пучка был выбран равным 100 мА, что соответствует плотности тока 222 А/см². Для достижения синхронизма вблизи 65 ГГц напряжение пучка было выбрано равным 18 кВ.

На первом этапе было исследовано влияние величины фокусирующего магнитного поля на транспортировку пучка в статическом режиме (без высокочастотного сигнала). В ходе исследования величина напряженности поля менялась от 1 Тл до 0.5 Тл. Полное токопрохождение в системе реализуется при значениях магнитного поля 0.6 Тл и выше. Поэтому в дальнейшем в ходе моделирования электронно-волнового взаимодействия фокусировка пучка осуществлялась продольным однородным магнитным полем величиной 0.6 Тл.

Проведено моделирование усиления ЛБВ в режиме малого входного сигнала величиной 10 мВт. Такие значения входной мощности соответствуют линейному режиму работы усилителя. Зависимость коэффициента усиления от частоты представлена на рис 3.12. Максимальное значение коэффициента усиления достигается на частоте 65.5 ГГц и составляет 29.5 дБ, ширина полосы по уровню -3 дБ составляет примерно 4 ГГц. Как и в случае ЛБВ с микрополосковой ЗС, возможна перестройка полосы усиления за счет изменения ускоряющего напряжения пучка.

Также проведено исследование режимов усиления при бóльших значениях входной мощности. Получено, что максимальная выходная мощность

достигается на частоте 68.1 ГГц и составляет 250 Вт, что соответствует КПД 7%. Для достижения такой выходной мощности необходим входной сигнал мощностью порядка 1.5-2.0 Вт. Амплитудная характеристика ЛБВ на указанной частоте представлена на рис. 3.13.

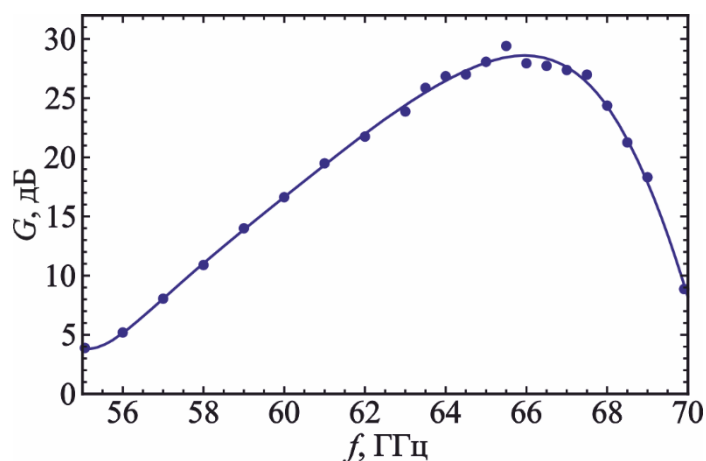


Рисунок 3.12. Зависимость коэффициента усиления в линейном режиме от частоты при входной мощности 10 мВт.

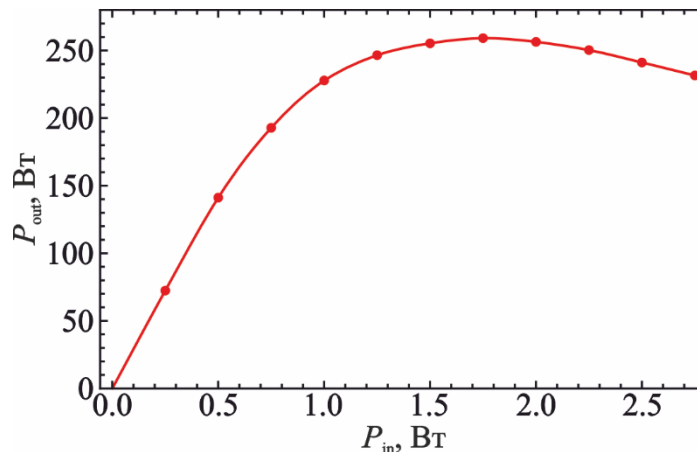


Рисунок 3.13. Зависимость выходной мощности от входной на частоте 68.1 ГГц при полном токе 200 мА и напряжении 18 кВ.

Моделирование электроно-волнового взаимодействия при больших временах (до 30 нс) показывает, что в такой системе реализуется устойчивый режим усиления без самовозбуждения. На рис. 3.14 представлена временная реализация входного и выходного сигнала в режиме насыщения. Видно, что системы выходит на стационарный режим примерно за 2 нс.

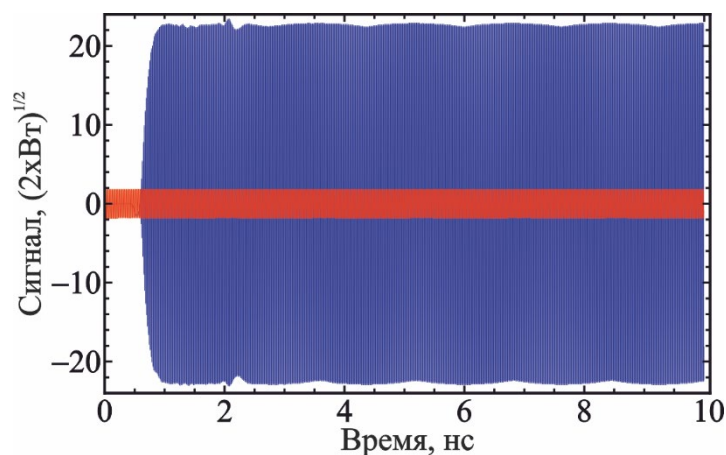


Рисунок 3.14. Временные реализации входного (красный) и выходного (синий) сигнала на частоте 68.1 ГГц при полном токе 200 мА, напряжении 18 кВ, и входной мощности 1.5 Вт.

Были исследованы энергетические характеристики пучка. На рис. 3.15 представлено распределение электронов по энергиям в зависимости от продольной координаты в некоторый момент времени в режиме насыщения. По мере распространения ЭП вдоль ЗС происходит эффективная группировка пучка в сгустки, средняя энергия электронов уменьшается до значений порядка 15-16 кэВ.

На рис. 3.16 показана пространственная картина распространения ЭП в пролетных каналах замедляющей системы в режиме насыщения вблизи коллекторного конца ЗС. Разным цветом показаны электроны с различными энергиями от 13.7 кэВ до 19.6 кэВ. При этом видно, что при используемом магнитном поле величиной 0.6 Тл в режиме насыщения наблюдается полная транспортировка пучка вдоль всей системы без оседания на поверхность медного меандра.

Рис. 3.17 иллюстрирует зависимость коллекторного тока от времени. Зависимость имеет явно периодический негармонический характер, что свидетельствует о наличии эффективной группировки электронов в сгустки.

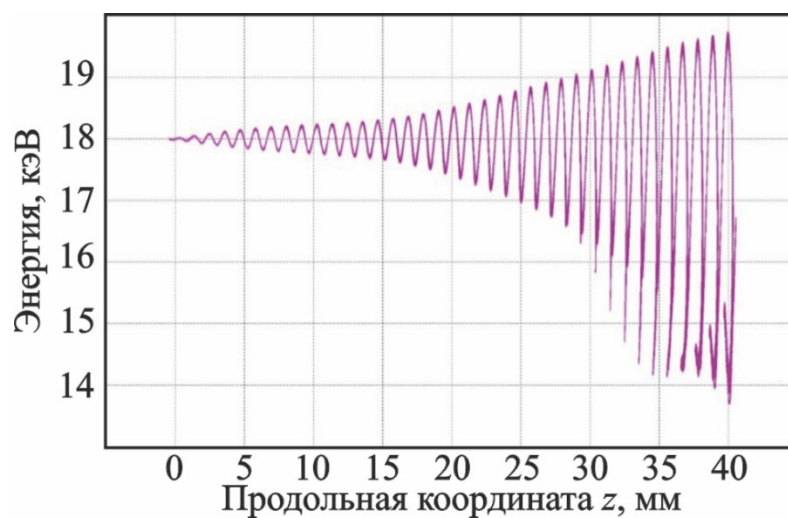


Рисунок 3.15. Распределение электронов по энергиям вдоль оси z в режиме максимальной выходной мощности.

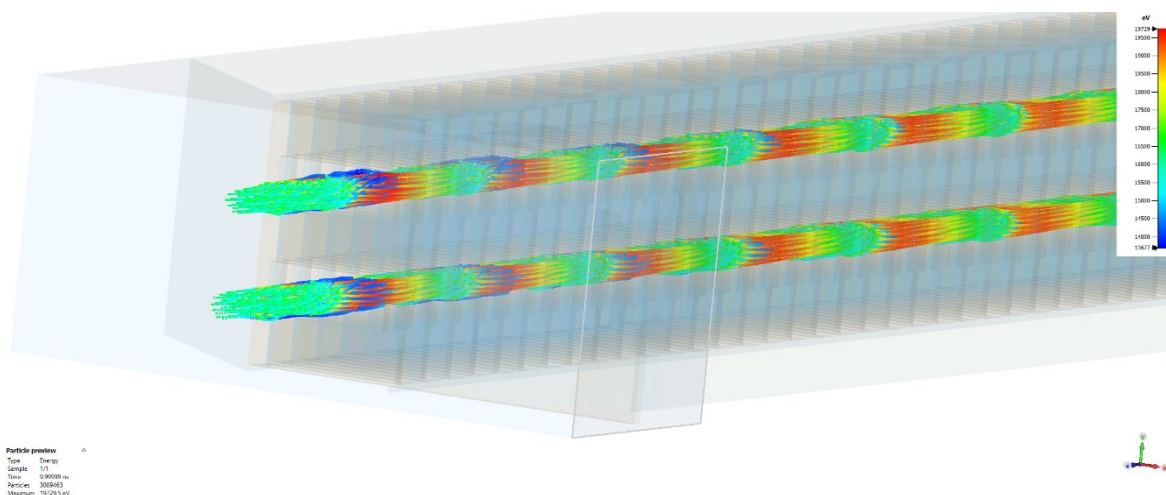


Рисунок 3.16 Распространение электронного пучка в пролетных каналах в режиме максимальной выходной мощности.

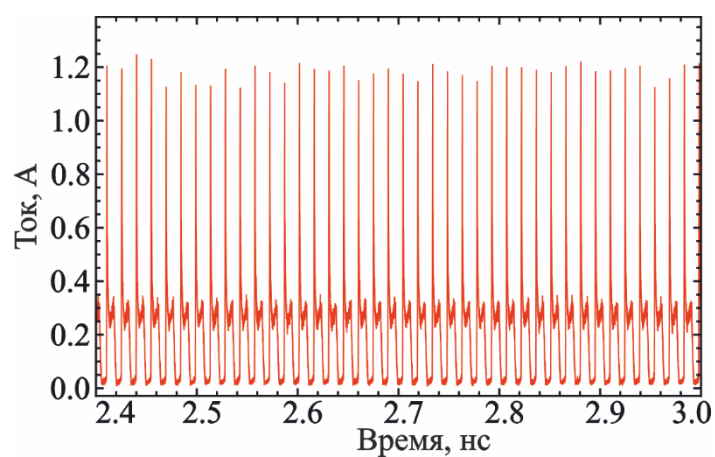


Рисунок 3.17. Зависимость коллекторного тока от времени в режиме работы максимальной выходной мощности при общем токе 200 мА и напряжении 18 кВ.

3.2. Многолучевая ЛБВ V-диапазона с ЗС типа четырехэтажный меандр

3.2.1. Электродинамические характеристики ЗС

Дальнейшее повышение выходной мощности ЛБВ с ЗС типа многоэтажный меандр требует увеличения полного тока, чего можно добиться, увеличивая число лучей ЭП. В диссертации был исследован случай повышения числа пучков до четырех, что позволит повысить полный ток ЭП в два раза. Схема ЗС с четырьмя пролетными каналами приведена на рис. 3.18, а ее геометрические параметры представлены в Таблице 3.2.

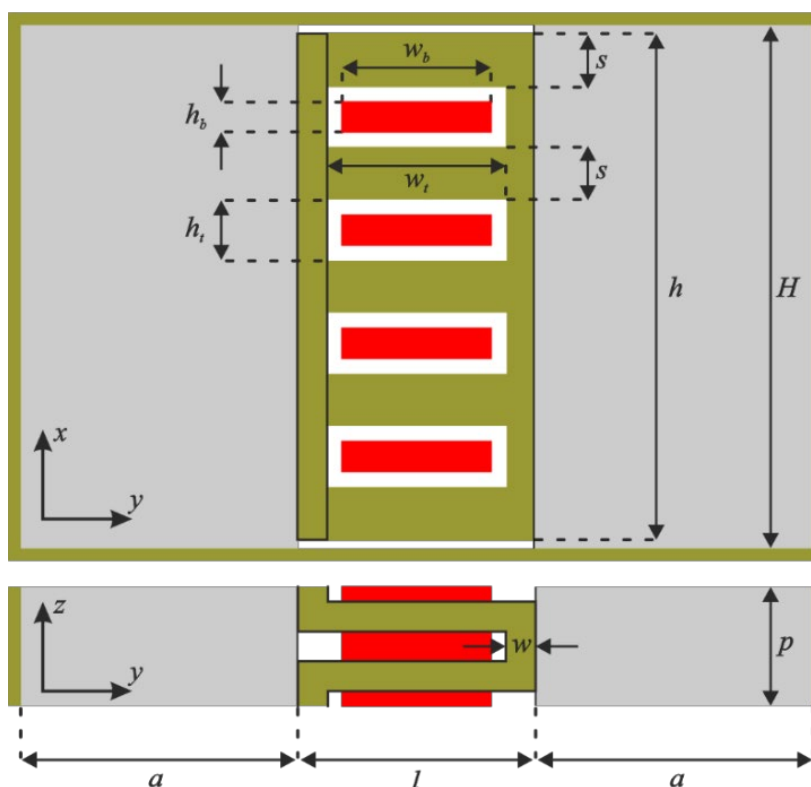


Рисунок 3.18. Схема периода ЗС типа многоэтажный меандр с четырьмя пролетными каналами

Размеры ЗС были адаптированы для снижения ускоряющего напряжения с 18 кВ до 12 кВ. По сравнению со случаем двухэтажной ЗС увеличена высота меандра h , что, очевидно, обусловлено увеличением числа пучков. Также увеличена ширина меандра l , что необходимо для достижения больших значений замедления. Как и в случае двухэтажной ЗС, предполагается, что полосковый

меандр выполнен из меди, а его поддержка в прямоугольном волноводе сечением $2.7 \times 1.8 \text{ мм}^2$ осуществляется с помощью двух диэлектрических опор из кварца.

Таблица 3.2. Геометрические параметры ЗС V-диапазона типа четырехэтажный меандр

| Параметр | Значение |
|---|----------|
| Период, p , мкм | 200 |
| Ширина меандра, l , мкм | 800 |
| Толщина полоска, w , мкм | 50 |
| Высота меандра, h , мкм | 1700 |
| Толщина перемычек, s , мкм | 180 |
| Размера пролетного канала, $h_t \times w_t$, мкм | 200×700 |
| Размеры диэлектрических опор, $a \times H$, мм | 0.95×1.8 |

Было проведено моделирование электродинамических параметров ЗС с использованием программного пакета COMSOL Multiphysics. На рис. 3.20а представлены дисперсионные характеристики. Поскольку с увеличением поперечного размера электродинамической структуры возрастает опасность конкуренции мод, расчеты были проведены для первых трех поперечных мод. Для основной моды верхняя частота отсечки составляет примерно 75 ГГц. Высшие моды имеют как верхнюю, так и нижнюю частоту отсечки (15 ГГц и 45 ГГц для второй и третьей моды соответственно). Таким образом полосы пропускания основной и высших мод частично перекрываются, что может привести к паразитному возбуждению высших мод в рабочем диапазоне частот.

В диапазоне 50-70 ГГц напряжение синхронизма для рабочей моды принимает значения 6.5-18 кВ (рис. 3.19б). На рис. 3.19а показана дисперсионная характеристика пучка при напряжении 12 кВ. Видно, что синхронизм с прямой гармоникой основной моды достигается на частоте около 60 ГГц. Однако при таком значении напряжения также имеет синхронизм вблизи верхней отсечки

обратной гармонике основной моды и с высшими модами, что может привести к самовозбуждению лампы.

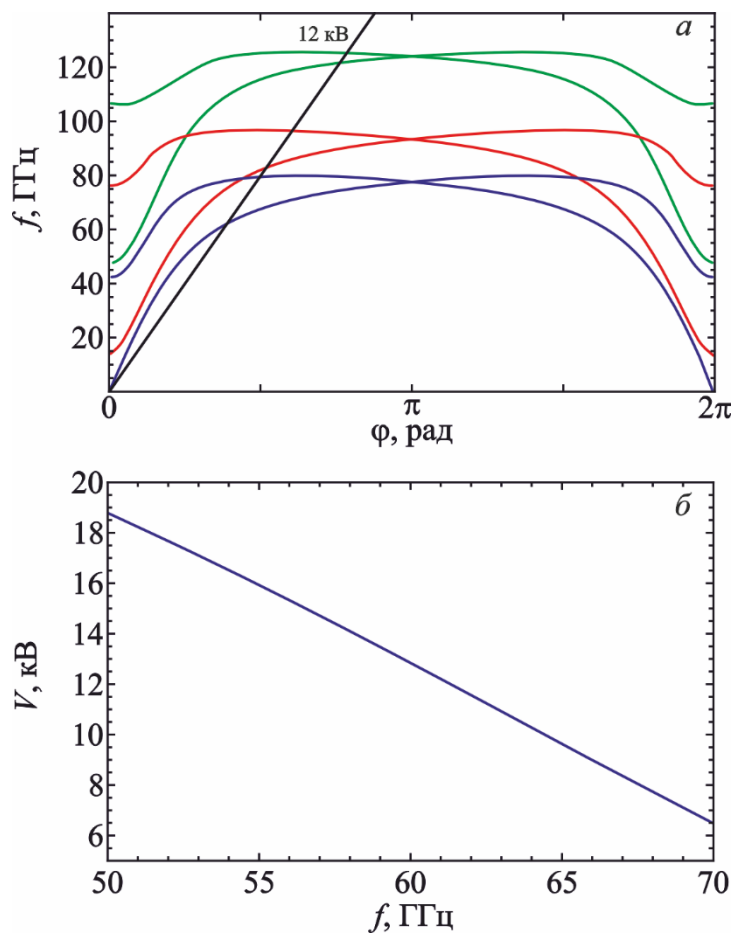


Рисунок 3.19. Электродинамические характеристики ЗС типа четырехэтажный меандр: (а) – дисперсионная характеристика (синий цвет – первая мода, красный – вторая мода, зеленый – третья мода); (б) – зависимость напряжения синхронизма от частоты основной моды

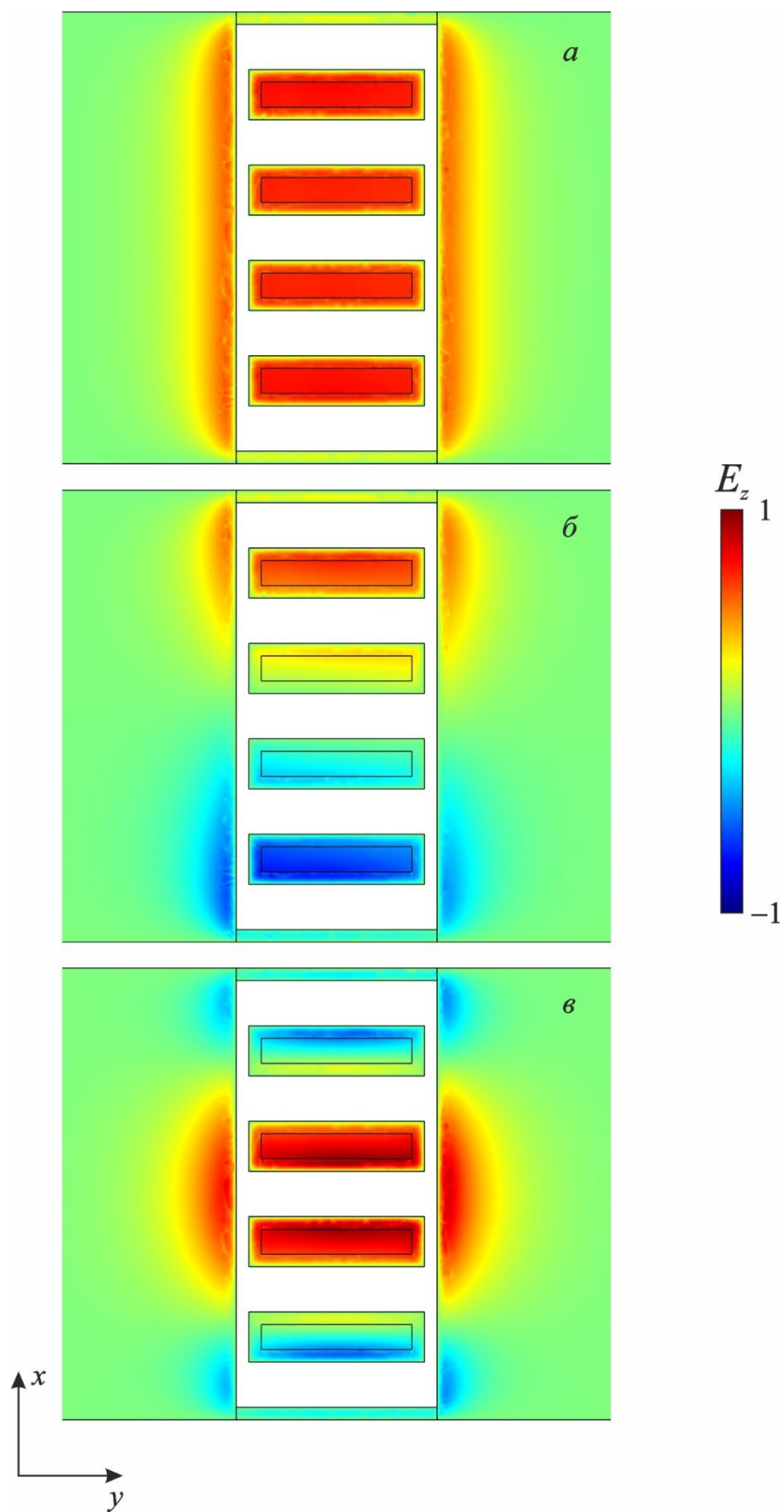


Рисунок 3.20. Распределение продольной компоненты электрического поля для первой (а), второй (б) и третьей (в) поперечной моды ЗС при сдвиге фазы на период $\varphi = 1.2$ рад.

Была исследована поперечная структура поля первых трех поперечных мод предложенной ЗС (рис. 3.20). Видно, что с ростом номера моды увеличивается число вариаций продольной компоненты электрического поля вдоль вертикального направления. При этом для основной моды распределение оказывается довольно однородным в области пролетных каналов, в отличие от высших мод. Так для второй моды в области центральных каналов поле слабо проникает в область пучка. Для третьей моды, наоборот, поле в основном сосредоточено в центральных каналах, а в крайние каналы проникает слабо.

На рис. 3.21 представлены результаты расчета зависимостей усредненного по поперечному сечению пучка сопротивления связи от частоты. Предполагается, что в каждом пролетном канале распространяется ленточный электронный пучок поперечным сечением $h_b \times w_b = 100 \times 600$ мкм². Видно, что для основной моды сопротивление связи существенно больше, чем для высших, и может достигать 12 Ом на частоте вблизи 60 ГГц. Сопротивление связи высших мод принимает более низкие значения: в точках максимума оно составляет примерно 6 Ом для второй моды и 7 Ом для третьей (если не рассматривать окрестность частот отсечки, где сопротивление связи обращается в бесконечность).

Поскольку распределения продольной компоненты электрического поля являются неоднородными (рис. 3.20), были также рассчитаны частотные зависимости сопротивления связи в отдельных пролетных каналах. На рис. 3.21 они показаны штриховыми (для центральных каналов) и штрихпунктирными (для крайних каналов) линиями. Для основной моды в крайних пролетных каналах сопротивление связи оказывается выше, чем в центральных, однако разница относительно невелика (порядка 1 Ом на частоте 60 ГГц). В случае высших мод в силу большей неоднородности поля значения сопротивления связи для центральных и крайних пучков отличаются сильнее. Так, для второй моды в крайних каналах сопротивление связи принимает значения до 12 Ом, а в центральных каналах лишь до 1 Ом. В случае третьей моды ситуация оказывается противоположной: в центральных каналах сопротивление связи

может достигать 14 Ом, а в крайних — до 3 Ом. Такое поведение согласуется с представленными на рис. 3.20 распределениями продольной компоненты электрического поля.

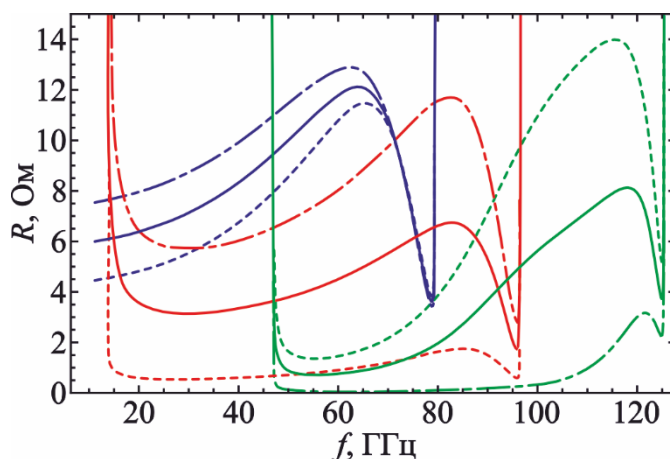


Рисунок 3.21. Зависимость усредненного сопротивления связи от частоты для первой (синий цвет), второй (красный) и третьей (зеленый) мод. Сплошными линиями показаны значения, усредненные по полной площади пучка, штрихпунктирными — по крайним пучкам, штриховыми — по центральным пучкам.

Также была разработана система согласования предложенной ЗС с подводящей однородной полосковой линией. Схема системы согласования представлена на рис. 3.22. Для четырехлучевой системы эта задача является существенно более сложной, чем для двухлучевой. Для снижения уровня отражений в конструкцию был дополнительно добавлен согласующий паз размерами $1.0 \times 1.8 \text{ мм}^2$. Высота паза соответствует высоте волновода, в котором расположена ЗС. Красным цветом показано сечение порта, через который происходит ввод/вывод СВЧ-энергии.

Было проведено моделирование распространения электромагнитных волн в ЗС длиной 40 периодов. В ходе моделирования предполагалось, что эффективная проводимость металла составляет $2.0 \times 10^7 \text{ См/м}$. Частотные зависимости S-параметров представлены на рис. 3.23. Потери в системе при таких значениях проводимости составляют 0.03-0.075 дБ/период. При указанных параметрах системы представленная конструкция согласующих устройств обеспечивает отражения на уровне -9 дБ . При этом происходит возбуждение

основной моды в диапазоне частот 50-70 ГГц. Как будет показано далее, подобные значения коэффициента отражения оказываются приемлемыми для обеспечения стабильной работы многосекционного ЛБВ-усилителя.

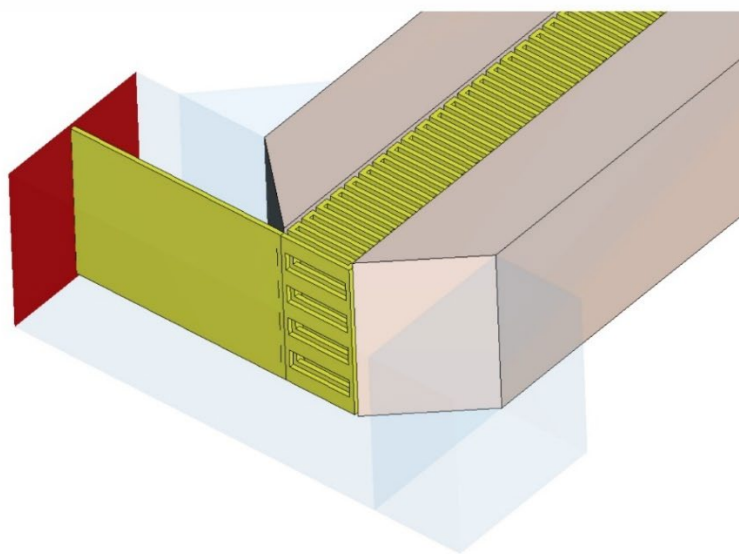
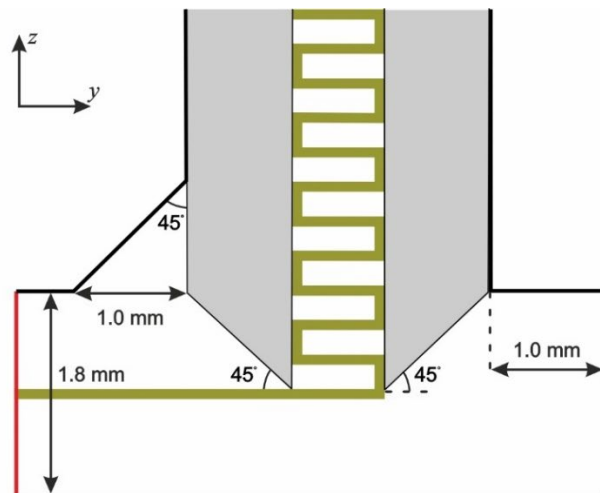


Рисунок 3.22. Схема системы согласования для ЗС типа четырехэтажный меандр.

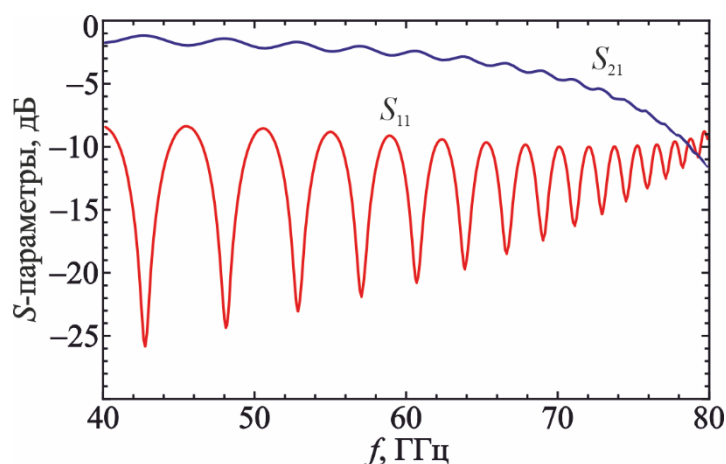


Рисунок 3.23. Частотные зависимости S -параметров для полноразмерной конструкции ЗС длиной 40 периодов с устройствами согласования.

3.2.2. Моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛБВ V-диапазона с четырьмя ленточными электронными пучками

В ходе моделирования электронно-волнового взаимодействия на основе предложенной в разделе 3.3.1 полноразмерной модели ЗС предполагалось, что в пролетных каналах распространяются четыре идентичных ЭП общим током 400 мА, т.е. ток отдельного луча составляет 100 мА, что соответствует плотности тока 167 А/см^2 . Для обеспечения синхронизма вблизи 60 ГГц ускоряющее напряжение было выбрано равным 12 кВ. Фокусировка такого ЭП обеспечивалась однородным продольным магнитным полем величиной 1 Тл.

На первом этапе проводилось исследование стабильности работы ЛБВ, состоящей из одной однородной секции ЗС. Было обнаружено, что при длине пространства взаимодействия, превышающей 40 периодов, в односекционной системе наблюдается самовозбуждение. Причем в зависимости от значений ускоряющего напряжения возможен различный механизм самовозбуждения. Так, при напряжениях 12 кВ и ниже, самовозбуждение происходит за счет отражений основной моды. При более высоких значениях напряжения пучка происходит самовозбуждение вблизи верхних границ полосы пропускания основной или высших мод. Причем самовозбуждение наблюдается как в случае наличия входного сигнала, так и в его отсутствие.

Для предотвращения паразитного самовозбуждения была разработана модель ЛБВ, состоящая из трех отдельных секций. Первая секция состоит из 35 периодов меандра, а вторая и третья – из 40 периодов каждая. В остальном конструкции каждой секции являются идентичными. Схематичное изображение предложенной конструкции представлено на рис. 3.24. Разрывы между секциями составляют 800 мкм, что оказывается достаточным для предотвращения возникновения паразитной связи между отдельными секциями. Данный факт подтверждается холодными расчетами S-параметров. Так, коэффициенты S_{31} и S_{41} принимают значения менее -40 дБ, а S_{51} и S_{61} – менее -80 дБ. Таким образом полная длина системы составляет примерно 2.5 см. Моделирование на больших временах (до 30 нс) показало отсутствие паразитного самовозбуждения.

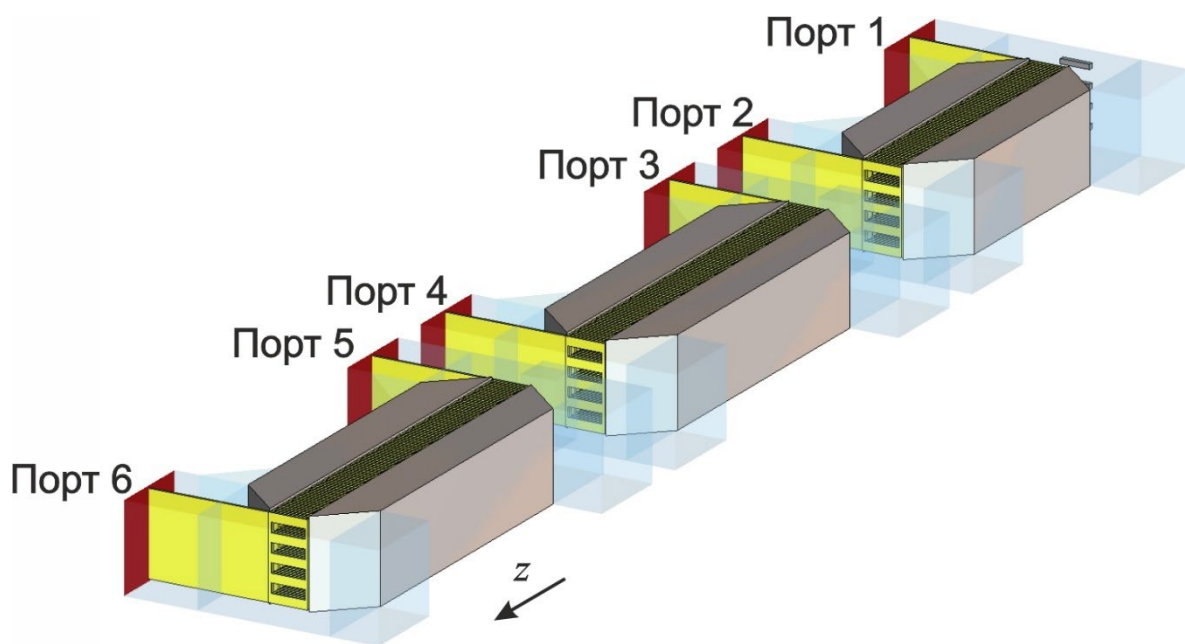


Рисунок 3.24. Схема полноразмерной трехсекционной ЗС с устройствами согласования.

На рис. 3.25 представлена частотная зависимость коэффициента усиления в режиме малого входного сигнала при указанных выше параметрах пучка. Моделирование проводилось при входной мощности 0.05 Вт. Максимальный коэффициент усиления составляет 26.5 дБ и достигается на частоте 60 ГГц. Однако в области больших значений коэффициента усиления зависимость от

частоты оказывается весьма неоднородной. Данный факт, очевидно, связан с высокими значениями коэффициента отражения. Полоса усиления по уровню -3 дБ составляет примерно 4 ГГц.

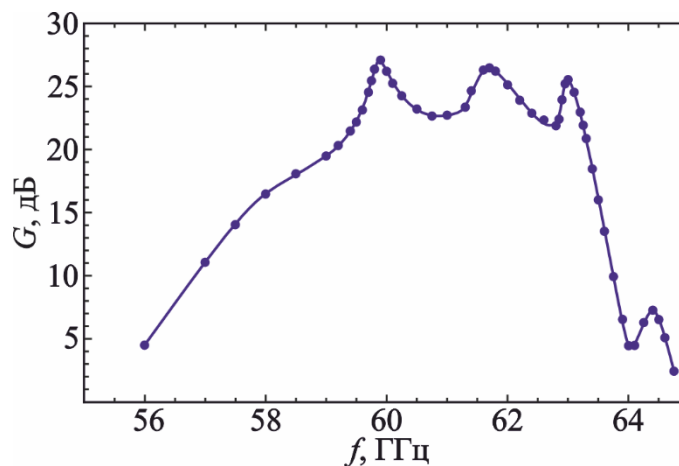


Рисунок 3.25. Зависимость коэффициента усиления в линейном режиме работы от частоты при входной мощности 50 мВт.

Моделирование при более высоких значениях входной мощности показывает, что в режиме насыщения выходная мощность принимает значительно более высокие значения, чем для двухлучевой ЛБВ. Так, на рис. 3.26 представлена амплитудная характеристика ЛБВ на частоте 63 ГГц, где выходная мощность превышает 300 Вт при входной мощности свыше 1 Вт. Максимальное значение достигается при входной мощности 2.25 Вт и составляет 376 Вт, что соответствует КПД 8%. Таким образом, увеличение числа лучей и полного тока пучка в два раза привело к росту мощности в 1.5 раза при близких значениях КПД. При этом важно отметить, что уменьшилось значение ускоряющего напряжения (с 18 до 12 кВ) и длина системы (с 4 см до 2.5 см). Уменьшение длины позволяет сократить размеры и вес магнитной системы, необходимой для фокусировки электронного пучка.

На рис. 3.27 представлены временные реализации входного и выходных сигналов на выходе каждой секции на частоте 63 ГГц при входной мощности 2.25 Вт. На коллекторном конце системы (порт 6) выходной сигнал составляет 376 Вт. На выходе второй секции (порт 4) мощность сигнала составляет 50.3 Вт,

что соответствует усилению 13.5 дБ. На выходе первой секции (порт 2) мощность составляет 2.6 Вт, что соответствует усилению 0.63 дБ.

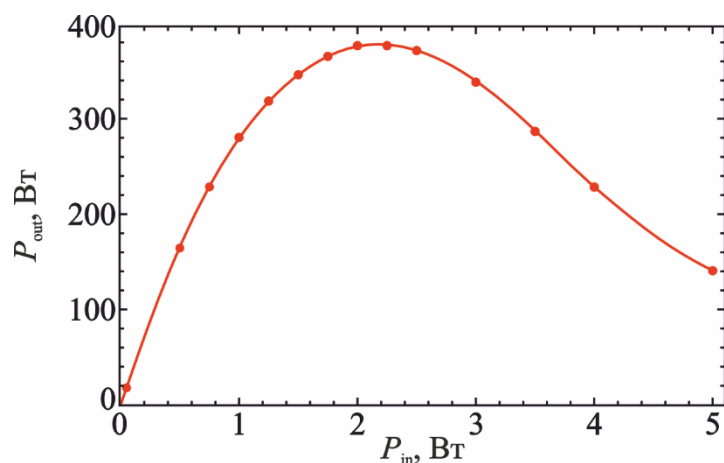


Рисунок 3.26. Зависимость выходной мощности от входной на частоте 63 ГГц при полном токе 400 мА и напряжении 12 кВ.

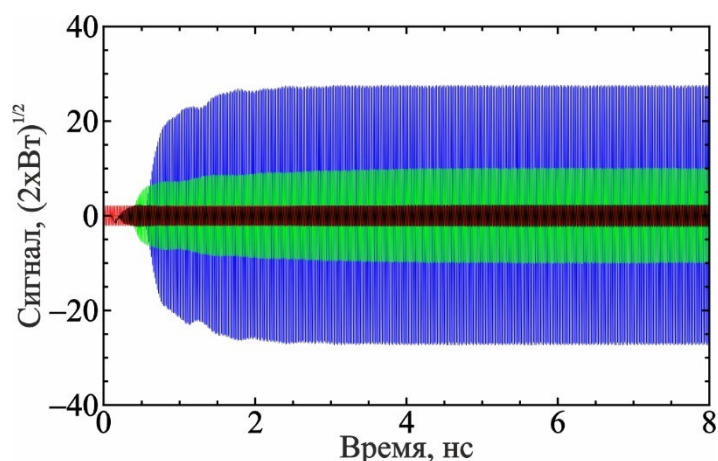


Рисунок 3.27. Временные реализации входного (красный) и выходных сигналов на основной моде на выходе из каждой секции на частоте 63 ГГц при полном токе 400 мА, напряжении 12 кВ и входной мощности 2.25 Вт (черный цвет – порт 2, зеленый – порт 4, синий – порт 6)

Так как в ЗС возможно распространение не только основной, но и высших мод, необходимо проанализировать возможность трансформации сигнала в высшие поперечные моды в ходе электронно-волнового взаимодействия. На рис. 3.28 приведен фрагмент временной реализации сигнала на выходе третьей

секции в режиме насыщения на частоте 63 ГГц. В ходе моделирования в сечении входных/выходных портов учитывалось распространение трёх различных мод, что позволило получить временные реализации выходного сигнала для этих мод.

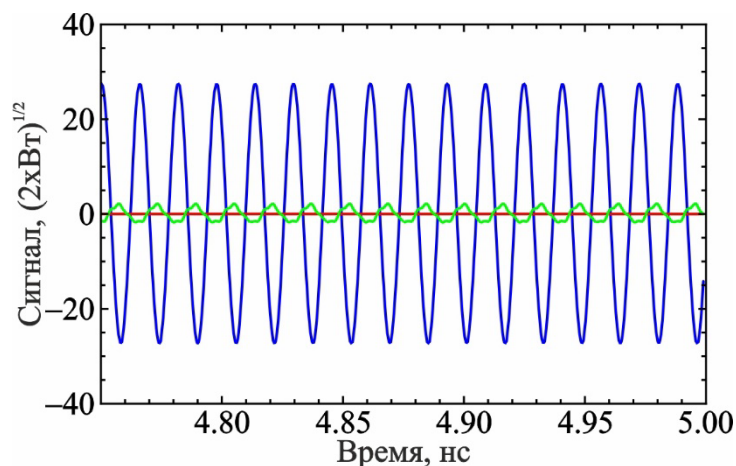


Рисунок 3.28. Временные реализации выходных сигналов на выходе третьей секции на первой (синий цвет), второй (красный) и третьей (зеленый) моде при полном токе 400 мА, напряжении 12 кВ на частоте 63 ГГц при входной мощности 2.25 Вт

Видно, что происходит частичное возбуждение третьей моды, для которой выходная мощность оказывается равной примерно 2 Вт, что на 23 дБ меньше, чем для основной моды. Выходная мощность второй моды практически равна нулю. Это, очевидно, обусловлено структурой поперечного распределения поля различных мод (см. рис. 3.20): для первой и третьей мод распределение продольной E_z -компоненты электрического поля симметрично по вертикали, в то время как для второй моды оно антисимметрично.

На рис. 3.29 представлена картина распределения электронов по энергиям в зависимости от продольной координаты в некоторый момент времени для всех четырех пучков. Вертикальными штриховыми линиями указаны положения разрывов между отдельными секциями прибора. Отметим, что картина группировки практически идентична, как для центральных, так и для крайних пучков. Это согласуется с результатами расчета сопротивления связи (рис. 3.21) и анализа распределения продольной компоненты электрического поля (рис. 3.20).

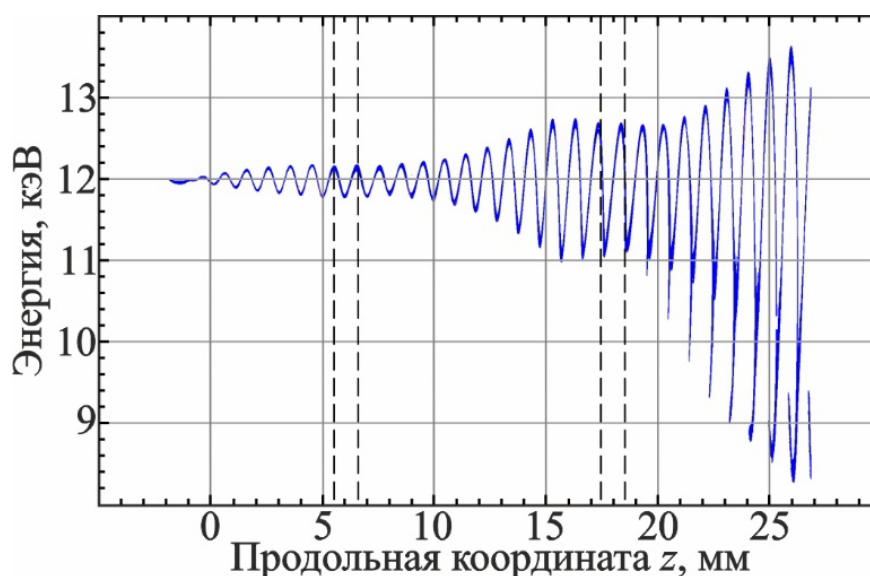


Рисунок 3.29. Распределение электронов по энергиям вдоль оси z в режиме максимальной выходной мощности.

Было также проведено исследование влияния величины фокусирующего магнитного поля режимы работы ЛБВ. Расчеты показали, что в статическом режиме транспортировка ЭП на расстояния до 2.5 см, что соответствует полной длине трехсекционной ЛБВ, возможна при значительном снижении магнитного поля. Однако в режимах с высокой мощностью при магнитном поле ниже 0.6 Тл происходит динамическая расфокусировка пучка, приводящая к оседанию электронов на поверхность ЗС. Ниже представлены результаты при значении магнитного поля 0.6 Тл.

На рис. 3.30 представлена зависимость выходной мощности в режиме насыщения от частоты, а также зависимость соответствующей входной мощности. Видно, что в полосе частот шириной порядка 2 ГГц возможно получить выходную мощность свыше 300 Вт при входной мощности 2-5 Вт. Максимум выходной мощности достигается на частоте 62.85 ГГц и составляет 401.5 Вт, что соответствует КПД 8.4%. На частотах ниже 61 ГГц в системе наблюдается оседание электронов на поверхность ЗС вблизи коллекторного конца системы, что вызвано динамической расфокусировкой, которая отсутствует в статическом режиме. На этих частотах сопротивление связи

крайних пучков оказывается заметно выше, чем у центральных. Соответственно, они сильнее взаимодействуют с полем ЗС.

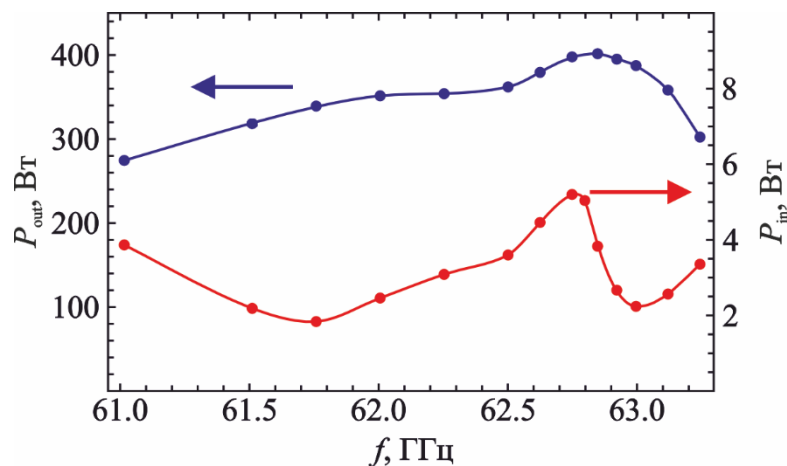


Рисунок 3.30. Зависимость входной (красная) и выходной (синяя) мощности в режиме насыщения от частоты.

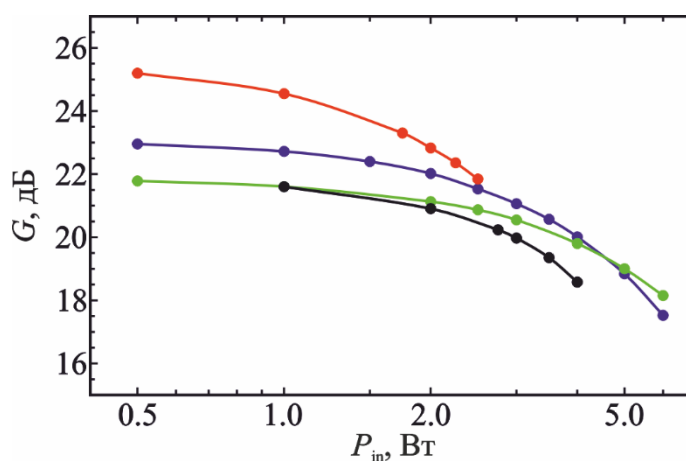


Рисунок 3.31. Зависимость коэффициента усиления от входной мощности на различных частотах: 63.0 ГГц (красная), 62.85 ГГц (синяя), 62.75 ГГц (зеленая), 63.25 (черная).

На рис. 3.31 представлены зависимости коэффициента усиления от входной мощности, рассчитанные на различных частотах. Как уже отмечалось, отражения от концов секций приводят к тому, что зависимость коэффициента усиления от частоты носит осциллирующий характер (см. рис. 3.25). Частота 63 ГГц соответствует максимуму коэффициента усиления в линейном режиме работы, который составляет 25.5 дБ. На близких частотах он падает до 22–23 дБ. Соответственно, на частоте 63 ГГц наблюдается минимум входной мощности, при которой происходит насыщение (рис. 3.30).

3.3. Выводы

В главе 3 представлены результаты исследования мощных миниатюрных многолучевых ЛБВ V-диапазона с ЗС типа многоэтажный меандр. Рассмотрены случаи ЗС с двумя и четырьмя пролетными каналами для ленточных ЭП. Проведено моделирование электродинамических характеристик ЗС, в частности, рассмотрено влияние увеличения числа пролетных каналов на параметры системы: дисперсионные характеристики, модовый состав, сопротивление связи. Показано, что для предложенных конструкций характерны довольно высокие значения сопротивления связи в рабочем диапазоне частот, до 10 Ом.

В силу того, что поле в ЗС типа многоэтажный меандр слабо проникает в область диэлектрических опор, замедление таких ЗС в целом ниже, чем для микрополосковых ЗС на подложках (при близких поперечных размерах). Показано, что взаимодействие с двухлучевым ЭП суммарным током 200 мА и напряжением 18 кВ позволяет получить как высокие значения коэффициента усиления до 29 дБ, так и высокие выходные мощности свыше 200 Вт на частотах вблизи 60 ГГц.

Для дальнейшего повышения мощности была предложена конструкция ЗС, в которой взаимодействие происходит с четырехлучевым ЭП. ЗС была модифицирована таким образом, что замедление увеличилось, что в свою очередь привело к сокращению продольных размеров системы. С увеличением числа пролетных каналов возрастает опасность паразитного самовозбуждения высших поперечных мод ЗС. Также усложняется конструкция согласующих устройств ввода/вывода. Поэтому для предотвращения самовозбуждения остановились на конструкции ЗС из трех изолированных секций. Моделирование электронно-волнового взаимодействия показало, что для ЛБВ V-диапазона с четырехлучевым ЭП с полным током 400 мА при напряжении 12 кВ в линейном режиме коэффициент усиления может достигать 26.5 дБ, а выходная мощность в режиме насыщения составляет 400 Вт при КПД до 8%.

Таким образом, использование предложенных ЗС типа многоэтажный меандр позволяет значительно повысить выходную мощность ЛБВ по сравнению с ЗС, рассмотренными в главах 1,2. Выходная мощность увеличивается пропорционально мощности электронного пучка, т.е., по существу, пропорционально числу отдельных лучей ЭП. Также стоит отметить, что для данной ЗС не возникает проблема оседания электронов на диэлектрик. Не вызывает сомнения, что выходные характеристики прибора в дальнейшем можно значительно улучшить, используя известные методы повышения КПД ЛБВ, например, снижение фазовой скорости электромагнитной волны в выходной секции прибора [54].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Перечислим основные результаты, полученные в ходе выполнения диссертационной работы.

1. С помощью трехмерного конечно-элементного программного пакета COMSOL Multiphysics исследованы электродинамические характеристики планарных микрополосковых ЗС типа меандр на диэлектрической подложке V (50-70 ГГц), W (75-110 ГГц) и D (110-170 ГГц) диапазонов. Найдены параметры ЗС, при которых обеспечивается высокий коэффициент замедления (5-10) на основной прямой гармонике и, соответственно, напряжение синхронизма в диапазоне 4-8 кВ. При этом сопротивление связи при взаимодействии с высокоаспектным ленточным ЭП принимает значения не менее 2 Ом в рабочем диапазоне частот.

2. Разработана конструкция системы ввода/вывода СВЧ-энергии для экспериментального исследования электродинамических характеристик ЗС V-диапазона, которая обеспечивает широкополосное согласование по уровню -10 дБ во всем рабочем диапазоне частот.

3. Проведено сопоставление различных методов расчета омических потерь в тонкопленочных микрополосковых структурах толщиной ~ 1 мкм. Проведено сравнение с экспериментальными результатами для ЗС V-диапазона на подложках из кварца, изготовленных с использованием технологии лазерной абляции. Сопоставление численных и экспериментальных результатов указывает на то, что эффективная проводимость медной пленки составляет примерно $2-2.5 \times 10^7$ См/м, что соответствует шероховатости поверхности ~200 нм. При таких значениях проводимости наблюдаются высокие значения омических потерь (0.2-0.35 дБ/период). При этом моделирование во временной области в программном пакете CST Studio Suite дает заниженные значения омических потерь по сравнению с моделированием методом конечных элементов в частотной области.

4. Проведено 3D PIC моделирование электронно-волнового взаимодействия в ЛБВ V-диапазона с меандровой ЗС на диэлектрической подложке. При токе ленточного ЭП 100 мА (плотность тока ~ 155 А/см²) и напряжении 5 кВ коэффициент усиления может достигать 30 дБ, а выходная мощность в режиме насыщения может превышать 20 Вт при КПД $\sim 4\%$.

5. Исследованы электродинамические характеристики ЗС типа встречные штыри и кольцо-перемычка на кварцевых подложках для миниатюрных низковольтных ЛОВ V-диапазона. Такие конструкции способны обеспечить взаимодействие с ленточным ЭП при напряжениях, не превышающих 6 кВ. Моделирование электронно-волнового взаимодействия показывает, что выходная мощность таких ЛОВ может достигать нескольких ватт в диапазоне частот свыше 60 ГГц при адекватных значениях плотности тока, не превышающих 150 А/см².

6. Предложена новая планарная микрополосковая ЗС в виде связанных меандров на подложке, в которой обеспечивается взаимодействие с двухлучевым ленточным ЭП. В такой ЗС основная мода расщепляется на две: симметричную и антисимметричную, причем симметричная мода имеет несколько большие сопротивление связи и замедление. Разработана система ввода/вывода энергии в виде перехода на тройную микрополосковую линию, обеспечивающая эффективное возбуждение симметричной моды ЗС. Предложенная конструкция обеспечивает согласование по уровню -14 дБ во всем рабочем диапазоне частот.

7. Проведено 3D PIC моделирование электронно-волнового взаимодействия двухлучевого ЭП с симметричной модой ЗС типа связанных меандров в ЛБВ V-диапазона. Показано, что при токе пучка 200 мА (100 мА на один луч) и напряжении 6 кВ коэффициент усиления достигает 30 дБ, а выходная мощность — до 50 Вт. Максимальная выходная мощность повышается более чем в два раза по сравнению с ЛБВ с ЗС типа одиночный меандр на диэлектрической подложке при близких значениях КПД, причем длина пространства сокращается на 12.5%.

8. Предложена планарная ЗС типа полосковый меандр с металлическими опорами, в которой осуществляется взаимодействие с двумя ленточными ЭП, распространяющимися сверху и снизу от меандра. В данной ЗС устраняется опасность оседания электронов на диэлектрическую поверхность, характерная для ЗС на подложках. Разработана конструкция ЛБВ-усилителя W-диапазона, состоящая из двух секций с разрывом для предотвращения самовозбуждения. Напряжение пучка составляет 14 кВ, а полный ток пучка – 200 мА (100 мА на один луч). Средняя плотность тока составляет 69 А/см^2 , что примерно в 2-3 раза ниже, чем для других приборов, рассматриваемых в диссертации, что облегчает формирование и транспортировку ЭП. С помощью 3D PIC моделирования показано, что в двухсекционной ЛБВ коэффициент усиления в линейном режиме составляет до 37 дБ, а выходная мощность в режиме насыщения превышает 100 Вт на частотах около 100 ГГц.

9. Исследованы электродинамические характеристики ЗС типа многоэтажный меандр для многолучевых ЛБВ V-диапазона. Особенностью таких ЗС является более равномерное распределение поля в поперечном сечении структуры, что обеспечивает сопротивление связи не менее 3 Ом во всем рабочем диапазоне частот и, соответственно, приводит к более эффективному электронно-волновому взаимодействию. Однако в силу того, что поле в ЗС типа многоэтажный меандр слабо проникает в область диэлектрических опор, замедление таких ЗС в целом ниже, чем для микрополосковых ЗС на подложках, и составляет $n \sim 3.5 \div 6$.

10. Проведено 3D PIC моделирование однородной односекционной ЛБВ с ЗС типа двухэтажный меандр и двухлучевым ЭП с суммарным током 200 мА и напряжением 18 кВ. Показано, что в линейном режиме коэффициент усиления достигает 29 дБ, а выходная мощность в режиме насыщения составляет до 250 Вт на частотах вблизи 60 ГГц.

11. Проведен анализ трансформации электродинамических характеристик ЗС типа многоэтажный меандр при увеличении числа пролетных каналов. Показано, что при этом возникает проблема конкуренции мод и происходит

усложнение конструкции системы согласования. Разработана система ввода/вывода энергии для ЛБВ с четырехлучевым ЭП, обеспечивающая широкополосное согласование по уровню -10 дБ. Для предотвращения самовозбуждения предложена трехсекционная конструкция ЛБВ. Моделирование электронно-волнового взаимодействия при суммарном токе 400 мА (100 мА на луч) и напряжении 12 кВ показало, что в линейном режиме коэффициент усиления может достигать 26.5 дБ, а выходная мощность в режиме насыщения — 400 Вт при КПД до 8%. Таким образом выходная мощность прибора увеличивается примерно пропорционально мощности пучка.

БЛАГОДАРНОСТИ

В заключение хочу выразить глубокую благодарность научному руководителю профессору, доктору физико-математических наук Рыскину Никите Михайловичу за научное руководство, поддержку и неоценимую помощь при работе над диссертацией. Также хочу выразить большую благодарность кандидату физико-математических наук Рожнёву Андрею Георгиевичу за приобретенные навыки работы в современных программных пакетах, ценные знания и поддержку в решении научных задач.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

ЗС – замедляющая система

КПД – коэффициент полезного действия

КСВН – коэффициент стоячей волны напряжения

ЛБВ – лампа бегущей волны

ЛОВ – лампа обратной волны

СВЧ – сверхвысокие частоты

СЛП – связанные линии передачи

ЭП – электронный пучок

РІС – Particle in cell (частица в ячейке)

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Advances in Terahertz Source Technologies // ed. by Park G.-S., Tani M., Rieh J.-S., Park S. Y. Singapore: Jenny Stanford Publishing Pte. Ltd, 2024, 773 p.
2. THz Communications: Paving the Way towards Wireless Tbps. Ed. by Kürner Th., Mittleman D. M., Nagatsuma T. Springer, 2022.
3. Jiang W., Han B., Habibi M.A., Schotten H.D. The road towards 6G: A comprehensive survey // IEEE Open Journal of the Communications Society. – 2021. – Vol. 2. – P. 334-366.
4. Thumm M. State-of-the-art of high-power gyro-devices and free electron masers // J Infrared Milli Terahz Waves – 2020 – Vol. 41 P.1–140 (2020).
5. Nusinovich G.S., Thumm M.K.A., Petelin M.I. The Gyrotron at 50: Historical Overview // J Infrared Milli Terahz Waves – 2014 – Vol. 35 – P. 325–381.
6. Srivastava V. THz vacuum microelectronic devices //Journal of Physics: Conference Series. – IOP Publishing, 2008. – Vol. 114. – No. 1. – P. 012015.
7. Barker R.J. Modern microwave and millimeter-wave power electronics / R. J. Barker, N. C. Luhmann, J. H.Booske, G. S. Nusinovich Wiley-IEEE Press, 2005. – 512 P.
8. Qiu J. X., Levush B., Pasour J. et al. Vacuum tube amplifiers // IEEE Microwave Magazine. – 2009. – Vol. 10. – No. 7. – P. 38-51
9. Booske J. H., Dobbs R.J., Joye C.D. et al. Vacuum electronic high power terahertz sources //IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1. – No. 1. – P. 54-75.
10. Paoloni C., Gamzina D., Letizia R. et al. Millimeter wave traveling wave tubes for the 21st century //Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2021. – Vol. 35. – No. 5. – P. 567-603.
11. Armstrong C. M., Snively E. C., Shumail M. et al. Frontiers in the Application of RF Vacuum Electronics // IEEE Trans. on Elec. Dev. - 2023. - Vol. 70 – No. 6 – P. 2643-2655.

12. Цимринг Ш.Е. Введение в высокочастотную вакуумную электронику и физику электронных пучков / Нижний Новгород: Институт прикладной физики РАН, 2012. – 576 с.
13. Григорьев А.Д. Микроволновая электроника: учебник для вузов / А.Д. Григорьев, В.А. Иванов, С.И. Молоковский; под редакцией А.Д. Григорьева. – СПб: Лань, 2022. – 496 с.
14. Григорьев А.Д. Электродинамика и микроволновая техника: Учебник. 2-е изд., доп. СПб: «Лань» – 2007 – 704 с.
15. Силин Р.А. Периодические волноводы. / М.: Фазис, 2002, 438 с.
16. Силин Р.А., Сазонов В.П. Замедляющие системы / М.: Сов. радио, 1966. – 632 с.
17. André F., Racamier J.C., Zimmermann R. et al. Technology, assembly, and test of a W-band traveling wave tube for new 5G high-capacity networks //IEEE Transactions on Electron Devices. – 2020. – Vol. 67. – No. 7. – P. 2919-2924.
18. Bhattacharjee S., Booske J.H., Kory C.L., et al. Folded waveguide traveling-wave tube sources for terahertz radiation // IEEE Trans Plasma Sci. – 2004. – V. 32. – P. 1002-1014.
19. Shin Y. -M., Baig A., Barnett L. R. et al. System design analysis of a 0.22-THz sheet-beam traveling-wave tube amplifier // IEEE Transactions on Electron Devices – 2012 – Vol. 59 – No. 1 – P. 234-240.
20. Karetnikova T. A., Rozhnev A. G., Ryskin N. M. et al. Gain analysis of a 0.2-THz traveling-wave tube with sheet electron beam and staggered grating slow wave structure // IEEE Transactions on Electron Devices – 2018 – Vol. 65 – No. 6 – P. 2129-2134.
21. Douglas C.R., Lin M.-C., Stoltz P.H., Smithe D., et al., A 3-D analysis of a microfabricated ladder slow-wave structure for a millimeter-wave traveling-wave tube // IEEE Transactions on Electron Devices – 2010 – Vol. 57 – No. 12 – P. 3500-3507.

22. Pershing D. E., Nguyen K. T., Abe D.K. et al. Demonstration of a wideband 10-kW Ka-band sheet beam TWT amplifier // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2014. – Vol. 61. – No. 6. – P. 1637-1642.
23. Pan P., Tang Y., Bian X. et al. A G-band traveling wave tube with 20 W continuous wave output power // IEEE Electron Device Lett. – 2020. – V. 41. – P. 1833-1836.
24. Ракова Е. А., Галдецкий А. В., Корепин Г. Ф. и др. Проектирование и исследование технологии изготовления перспективной замедляющей системы для ЛБВ W-диапазона // V Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Санкт-Петербург. – 2016. – С. 148-152.
25. Galdetskiy A., Rakova E. New slow wave structure for W-band TWT // 2017 18th International Vacuum Electronics Conference (IVEC). London, UK – 2017 – P. 1-2.
26. Shen F., Wei Y., Yin H. et al. A novel V-shaped microstrip meander-line slow-wave structure for W-band MPPM // IEEE Transactions on Plasma Science – 2012 – Vol. 40 – No. 2 – P. 463-469.
27. Shen F., Wei Y., Xu X. et al. Symmetric double V-Shaped microstrip meander-line slow-wave structure for W-band traveling-wave tube // IEEE Transactions on Electron Devices – 2012 – Vol. 59 – No. 5 – P. 1551-1557.
28. Wang Z., Du F., Li S. et al. Study on an X-band sheet beam meander-line SWS // IEEE Transactions on Plasma Science – 2020 – Vol. 48 – No. 12 – P. 4149-4154.
29. Wang S., Aditya Sh., Xia X. et al. On-wafer microstrip meander-line slow-wave structure at Ka-band // IEEE Transactions on Electron Devices – 2018 – Vol. 65 – No. 6 – P. 2142-2148.
30. Wang S., Aditya Sh., Xia X. et al. Ka-band symmetric V-shaped meander-line slow wave structure // IEEE Transactions on Plasma Science – 2019 – Vol. 47 – No. 10 – P. 4650-4657.

31. Wang Z., Su L., Duan Z. et al. Investigation on a Ka-band diamond-supported meander-line SWS // *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves* – 2020 – Vol. 41 – P. 1460-1468.
32. Sengele S., Jiang H., Booske J. H. et al. Microfabrication and characterization of a selectively metallized W-Band meander-line TWT circuit // *IEEE Transactions on Electron Devices* – 2009 – Vol. 56 – No. 5 – P. 730-737.
33. Yue L., Shan W., Liu C. et al. A high interaction impedance microstrip meander-line with conformal dielectric substrate layer for a W-band traveling-wave tube // *IEEE Transactions on Electron Devices* – 2022 – Vol. 69 – No. 10 – P. 5826-5831.
34. Guo G., Zhang T., Zeng J. et al. Investigation and fabrication of the printed microstrip meander-line slow-wave structures for D-band traveling wave tubes // *IEEE Transactions on Electron Devices* – 2022 – Vol. 69 – No. 9 – P. 5229-5234.
35. Sumathy M., Augustin D., Datta S. K. et al. Design and RF characterization of W-band meander-line and folded-waveguide slow-wave structures for TWTs // *IEEE Transactions on Electron Devices* – 2013 – Vol. 60 – No. 5 – P. 1769-1775.
36. Liang H., Xue Q., Ruan C. et al. Integrated planar three-beam electron optics system for 220-GHz folded waveguide TWT // *IEEE Transactions on Electron Devices* – 2018 – Vol. 65 – No. 1 – P. 270-276.
37. Navrotsky I. A., Ryskin N. M. Electron-optic system with high compression of a multiple elliptic electron beam for a miniaturized THz-band vacuum electron device // *IEEE Access* – 2022 – Vol. 10 – P. 1334-1338.
38. Shao W., Xu D., Wang Zh. et al. Stacked dual beam electron optical system for THz integrated wideband traveling wave tube // *Physics of Plasmas* – 2019 – Vol. 26. – No. 6 – 063106.
39. Wang H., Wang S., Wang Z. et al. Study of an attenuator supporting meander-line slow-wave structure for Ka-band TWT // *Electronics* – 2021 – Vol. 10 – No. 19 – P. 2372.

40. Dong Y., Chen Z., Li X. et al. Ka-band dual sheet beam traveling wave tube using supported planar ring-bar slow wave structure // Journal of Electromagnetic Waves and Applications – 2020 – Vol. 34. – No. 16 – P. 2236-2250.
41. Yang J., Cai K., Deng G. et al. A staggered double-vane slow-wave structure with double sheet electron beams for 340 GHz traveling wave tube // Journal of Electromagnetic Waves and Applications – 2019 – Vol. 33 – No. 12 – P. 1632-1643.
42. Crampagne R., Ahmadpanah M. Meander and interdigital lines as periodic slow-wave structure. II. Applications to slow-wave structures // International Journal of Electronics – 1977 – Vol. 43 – No. 1 – P. 33-39
43. Potter B.R., Scott A.W., Tancredi J.J. High-power printed circuit traveling wave tubes // 1973 International Electron Devices Meeting. – IEEE, 1973 – P. 521-524.
44. Гуляев Ю.В., Жбанов А.И., Захарченко Ю.Ф. и др. Планарные замедляющие системы миниатюрных электровакуумных СВЧ приборов// Радиотехника и электроника – 1994 – Т. 39 – №. 12 – С. 2049-2058.
45. Богомолова Е.А. Замедляющие системы с улучшенными электродинамическими параметрами и теплорассеивающей способностью для низковольтных ЛБВ миллиметрового диапазона // дисс. ... канд. техн. наук: АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина», Фрязино – 2021 – 117 с.
46. Чернышев М.А., Мирошниченко А.Ю., Царев В.А. Исследование электродинамических параметров трехззорного клистронного резонатора с полосковыми проводниками на керамической подложке // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2021. – Т. 1. – С. 552-556.
47. Ansys HFSS | 3D High Frequency Simulation Software 2024 URL: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
48. Understand, Predict, and Optimize Physics-Based Designs and Processes with COMSOL Multiphysics: Comsol. URL: <https://www.comsol.com/comsol/multiphysics>

49. CST Studio Suite Electromagnetic Field Simulation Software. 2020. <https://www.3ds.com/productservices/simulia/products/cst-studiosuite/2020>.
50. Hammerstad E.O. Microstrip handbook / Ed. by F. Bekkadal. Trondheim: Norwegian Institute of Technology – 1985 – 118 p.
51. Kirley M.P. Electrical conductivity of metal surfaces at terahertz frequencies // PhD Thesis. University of Wisconsin–Madison, USA. 2014. 145 p.
52. Kirley M.P., Booske J.H. The physics of conductivity at terahertz frequencies // 16th IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). Beijing, China – IEEE, 2015 – P. 1-2.
53. Gamzina D., Li H., Himes L. et al. Nanoscale surface roughness effects on THz vacuum electron device performance // IEEE Transactions on Nanotechnology – 2016 – Vol. 15 – No. 1 – P. 85-93.
54. Кац А.М., Ильина Е.М., Манькин И.А. Нелинейные явления в СВЧ приборах О-типа с длительным взаимодействием. М.: «Сов. радио» – 1975 – 296 с.
55. Трубецков Д.И., Храмов А.Е. Лекции по СВЧ электронике для физиков. В 2-х т. – М: Физматлит. – 2003 г.
56. Шевчик В.Н., Трубецков Д.И. Аналитические методы расчета в электронике СВЧ. М.: «Сов. радио» – 1970 – 584 с.
57. Navrotsky I.A., Burtsev A. A., Emelyanov V. V. et al. Electron-optic system with a converged sheet electron beam for a 0.2-THz traveling-wave tube // IEEE Transactions on Electron Devices – 2021 – Vol. 68 – No. 2 – P. 798-803.
58. Навроцкий И.А. Формирование ленточных электронных пучков с высокой плотностью тока для приборов вакуумной электроники субтерагерцевого диапазона // дисс. ... канд. физ.-мат. наук: СГУ, Саратов – 2022 – С. 140
59. Srivastava A., So J.-K., Wang Y. et al. Design of sheet-beam electron gun with planar cathode for terahertz devices // J. Infrared Millim. Terahertz Waves – 2009 – V. 30 – P. 670–678.

60. Zheng Y., Gamzina D., Popovic B., Luhmann N.C. Electron beam transport system for 263-GHz sheet beam TWT // IEEE Trans. Electron Devices – 2016 – V. 63 – No. 11 – P. 4466–4472.
61. Zhang C., Pan P., Chen X. et al. Design and experiments of the sheet electron beam transport with periodic cusped magnetic focusing for terahertz traveling-wave tubes // Electronics – 2021 – V. 10 – No. 24 – 3051.
62. Cutler C.C. Instability in hollow and strip electron beams // J. Appl. Phys. – 1955 – Vol. 27 – No. 9 – P. 1028-1029.
63. Nguyen K.T., Pasour J., Antonsen T.M., et al. Intense sheet electron beam transport in a uniform solenoidal magnetic field // IEEE Tran. Electron Devices. – 2009. – Vol. 56. – No 5. – P. 744-752.
64. Starodubov A.V., Serdobintsev A.A., Pavlov A.M. et al. A novel microfabrication technology of planar microstrip slow-wave structures for millimeter-band traveling-wave tubes // 2018 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Monterey, CA, USA – IEEE, 2018. – P. 333-334.
65. Starodubov A. V., Serdobintsev A. A., Pavlov A. M. et al. A novel approach to microfabrication of planar microstrip meander-line slow wave structures for millimeter-band TWT // 2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama), Toyama, Japan – IEEE, 2018 –P. 506-509.
66. Rao S. J., Ghosh S., Jain P. K., Basu B. N. Nonresonant perturbation measurements on dispersion and interaction impedance characteristics of helical slow-wave structures // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques – 1997 – Vol. 45 – No. 9 – P. 1585-1593.
67. Shu G., Liao J., Ren J. et al. Dispersion and dielectric attenuation properties of a wideband double-staggered grating waveguide for subterahertz sheet-beam traveling-wave amplifiers // IEEE Transactions on Electron Devices – 2021 – Vol. 68 – No. 11 – P. 5826-5833.

68. Baik Ch.-W., Young Ahn H., Kim Y. et al. Dispersion retrieval from multi-level ultra-deep reactive-ion-etched microstructures for terahertz slow-wave circuits // *Applied Physics Letters*. – 2014. – Vol. 104. – No. 2.
69. Бенедик А.И., Рожнёв А.Г., Рыскин Н.М. и др. Разработка планарных замедляющих систем на диэлектрических подложках для приборов вакуумной микроэлектроники миллиметрового и субмиллиметрового диапазона // *Радиотехника* – 2016 – № 7 – С. 47-52.
70. Рыскин Н.М., Рожнев А.Г., Гинзбург Н.С., Зотова И.В. Нелинейная динамика лампы обратной волны как отправная точка развития нестационарной СВЧ-электроники // *Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика* – 2021 – Т. 29 – № 4 – С. 480–514.
71. Безручко Б.П., Булгакова Л.В., Кузнецов С.П., Трубецков Д.И. Экспериментальное и теоретическое исследование стохастических автоколебаний в лампе обратной волны // *Лекции по электронике СВЧ и радиофизике (5-я зимняя школа–семинар инженеров)*. Кн. 5. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та – 1980 – С. 25-77.
72. Кузнецов С.П. Нелинейная динамика лампы обратной волны: автомодуляция, мультистабильность, контроль // *Изв. вузов. Прикладная нелинейная динамика* – 2006 – Т. 14 – № 4 – С. 3-35.
73. Ulisse G., Krozer V. W-band traveling wave tube amplifier based on planar slow wave structure // *IEEE Electron Device Letters* – 2017 – Vol. 38 – No. 1 – P. 126-129.
74. Gee A., Shin Y.-M. Gain analysis of higher-order-mode amplification in a dielectric-implanted multi-beam traveling wave structure // *Physics of Plasmas* – 2013 – Vol. 20 – No. 7 – 073106.
75. Shu G. X., Liu G., Chen L. et al Terahertz backward wave radiation from the interaction of high-order mode and double sheet electron beams // *J. Phys. D: Appl. Phys.* – 2018 – Vol. 51 – 055107.

76. Shu G. X., Liu G., Qian Z. F. Simulation study of a high-order mode terahertz radiation source based on an orthogonal grating waveguide and multiple sheet electron beams // *Opt. Express* – 2018 – Vol. 26 – No. 7 – P. 8040-8048.
77. Плоских А. Э., Рыскин Н. М. Моделирование лампы бегущей волны суб-ТГц диапазона с многолучевым ленточным электронным пучком // *Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия: Физика.* – 2019 – Т. 19 – № 2 – С. 113-121.
78. Shu G. X., Liu G., Qian Z., He W. Design, microfabrication, and characterization of a subterahertz-band high-order overmoded double-staggered grating waveguide for multiple-sheet electron beam devices // *IEEE Transactions on Electron Devices* – 2021 – Vol. 68 – No. 6 – P. 3021-3027.
79. Luo J., Xu J., Yin P. et al. A 340 GHz high-power multi-beam overmoded flat-roofed sine waveguide traveling wave tube // *Electronics* – 2021 – Vol. 10 – No. 23 – P. 3018.
80. Liao J., Shu G. X., He J. et al. A terahertz band TE_{20}^q mode input/output coupling structure for dual-sheet-beam traveling-wave tubes // *IEEE Transactions on Plasma Science* – 2022 – Vol. 50 – No. 5 – P. 1360-1368.
81. Трубецков Д.И. Две лекции по теории взаимодействия электронного потока с полями связанных линий передачи. – В кн.: Лекции по электронике СВЧ (4-я зимняя школа-семинар инженеров), кн. 5. – Изд-во Саратов. ун-та – 1978. – С. 89-142.
82. Starodubov A.V., Galushka V.V., Ryskin N.M., Galkin A.D., Bessonov D.A., Tuzhilin D.N., Nozhkin D.A. Laser-based technologies for microfabrication of key electromagnetic components of miniaturized vacuum electron devices // 2023 24th International Vacuum Electronics Conference (IVEC). 25-28 April 2023. Chengdu, China
83. Karp A. Backward-wave oscillator experiments at 100 to 200 kilomegacycles // *Proc. IRE* – 1957 – Vol. 45 – No. 4 – P. 496-503.

84. Лампы обратной волны миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн / Е.М. Гершензон, М.Б. Голант, А.А. Негирев, В.С. Савельев; под ред. Н.Д. Девяткова. – М.: Радио и связь, 1985. – 136 с.
85. Borisov A. A., Budzinsky U. A., Bykovsky S. V. et al. The development of vacuum microwave devices in Istok // 2011 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Bangalore, India – 2011 – P. 437-438.
86. Филин Ю.Ю., Именина К.С., Коломийцева Н.М. и др. Особенности производства ЛОВ субмиллиметрового диапазона // Электроника и микроэлектроника СВЧ-2021 Сборник статей X Всероссийской конференции. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ» – 2021. – С. 230-234.
87. Патент RU 183912 U1 Торгашов Г.В., Рыскин Н.М., Шалаев П.Д. Замедляющая система для лампы бегущей волны – 2018.
88. Lu Z., Ding K. Wen R. et al. Novel double tunnel staggered grating slow wave structure for 0.2 THz traveling wave tube // IEEE Electron Device Letters – 2020 – Vol. 41 – No. 2 – P. 284-287
89. Lu Z., Zhu M., Ding K. et al. Investigation of double tunnel sine waveguide slow-wave structure for terahertz dual-beam TWT // IEEE Transactions on Electron Devices – 2020 – Vol. 67 – No. 5 – P. 2176-2181
90. Wen Zh., Luo J., Li Y. et al. A concentric arc meander line SWS for low voltage, high efficiency, and wide bandwidth V-Band TWT with dual sheet beam // IEEE Transactions on Plasma Science – 2021 – Vol. 49 – No. 6 – P. 1842-1847.
91. Zhu J., Lu Z., Duan J., et al. A modified staggered double grating slow wave structure for W-band dual-beam TWT // IEEE Transactions on Electron Devices – 2023 – Vol. 70 – No. 1 – P. 320-326.
92. Ryskin N.M., Rozhnev A.G., Starodubov A.V., Serdobintsev A.A., Pavlov A.M., Benedik A.I., Torgashov R.A., Torgashov G.V., Sinitsyn N.I. Planar microstrip slow-wave structure for a low-voltage V-band traveling-wave tube with a sheet electron beam // IEEE Electron Device Lett. – 2018. – Vol. 39. – No. 5. – P. 757-760

93. Torgashov G. V., Torgashov R.A., Titov V.N., Rozhnev A.G., Ryskin N.M. Meander-line slow-wave structure for high-power millimeter-band traveling-wave tubes with multiple sheet electron beam // IEEE Electron Device Lett. – 2019 – Vol. 40 – No. 12 – P. 1980-1983.
94. Ryskin N.M., Torgashov R.A., Starodubov A.V., Rozhnev A.G., Serdobintsev A.A., Pavlov A.M., Galushka V.V., Bessonov D.A., Ulisse G., Krozer V. Development of microfabricated planar slow-wave structures on dielectric substrates for miniaturized millimeter-band traveling-wave tubes // Journal of Vacuum Science & Technology B. – 2021 – Vol. 39 – No. 1.
95. Torgashov R.A., Rozhnev A. G., Ryskin N. M. Design study on a multiple-tunnel meander-line slow-wave structure for a high-power V-band traveling-wave tube // IEEE Transactions on Electron Devices – 2022 – Vol. 69 – No. 3 – P. 1396-1401.
96. Торгашов Р.А., Бенедик А.И., Рыскин Н.М. Исследование миниатюрного низковольтного генератора обратной волны миллиметрового диапазона с планарной замедляющей системой // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика – 2017 – Т. 25 – № 5 – С. 35–46
97. Торгашов Р.А., Рыскин Н.М., Рожнев А.Г., Стародубов А.В., Сердобинцев А.А., Павлов А.М., Галушка В.В., Бахтеев И.Ш., Молчанов С.Ю. Теоретическое и экспериментальное исследование миниатюрной планарной замедляющей системы на диэлектрической подложке для лампы бегущей волны W-диапазона // Журнал технической физики – 2020 – Т. 90 – № 4 – С. 686-692.
98. Торгашов Р.А. Замедляющая система меандрового типа на диэлектрической подложке для лампы бегущей волны миллиметрового диапазона // Письма в Журнал технической физики – 2020 – Т. 46 – № 23 – С. 25-28.
99. Рыскин Н.М., Торгашов Р.А., Титов В.Н., Навроцкий И.А., Стародубов А.В., Плоских А.Э., Рожнев А.Г. Исследование миниатюрных ламп бегущей волны миллиметрового диапазона длин волн с многолучевыми

- ленточными электронными пучками // Известия высших учебных заведений. Радиофизика – 2022 – Т. 65 – № 5-6 – С. 494-504.
100. Торгашов Р.А., Стародубов А.В., Рожнев А.Г., Рыскин Н.М. Исследование и разработка ламп бегущей волны с планарными микрополосковыми замедляющими системами на диэлектрических подложках // Радиотехника и электроника – 2022 – Т. 67 – № 10 – С. 981-986.
 101. Торгашов Р.А., Ножкин Д.А., Стародубов А.В., Рыскин Н.М. Разработка и исследование замедляющей системы для миниатюрной многолучевой лампы бегущей волны W-диапазона // Радиотехника и электроника – 2023 – Т. 68 – № 10. – С. 992-997.
 102. Торгашов Р.А., Рыскин Н.М., Рожнев А.Г., Торгашов Г.В. Исследование планарных замедляющих систем на диэлектрической подложке для лампы бегущей волны миллиметрового диапазона // Нелинейный мир – 2019 – Т.17 – №1 – С. 64-66
 103. Торгашов Р.А., Торгашов Г.В., Рыскин Н.М., Рожнев А.Г. Новая меандровая замедляющая система для лампы бегущей волны миллиметрового диапазона с двумя электронными пучками // Нелинейный мир – 2020 – Т. 18 – № 1 – С. 73-75.
 104. Benedik A.I., Rozhnev A.G., Ryskin N.M., Sinitsyn N.I., Torgashov G.V., Torgashov R.A. Planar V-band slow-wave structures for low-voltage tubes with sheet electron beam // 2017 Eighteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC), London, 2017, pp. 1-2
 105. Ryskin N.M., Benedik A.I., Rozhnev A.G., Sinitsyn N.I., Torgashov R.A., Torgashov G.V. Study of low-voltage millimeter-wave tubes with planar slow-wave structures on dielectric substrates // 2017 10th UK-Europe-China Workshop on Millimetre Waves and Terahertz Technologies (UCMMT), Liverpool, 2017, pp. 1-2.
 106. Ryskin N.M., Benedik A.I., Rozhnev A.G., Sinitsyn N.I., Torgashov R.A., Torgashov G.V. Planar slow-wave structures for miniaturized low-voltage Cherenkov devices // 10th International Workshop 2017 "Strong Microwaves

- and Terahertz Waves: Sources and Applications", EPJ Web Conf., 149 (2017) 04027
107. Benedik A.I., Karetnikova T.A., Torgashov R.A., Terentyuk A.G., Rozhnev A.G., Torgashov G.V., Ryskin N.M. Simulation and development of novel slow-wave structures for miniaturized THz-band vacuum-tube devices // Proc. SPIE. – 2018. – Vol. 10717. – Art. no. 107171A.
 108. Starodubov A.V., Serdobintsev A.A., Pavlov A.M., Galushka V.V., Mitin D.M., Rozhnev A.G., Torgashov R.A., Torgashov G.V., Ryskin N.M. Study of electromagnetic parameters of a V-band planar meander slow-wave structure // 2018 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Monterey, CA, 2018, pp. 421-422.
 109. Ryskin N.M., Rozhnev A.G., Starodubov A.V., Serdobintsev A.A., Torgashov R.A., Galushka V.V., Pavlov A.M. Development of planar slow-wave structures for low-voltage millimeter-band vacuum tubes // 2018 43rd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), Nagoya, 2018, pp. 1-2
 110. Рыскин Н.М., Рожнёв А.Г., Стародубов А.В., Сердобинцев А.А., Павлов А.М., Галушка В.В., Кожевников И.О., Бурцев А.А., Данилушкин А.В., Навроцкий И.А., Плоских А.Э., Терентюк А.Г., Торгашов Р.А., Торгашов Г.В., Сеницын Н.И. Разработка ламп бегущей волны миллиметрового и терагерцевого диапазонов с пространственно-развитыми замедляющими системами // Актуальные проблемы электронного приборостроения. Материалы международной научно-технической конференции. Саратов: СГТУ, 2018. Т. 1. С. 126-130.
 111. Starodubov A. V., Serdobintsev A. A., Pavlov A. M., Galushka V. V., Ryabukho P. V., Rozhnev A. G., Torgashov R. A., Torgashov G. V., Ryskin N. M. Experimental and numerical study of electromagnetic parameters of V-band planar meander slow-wave structure // 2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama), Toyama, 2018, pp. 926-929.

112. Starodubov A.V., Galushka V.V., Torgashov R.A., Serdobintsev A.A., Pavlov A.M., Torgashov G.V., Ryabukho P.V., Rozhnev A.G., Ryskin N.M. Planar slow-wave structures for low-voltage millimeter-band vacuum devices (novel approach for fabrication, numerical and experimental measurements) // 2018 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), Istanbul, 2018, pp. 128-131.
113. Starodubov A.V., Serdobintsev A.A., Pavlov A.M., Galushka V.V., Sinev I.V., Rozhnev A.G., Torgashov R.A., Torgashov G.V., Ryskin N.M. Experimental and numerical study of electromagnetic parameters of planar slow-wave structures for millimeter-wave vacuum electronic devices // Proc. SPIE. – 2019. – Vol. 11066. – Art. no. 1106618.
114. Starodubov A.V., Pavlov A.M., Galushka V.V., Bakhteev I.Sh., Serdobintsev A.A., Torgashov G.V., Ryabukho P.V., Molchanov S.Yu., Torgashov R.A., Rozhnev A.G., Ryskin N.M. Study on a microfabrication W-band planar meander-line slow-wave structure // 2019 International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Busan, Korea (South), 2019, pp. 1-2.
115. Starodubov A.V., Ryskin N.M., Rozhnev A.G., Pavlov A.M., Serdobintsev A.A., Torgashov R.A., Galushka V.V., Kozhevnikov I.O., Bahteev I.Sh., Ulisse G., Krozer V. Microfabrication and study of planar slow-wave structures for low-voltage V-band and W-band vacuum tubes // 2019 44th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), Paris, France, 2019, pp. 1-2.
116. Starodubov A.V., Serdobintsev A.A., Kozhevnikov I.O., Pavlov A.M., Galushka V.V., Sakharov V.K., Torgashov R.A., Bessonov D.A., Galkin A., Ryskin N.M. Comparison of nanoseconds and picoseconds laser ablation for microfabrication of planar slow-wave structures for D-band vacuum electronic devices with sheet electron beam // Proc. SPIE. – 2020. – Vol. 11458. – Art. no. 1145803.
117. Ryskin N.M., Starodubov A.V., Torgashov R.A., Rozhnev A.G., Pavlov A.M., Galushka V.V., Serdobintsev A.A., Kozhevnikov I.O., Ulisse G., Krozer V. Development of a millimeter-band traveling-wave tube with a meander-line

- microstrip slow wave structure // Proc. SPIE. – 2020. – Vol. 11582. – Art. no. 1158217.
118. Starodubov A. V., Atkin V. S., Torgashov R. A., Navrotsky I.A., Ryskin N.M. On the technological approach to microfabrication of a meander-line slow-wave structure for millimeter-band traveling-wave tubes with multiple sheet electron beams // Proc. SPIE. Vol. 11846, Saratov Fall Meeting 2020: Laser Physics, Photonic Technologies, and Molecular Modeling. 118460M.
 119. Ryskin N.M., Torgashov R.A., Torgashov G.V., Rozhnev A.G., Starodubov A.V., Serdobintsev A.A., Pavlov A.M., Galushka V.V., Burtsev A.A., Navrotsky I.A., Ulisse G., Krozer V. Development of miniaturized traveling-wave tubes with planar microstrip slow-wave structures on dielectric substrates // 2020 33rd International Vacuum Nanoelectronics Conference (IVNC). P. 27-28.
 120. Serdobintsev A.A, Galushka V.V., Pavlov A.M., Kozhevnikov I.O., Starodubov A.V., Torgashov R.A., Ryskin N.M. Molybdenum-copper alloys as a base material for microfabrication planar slow-wave structures of millimeter-band vacuum electron devices // 2020 7th International Congress on Energy Fluxes and Radiation Effects (EFRE-2020 online), Tomsk, Russia, 2020. P. 809-812
 121. Starodubov A., Galushka V., Pavlov A., Kozhevnikov I., Rasulov I., Serdobintsev A., Torgashov R., Rozhnev A., Sakharov V., Galkin A., Bessonov D., Torgashov G., Ryskin N. Technological approaches to the microfabrication of planar slow-wave structures for millimeter- and THz-band vacuum electron devices // 2020 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), Saratov, Russia, 2020. P. 256-261.
 122. Ryskin N.M., Torgashov G.V., Torgashov R.A., Rozhnev A.G., Titov V.N., Starodubov A.V., Ploskih A.E., Zolotykh D.N., Emelyanov V.V., Navrotsky I.A. Development of high-power sub-THz traveling-wave tubes with multiple sheet electron beams // 2020 45th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2020. P. 1-2.

123. Ryskin N.M., Torgashov G.V., Torgashov R.A., Ploskih A.E., Rozhnev A.G., Titov V.N., Starodubov A.V., Navrotskiy I.A., Emelyanov V.V. Development of miniature millimeter-band traveling-wave tubes with sheet and multiple electron beams // 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC), 2020. P. 94-97.
124. Starodubov A.V., Pavlov A.M., Galushka V.V., Serdobintsev A.A., Kozhevnikov I.O., Bessonov D.A., Torgashov R.A., Rozhnev A.G., Ryskin N.M., Molchanov S.Yu., Bakhteev I.Sh., Ulisse G., Krozer V. Studies on millimeter-band low-voltage traveling-wave tubes with planar meander-line slow-wave structures // 2020 IEEE 21st International Conference on Vacuum Electronics (IVEC), Monterey, CA, USA, 2020. P. 325-326.
125. Ryskin N.M., Torgashov R.A., Navrotskiy I.A., Starodubov A.V., Titov V.N., Emelyanov V.V., Rozhnev A.G. Development and modeling of a multiple-tunnel meander-line slow-wave structure for a high-power millimeter-band traveling-wave tube // 2021 22nd International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Rotterdam, Netherlands, 2021. P. 1-2.
126. Torgashov R.A., Starodubov A.V., Rozhnev A.G., Ryskin N.M., Galushka V.V., Serdobintsev A.A., Pavlov A.M., Ulisse G., Krozer V. Development of a low-voltage millimeter-band traveling-wave tube with a planar microstrip slow-wave structure on dielectric substrate // 2021 22nd International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Rotterdam, Netherlands, 2021. P. 1-2.
127. Ryskin N.M., Starodubov A.V., Torgashov R.A., Pavlov A.M., Kozhevnikov I.O., Serdobintsev A.A., Rozhnev A.G., Ulisse G., Krozer V. Studies on a microfabricated traveling-wave tube with planar microstrip slow-wave structure // 2021 46th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), Chengdu, China, 2021. P. 1-2.
128. Torgashov R.A., Starodubov A.V., Navrotskiy I.A., Titov V.N., Emelyanov V.V., Rozhnev A.G., Ryskin N.M. Multiple-tunnel meander-line slow-wave structure for a high-power millimeter-band traveling-wave tube // 2021 46th

- International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), Chengdu, China, 2021. P. 1-2.
129. Torgashov R. A., Ryskin N. M. The Planar Microstrip Slow-Wave Structure for a V-band Dual-Sheet-Beam Traveling-Wave Tube // 2021 14th UK-Europe-China Workshop on Millimetre-Waves and Terahertz Technologies (UCMMT), Lancaster, United Kingdom, 2021. P. 1-2.
 130. Torgashov R.A., Ryskin N.M. Study of multiple-beam sub-THz traveling-wave tube with meander-line slow-wave structure // 2022 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), Saratov, Russian Federation, 2022, pp. 43-46.
 131. Torgashov R.A., Starodubov A.V., Chistyakov I.A., Titov V.N., Galushka V.V., Pavlov A.M., Ryskin N.M. Studying high-power miniature millimeter-band tubes with sheet electron beam // 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation, 2022, pp. 90-93.
 132. Torgashov R.A., Kolesnichenko E.E., Rostuntsova A.A., Rozhnev A.G., Starodubov A.V., Ryskin N.M. The study of millimeter-band multiple-beam O-type vacuum electron devices // 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation, 2022, pp. 86-89.
 133. Torgashov R.A., Ryskin N.M., Rozhnev A.G. 3-D PIC simulation of the high-power traveling-wave tube with multiple-tunnel meander-line slow-wave structure // 2022 23rd International Vacuum Electronics Conference (IVEC). 25-29 April 2022. Monterey CA.
 134. Ryskin N.M., Starodubov A.V., Kozhevnikov I.O., Torgashov R.A., Galushka V.V., Navrotsky I.A., Nozhkin D.A., Serdobintsev A.A., Rozhnev A.G. Development and modeling of a V-band traveling-wave tube with a microstrip meander-line slow-wave structure // 2023 24th International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Chengdu, China, 2023, pp. 1-2.
 135. Ryskin N.M., Starodubov A.V., Torgashov R.A., Rostuntsova A.A., Navrotsky I.A., Rozhnev A.G. Multiple-tunnel microfabricated slow-wave structures for millimeter-band traveling-wave tubes with multiple sheet electron beams // 2023

24th International Vacuum Electronics Conference (IVEC). 25-28 April 2023. Chengdu, China.

136. Бенедик А.И., Каретникова Т.А., Рожнев А.Г., Рыскин Н.М., Стародубов А.В., Торгашов Р.А., Торгашов Г.В. Исследование и разработка приборов О-типа миллиметрового диапазона с ленточным электронным пучком // Проблемы СВЧ электроники. Сборник трудов Всероссийской научной конференции. М.: Медиа Паблишер – 2017 – С. 16-17.
137. Торгашов Р.А., Рыскин Н.М., Рожнев А.Г., Стародубов А.В., Сердобинцев А.А., Галушка В.В., Торгашов Г.В., Бахтеев И.Ш., Молчанов С.Ю. Исследование миниатюрной замедляющей системы на диэлектрической подложке для низковольтной лампы бегущей волны миллиметрового диапазона // Электроника и микроэлектроника СВЧ-2019. Сборник статей VIII Всероссийской конференции. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2019. 728 с.
138. Стародубов А.В., Сердобинцев А.А., Павлов А.М., Галушка В.В., Синев И.В., Бахтеев И.Ш., Молчанов С.Ю., Рожнев А.Г., Торгашов Р.А., Торгашов Г.В., Рыскин Н.М. Разработка, изготовление и исследование планарных замедляющих структур для устройств вакуумной микроэлектроники миллиметрового и субмиллиметрового диапазона длин волн // XI Всероссийский семинар по радиофизике миллиметровых и субмиллиметровых волн. Тезисы докладов. 25-28 февраля 2019 г. – Нижний Новгород: ИПФ РАН – 2019 – С. 63-64
139. Torgashov R. A., Rostuntsova A.A., Kolesnichenko E.E., Navrotskiy I.A., Rozhnev A.G., Ryskin N.M. Study of slow-wave structures for multiple-beam miniaturized millimeter-band traveling-wave tubes // The 5-th International Conference "Terahertz and Microwave Radiation: Generation, Detection and Applications" (TERA-2023): Abstract book – Moscow: Our Style – 2023. – P. 144.
140. Торгашов Р. А., Ножкин Д. А., Стародубов А. В., Рожнёв А.Г., Рыскин Н.М. Исследование мощной лампы бегущей волны W-диапазона с замедляющей

- системой меандрового типа и двухлучевым электронным потоком // Электроника и микроэлектроника СВЧ-2023. Сборник статей XII Всероссийской конференции. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2023. 676 с.
141. Бенедик А.И., Торгашов Р.А., Рыскин Н.М., Сеницын Н.И., Торгашов Г.В. Исследование миниатюрного низковольтного генератора обратной волны миллиметрового диапазона с планарной замедляющей системой // «Нанoeлектроника, нанофотоника и нелинейная физика»: тез. докл. XII Всерос. конф. молодых ученых. Саратов: Изд-во «Техно-Декор» – 2017 – С. 286-287
142. Торгашов Р.А., Рыскин Н.М., Рожнев А.Г., Сеницын Н.И., Торгашов Г.В. Исследование планарных замедляющих систем на диэлектрических подложках для лампы бегущей волны миллиметрового диапазона // «Нанoeлектроника, нанофотоника и нелинейная физика»: сборник трудов XIII Всерос. конф. молодых ученых. Саратов: Издательство «Техно-Декор» – 2018 – С. 320-321.
143. Торгашов Р.А., Рыскин Н.М., Рожнев А.Г., Стародубов А.В., Сердобинцев А.А., Галушка В.В., Торгашов Г.В., Бахтеев И.Ш., Молчанов С.Ю. Исследование планарной замедляющей системы типа меандр на диэлектрической подложке для ЛБВ миллиметрового диапазона // «Нанoeлектроника, нанофотоника и нелинейная физика»: сборник трудов XIV Всерос. конф. молодых ученых. Саратов: Изд-во «Техно-Декор» – 2019 – С. 261-262.
144. Торгашов Р.А., Торгашов Г.В., Титов В.Н., Рыскин Н.М. Исследование двухлучевой ЛБВ миллиметрового диапазона с замедляющей системой меандрового типа // «Нанoeлектроника, нанофотоника и нелинейная физика»: тез. докл. XV Всерос. конф. молодых ученых. Саратов: Изд-во «Техно-Декор» – 2020 – С. 277-278.
145. Торгашов Р.А., Стародубов А.В., Сердобинцев А.А., Галушка В.В., Торгашов Г.В., Рожнев А.Г., Рыскин Н.М., Ulisse G., Krozer V.

Исследование и разработка ЛБВ с планарными замедляющими системами на диэлектрических подложках // «Нанoeлектроника, нанофотоника и нелинейная физика»: тез. докл. XV Всерос. конф. молодых ученых. Саратов: Изд-во «Техно-Декор» – 2020 – С. 281-282.

146. Торгашов Р.А. Исследование многоканальной замедляющей системы меандрового типа для ЛБВ миллиметрового диапазона // «Нанoeлектроника, нанофотоника и нелинейная физика»: тез. докл. XVI Всерос. конф. молодых ученых. Саратов: Изд-во «Техно-Декор» – 2021 – С. 187-188.
147. Торгашов Р.А., Навроцкий И.А., Рыскин Н.М. Моделирование взаимодействия в миниатюрной ЛБВ миллиметрового диапазона с планарной замедляющей системой на диэлектрической подложке // «Нанoeлектроника, нанофотоника и нелинейная физика»: Докл. XVII Всерос. конф. молодых ученых. Саратов: Изд-во «Техно-Декор» – 2022 – С. 201-202.
148. Торгашов Р.А., Рожнёв А.Г., Рыскин Н.М. Разработка замедляющей системы для двухлучевой ЛБВ W-диапазона // «Нанoeлектроника, нанофотоника и нелинейная физика»: Докл. XVIII Всерос. конф. молодых ученых. Саратов: Изд-во «Техно-Декор» – 2023 – С. 187-188.