

ФИЗИКА И ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОВОЛН

Циклотронные защитные устройства для систем радиолокации <i>С.В. Быковский, Ю.А. Будзинский</i>	1
Исследование корректности применения микроволновой САПР для проектирования активных оптико-электронных устройств <i>М.Е. Белкин, А.А. Воронина, А.С. Сигов</i>	3
Использование мощных электромагнитных импульсов пикосекундной длительности для биомедицинских приложений <i>Р.А. Денисов, В.А. Вдовин, В.А. Черепенин</i>	6
Характеристики распределенной локационной системы со сверхширокополосным зондирующим сигналом <i>В.В. Кулагин, В.В. Валуев, В.Н. Корниенко, В.А. Черепенин</i>	9
Теоретическое и экспериментальное исследование генерации на гармониках гирочастоты в сильноточном релятивистском гиротроне <i>Э.Б. Абубакиров, А.Н. Денисенко, А.Н. Леонтьев, К.В. Минеев, Р.М. Розенталь</i>	13
Электронная пушка с автоэмиссионным катодом на основе углеродных нанотрубок для мощного клистрона с распределенным взаимодействием миллиметрового диапазона <i>В.Е. Родякин, В.Н. Аксенов</i>	16
Применение корреляционных методов для анализа шумовой генерации плазменных источников <i>И.Е. Иванов</i>	20
Динамика электромагнитного поля вблизи края полосковой линии при ее зарядке <i>В.Н. Корниенко, В.В. Кулагин</i>	22
Разработка релятивистского гиротрона диапазона 300 ГГц на основе электронно-оптической системы с термоэмиссионным катодом <i>А.Н. Леонтьев, О.П. Планкин, Р.М. Розенталь, Е.С. Семенов</i>	24

Циклотронные защитные устройства для систем радиолокации

С.В. Быковский, Ю.А. Будзинский
 АО «НПП «Исток» им. Шокина», Фрязино
 bykovskiy@istokmw.ru

В радиолокационных системах (РЛС) для излучения и приема зондирующего сигнала, как правило, используется одна антенна. В этом случае часть микроволновой мощности передатчика РЛС отражается от антенны и поступает в приемник, что требует принятия мер для его защиты. Приемник РЛС также следует защищать и от микроволновой мощности повышенного уровня постороннего происхождения, которая может поступать через антенну. Для этих целей в радиолокации используют защитные устройства (ЗУ) различных конструкций и на различных принципах работы. Одно из них – циклотронное защитное устройство (ЦЗУ) – микроволновый электронно-лучевой прибор, работа которого основана на взаимодействии резонаторной электродинамической структуры с быстрой циклотронной волной электронного луча.

Направление ЦЗУ берет свое начало от изобретения резонатора связи с электронным лучом на циклотронной частоте Л. Куччия (1949) [1] и параметрического усилителя Р. Адлера (1958) [2]. Определяющий вклад в развитие направления в нашей стране внесли теоретические и конструкторские разработки В.М. Лопухина, В.А. Ванке, В.Л. Саввина [3,4] (Физический факультет МГУ им. Ломоносова) и С.П. Кантюка, Ю.А. Будзинского (НПП «Исток» им. Шокина). В настоящее время ЦЗУ и комплексированные приборы на основе ЦЗУ производятся серийно.

В данном обзоре кратко изложены основные физические особенности и преимущества ЦЗУ перед защитными устройствами других типов, обуславливающие их достаточно широкое применение в современных РЛС специального назначения.

Циклотронные защитные устройства – оригинальное направление в вакуумной микроволновой электронике, класс электронно-лучевых малошумящих СВЧ приборов О-типа с поперечным взаимодействием. ЦЗУ содержат два резонатора с протяженным емкостным зазором, в котором проходит ленточный электронный луч. Активная часть конструкции находится в однородном продольном магнитном поле с уровнем B_c , соответствующим циклотронному резонансу на средней частоте рабочей полосы частот.

Функциональные схемы ЦЗУ в режиме пропускания сигнала и в режиме защиты приведены на рис. 1.

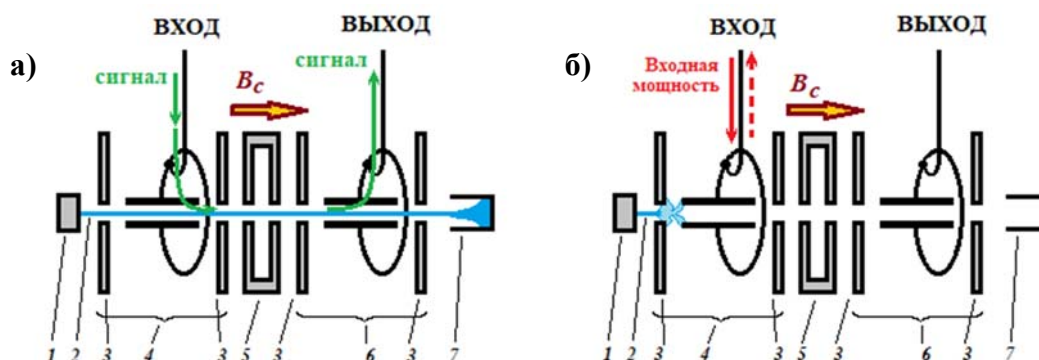


Рис. 1. Функциональная схема ЦЗУ в режиме пропускания сигнала (а) и в режиме защиты (б). Цифрами обозначены: 1 – электронная пушка, 2 – электронный луч, 3 – диски, закрывающие входной и выходной объемные резонаторы со стороны пушки и со стороны коллектора, 4 – входной резонатор, 5 – разделительная секция, 6 – выходной резонатор, 7 – коллектор.

Одним из важных преимуществ ЦЗУ перед традиционными газоразрядными и полупроводниковыми (неуправляемыми) защитными устройствами является отсутствие пика просачивающейся на их выход мощности, который возникает в начальный момент воздействия входного импульса и связан с некоторой задержкой открывания активных элементов ЗУ. Пик просачивающейся мощности может иметь значительную энергию и выводить из строя последующие электронные каскады приемника. В ЦЗУ пик просачивающейся мощности отсутствует в принципе, т.к. входной и выходной тракты устройства соединены через электронный луч, его энергетическая емкость определяет пиковую мощность на выходе ЦЗУ при переходе устройства из режима пропускания сигнала в режим защиты. Ослабление входной мощности ЦЗУ в режиме защиты составляет не менее 70 – 80 дБ.

В режиме пропускания в рабочей полосе частот ослабление сигнала в ЦЗУ составляет 0,5 – 0,8 дБ, при этом коэффициент шума составляет 0,7 – 1,2 дБ.

Одним из наиболее ценных качеств ЦЗУ является сверхмалое время восстановления прохождения сигнала после окончания мощного входного импульса. Время восстановления ЦЗУ составляет приблизительно 10 нс для диапазона частот 10 ГГц и 25 нс для диапазона частот 3 ГГц, при этом слабо зависит от уровня входной мощности [5]. Для сравнения, – типичное время восстановления газоразрядных ЗУ составляет величину ~ 1 мкс, полупроводниковых ЗУ $\sim 0,1$ мкс. Столь малое время восстановления параметров ЦЗУ, определяемое временем затухания высокочастотных колебаний в низкодобротном входном резонаторе, позволяет организовать работу радиолокатора с короткими импульсами и малой скважностью, в квазинепрерывном режиме.

ЦЗУ имеет достаточно широкий динамический диапазон с верхней границей линейности по входной мощности на уровне 0,5 – 3 мВт (в зависимости от диапазона рабочих частот). Верхняя граница линейности определяется уровнем мощности, при котором начинается оседание электронов луча на стенках пролетного канала [6].

Устройство достаточно критично к уровню вакуума. При значительном количестве в вакуумной среде ионов, атомов и молекул остаточных газов, рассеяние электронов луча на них может приводить к ухудшению коэффициента шума в форме, так называемых, шумовых «вакуумных» пиков [7].

ЦЗУ выпускается, как правило, в составе циклотронно-защищенного комплексированного усилителя (ЦЗКУ), в котором вторым каскадом после ЦЗУ является малошумящий транзисторный усилитель с коэффициентом усиления 23 – 25 дБ и коэффициентом шума 1,0 – 1,5 дБ. Таким образом, ЦЗКУ (с коэффициентом шума 2,0 – 2,5 дБ) определяет коэффициент шума приемного устройства радиолокатора (может составлять не более 3,0 – 3,5 дБ) и чувствительность всей РЛС [8].

В настоящее время ЦЗКУ применяются в ряде современных наземных, авиационных и морских радиолокационных систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. C.L. Cuccia // RCA Review. June 1949. V. 10. No 2. P. 270.
2. R. Adler // Proc. IRE. 1958. V. 46. No 6. P. 1300.
3. В.А. Ванке, В.М. Лопухин, В.Л. Саввин // УФН. 1969. Т. 99. В. 4. С. 545.
4. В.А. Ванке // УФН. 2005. Т. 175. № 9. С. 957.
5. С.В. Быковский // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. 2020. В. 1. С. 12.
6. С.В. Быковский // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. 2018. В. 3. С. 43.
7. С.В. Быковский // Письма в ЖТФ. 2021. Т. 47. В. 12. С. 51.
8. Ю.А. Будзинский // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. 2013. В. 3. С. 136.

Исследование корректности применения микроволновой САПР для проектирования активных опико-электронных устройств

М.Е. Белкин, А.А. Воронина, А.С. Сигов
 МИРЭА – Российский технологический университет
belkin@mirea.ru

В настоящее время фотонный подход, заключающийся в прямом и обратном электрооптическом преобразовании и обработке в оптическом диапазоне, уже находит широкое применение при построении перспективных радиоэлектронных систем сверхвысокочастотного диапазона (СВЧ), связанных с передачей информации, мониторингом окружающей среды, радиолокационным наблюдением, искусственным интеллектом и т.д. [1-3]. Для компьютерного проектирования приемопередающей аппаратуры таких систем развиты системы автоматизированного проектирования (САПР), позволяющие моделировать как радиочастотные, так и оптические тракты по отдельности или совместно. Но в последнем случае неизбежны ограничения по структурному описанию либо оптического, либо радиочастотного узла. В частности, широко известная фотонная САПР *Optisystem* позволяет выполнить моделирование с детальной проработкой характеристик оптических узлов, но радиочастотные узлы, особенно СВЧ диапазона, описываются с помощью идеальных моделей без возможности проработки реальной электрической схемы и топологии. С другой стороны, также широко распространенная микроволновая САПР *AWRDE* специализирована на разработке чисто микроволновых устройств при отсутствии библиотечных моделей оптических и оптоэлектронных компонентов. Таким образом, задача разработки универсальной САПР, позволяющей проводить сквозной детальный анализ характеристик аппаратуры СВЧ радиоэлектронных систем на базе фотонного подхода, является крайне актуальной.

Для решения ее нами более 10 лет назад предложен подход на базе гораздо более развитой радиоэлектронной САПР [4, 5]. С этой целью, были предложены и описаны встраиваемые в САПР *AWRDE*, так называемые, поведенческие модели различных оптических и оптоэлектронных компонентов, включая модели полупроводникового лазера, электрооптического модулятора, полупроводникового фотодетектора, пассивных оптических элементов и волоконно-оптического световода. В развитие темы, в докладе исследуется корректность применения данной САПР для на примере электрооптического модулятора Маха-Цандера (ММЦ) оптического С-диапазона (191-196 ТГц) – самого распространенного средства электрооптического преобразования в современных радиоэлектронных системах на базе фотонного подхода. Разработанная *AWRDE* модель ММЦ [6] представлена на рис. 1.

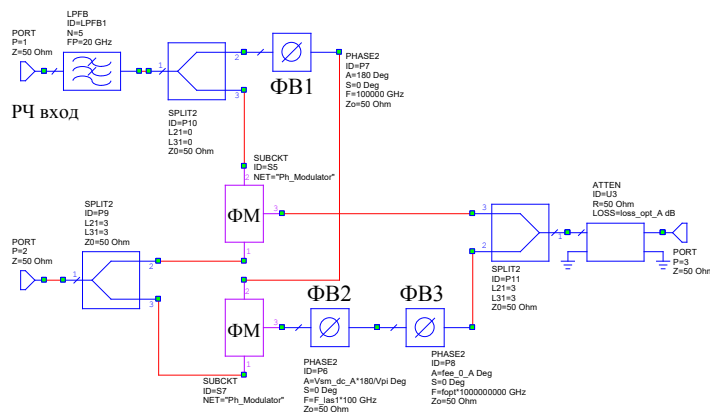


Рис. 1. AWRDE модель ММЦ

Приведенная на рисунке комплексная схема так же, как и оптический эквивалент, построена на базе двухплечевого интерферометра Маха-Цандера и содержит в каждом плече под схему фазового модулятора (ФМ S5 и S7). В квазиоптическом канале ММЦ входной сигнал соответствующей частоты подается на порт 2 (P2), выходной – снимается через порт 3 (P3). Операции разветвления и суммирования квазиоптических сигналов имитируются с помощью соответственно при помощи библиотечных моделей разветвителей (SPLIT2). Регулировка уровня вносимых ММЦ потерь выполняется посредством библиотечной модели аттенюатора (ATTEN). Для создания разной полярности между плечами на выходе ФМ S7 используются фазовращатели (ФВ2, ФВ3). Модулирующий радиочастотный (РЧ) сигнал прикладывается через порт 1 (P1), ограничивается по верхней частоте с помощью библиотечной модели фильтра нижних частот (LPFB). Фазовый сдвиг модулирующих РЧ сигналов для двух каналов ММЦ обеспечивается фазовращателем ФВ1. Отметим, что корректность примененных в схеме рис. 1 пассивных оптических компонентов (разветвителей, фазовращателей, аттенюатора) обеспечивается благодаря используемому в AWRDE электромагнитному принципу построения библиотечных моделей, что значительно упрощает процесс проектирования.

Построенная на основе того же подхода под схема фазового модулятора квазиоптической несущей представлена на рис. 2. Как следует из рисунка, для обеспечения линейной перестройки фазы в больших пределах в ФМ количество фазосдвигающих ячеек увеличено до 4. Результирующий фазовый сдвиг ФМ формируется как алгебраическая сумма сдвигов фаз, полученных в каждой из ячеек, поскольку сигнал на квазиоптической частоте проходит через все фазосдвигающие ячейки последовательно.

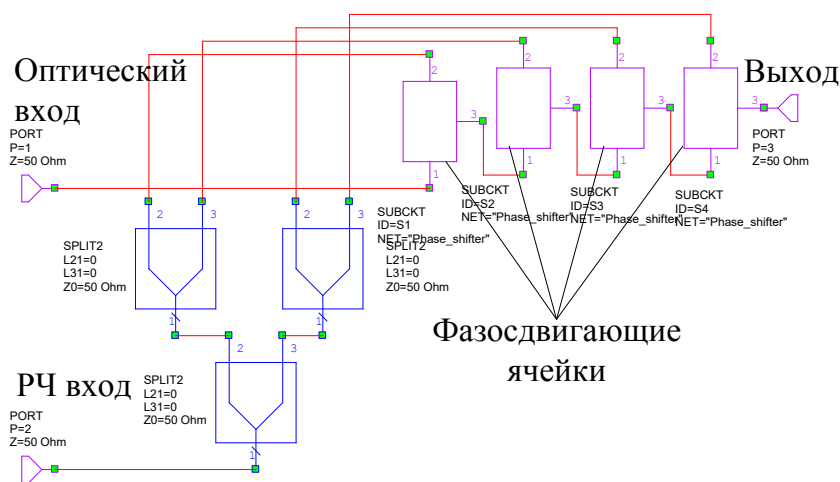


Рис. 2. AWRDE модель подсхемы фазового модулятора.

Калибровка передаточной характеристики ММЦ производится с помощью фазовращателя ФВ3 и аттенюатора на выходе схемы. Аттенюатор определяет потери, вносимые по оптическому сигналу в тракте модулятора, а ФВ3 — рабочую точку передаточной характеристики ММЦ по оси управляющего напряжения, благодаря чему модель, как и реальный электрооптический ММЦ, может работать в трех режимах: квадратурном (посредине линейного участка), а также полного и нулевого пропускания. Рабочая точка на передаточной характеристике ММЦ задается постоянным напряжением смещения, значение которого в модели пересчитывается с учетом его полуволнового напряжения в фазу фазовращателей.

Для исследования корректности разработанной модели были проведены модельные эксперименты по измерению таких важных характеристик оптического модулятора, как спектр выходного сигнала и передаточная характеристика, с использованием встроенных в *AWRDE* библиотечных моделей генератора непрерывного сигнала, анализатора спектра и мультиметра.

На рис. 3 показаны результаты моделирования и экспериментального исследования спектра выходного сигнала и передаточной характеристики ММЦ при подаче на порт P2 квазиоптического сигнала частотой 193,3 ТГц и мощностью 0 дБм, а на порт P1 - модулирующего СВЧ сигнала частотой 10 ГГц и мощностью 3 дБм. Рабочая точка устанавливается в квадратурном режиме (напряжение смещения +2 В).

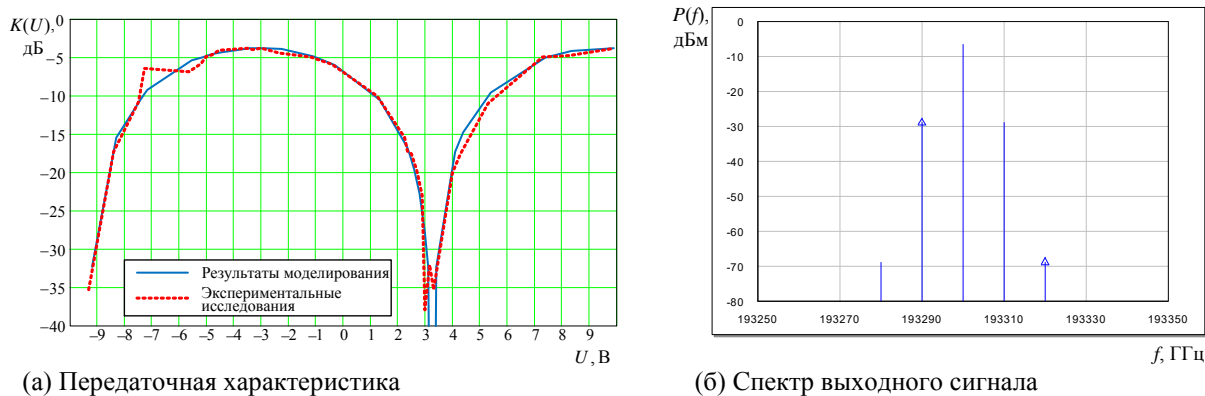


Рис. 3. Результаты моделирования и экспериментального исследования ММЦ

Как следует из рисунка, коэффициент экстинкции ММЦ (рис. 3, а) достигает 30 дБ. Кроме того, спектр выходного сигнала (рис. 3, б) содержит составляющие на частотах квазиоптической несущей и боковых полос первого и второго порядков, находящиеся от несущей соответственно на расстояниях 10 и 20 ГГц. Из полученных результатов можно определить, что потери в квазиоптическом канале составляют 7 дБ и паразитные составляющие (вторая гармоника) подавлены на 40 дБ относительно полезного сигнала.

Сравнение с экспериментальными данными (синяя кривая на рис. 3, а и стрелки на рис. 3, б), полученными в ходе измерений реального образца ММЦ MXER-LN-10 производства фирмы Photline Technologies, Франция, показало почти 100%-ное совпадение, что свидетельствует о высокой корректности разработанной модели.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ (грант в форме субсидии, шифр темы FSFZ-2022-0005).

ЛИТЕРАТУРА

1. V. J. Urick, J. D. McKinney, K. J. Williams “Fundamentals of Microwave Photonics” Hoboken, New Jersey, 2015.
2. R. Waterhouse, D. Novak // IEEE Microwave Magazine, 2015. V. 16. No 8. P. 84-92.
3. L. Larger, et al. // Opt. Express 2012, V. 20, P. 3241.
4. M. E. Belkin, et al. “Computer-Aided Design of Microwave-Photonics-based RF Circuits and Systems”. In book: “RF Systems, Circuits and Components”. IntechOpen, UK. 2019. P. 61-81.
5. M. E. Belkin, et al. “Modeling and Simulation in Microwave-Photonics Applications”. In book: “Modeling and Simulation in Engineering”. IntechOpen, UK. 2020. P. 167-188.
6. М. Е. Белкин и др. Российский технологический журнал, 2016, т. 4, № 5, с. 3-16.

Использование мощных электромагнитных импульсов пикосекундной длительности для биомедицинских приложений

Р.А. Денисов, В.А. Вдовин, В.А. Черепенин

ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, г. Москва

denisoff.ro@yandex.ru

Применение мощных ультракоротких электромагнитных импульсов для нетеплового воздействия на живые системы является одним из новейших и перспективных направлений в области биомедицины, где изучается, в частности, использование этого метода для лечения онкологических образований, мозговой стимуляции и прочих приложений. Отметим, что первые экспериментальные работы в этой области начались в нашей стране ещё в 80-х годах прошлого века. В качестве источника радиоимпульсов наносекундной длительности (около 20 нс) использовался мощный релятивистский СВЧ-генератор сантиметрового диапазона [1]. Объектом воздействия были лабораторные крысы с привитой саркомой Уокера.

Параллельно с использованием радиоимпульсов для воздействия на биологические объекты начали развиваться исследования с видеоимпульсами малой длительности. В настоящее время эффекты воздействия микросекундных видеоимпульсов достаточно хорошо изучены. При таких длительностях, если амплитуда поля достаточно велика, возможно образование пор в мембране – это явление называется электропорацией. Одним из направлений дальнейших исследований является тенденция на уменьшение импульса до наносекундной и далее до пикосекундной длительности [2].

Выделим две причины для перехода в диапазон пикосекундного импульсного электрического поля. Первая из них заключается в том, что для достаточно коротких импульсов распределение электрического поля в клетке определяется не омическим сопротивлением различных составляющих клетки, а их диэлектрической проницаемостью [3]. Электрическое поле не вызывает зарядку клеточной мембраны и проникает внутрь клетки. При этом возможны новые эффекты воздействия на внутриклеточные компоненты, например, индуцирование апоптоза (программируемой гибели клеток) для уничтожения раковых клеток и создание новых методов лечения таких заболеваний, как болезни Альцгеймера и Гентингтона [4].

Во-вторых, субнаносекундные импульсы позволят применять в медицине импульсные электрические поля без инвазивных электродов, используя вместо них широкополосные антенны. Пикосекундные импульсы позволяют значительно уменьшить геометрические размеры антенны, давая возможность использовать их для практических био- и медицинских приложений. Для излучения и фокусировки сверхширокополосных, мощных сигналов высокой направленности могут применяться импульсные излучающие антенны (IRA, англ. Impulse Radiating Antenna). Распределение во времени амплитуды излучаемой части электромагнитного поля в дальней зоне приближается к производной дельта-функции, что и делает IRA привлекательным средством доставки электрических импульсов для инициирования апоптоза в клетках тканей [5].

В работах [5,6] была предложена конструкция вытянутой сфероидальной антенны с импульсным излучением (PSIRA, англ. Prolate-Spheroidal Impulse Radiating Antenna) – это антенна рефлекторного типа для излучения на короткие расстояния. В этой антенне используется эллипсоидальный рефлектор, имеющий два фокуса: источник находится в первом фокусе, а объект воздействия – во втором фокусе. Волны, рассеянные на поверхности рефлектора, становятся точной неоднородной сферической TEM-волной, распространяющейся в сторону второго фокуса. Таким образом, структура импульса на самом объекте воздействия (во втором фокусе) будет состоять из двух основных компонент: предимпульс, который будет представлять собой непосредственно поданный на антенну импульс, и основной импульс, который будет представлять собой

совокупность сходящихся во втором фокусе волн, отражённых от рефлектора. В итоге получается, что чем меньше время нарастания входного импульса, тем короче будет импульс на объекте воздействия [7].

Позже, в [8] была предложена уменьшенная версия PSIRA с диаметром апертуры 0,5 м, предназначенная для фокусировки в ближнем поле с возможностью терапевтических применений. Эта PSIRA была разработана чуть более приспособленной к реальным практическим применениям, где требуется, чтобы антенна была компактной и портативной. Исследования показали, что можно генерировать желаемое распределение электрического поля в сложной биологической ткани путем изменения диэлектрических свойств линзы, используемой совместно с отражательной антенной [9].

Рассматривая использование IRA для воздействия, необходимо учитывать, что электрическое поле в биологических тканях сильно уменьшено из-за потерь при отражении падающей волны на границу раздела между воздухом и тканью в связи с разницей в импедансе. Избежать этой проблемы можно, применяя диэлектрическую антенну, конструкция которой была предложена в работе [10]. Один из вариантов антенны представлен на рисунке 1.

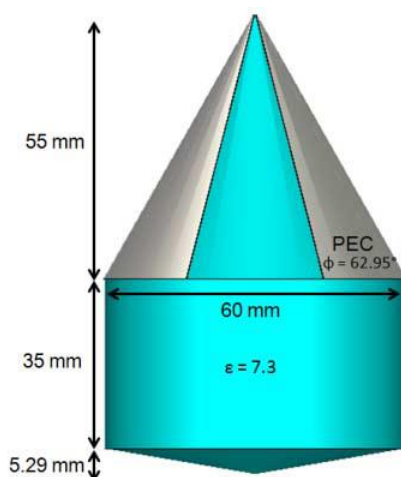


Рис. 1. Вариант конструкции диэлектрической антенны и её характерные размеры.

Эта антенна состоит из трех секций: (1) полый конический TEM-волновод, заполненный диэлектриком; (2) диэлектрический стержень, т.е. цилиндрический волновод, который используется для ограничения электромагнитных волн и направления их к излучающей секции; (3) диэлектрический конус в качестве участка, излучающего волну, который действует как выпуклая линза, ограничивая электрическое поле небольшой площадью и обеспечивая соединение диэлектрической границы раздела между антенной и тканью, уменьшая отражения. С помощью такой антенны связь излучения с объектом может быть значительно увеличена за счет установления прямого контакта с тканью. Такая диэлектрическая антенна позволяет передать импульсы на объекты воздействия, которые находятся на глубине 1-2 см. Кроме того, поскольку антенна нагружена диэлектриком, она может быть намного меньше вытянутой сфероидальной антенны, что, в совокупности со сравнительно меньшим расстоянием до объекта воздействия, позволит увеличить амплитуду импульса в биологической ткани [11].

В описанной выше конструкции антенны решающее значение для работы при высоком напряжении имеет используемый диэлектрический материал, который по этой причине должен быть тщательно подобран с учётом его характеристик [12]. В работе [13] была предложена конструкция диэлектрической биконической антенны (DiBiCA, англ. Dielectric BiConical Antenna), где использовался диэлектрический материал с $\epsilon = 28$. DiBiCA состоит из конической секции передачи импульса, переходного стержня и конической секции излучения волн. На диэлектрической поверхности секции передачи

сигнала размещается V-образная антенна, на которую подаются пикосекундные импульсы. На переходном стержне, который можно рассматривать как диэлектрический волновод, размещается кольцо резистора, которое призвано подавить вредное для генератора обратное напряжение. Теоретическое моделирование этой антенны показало её эффективность для неинвазивной доставки субнаносекундных импульсов в подкожную ткань.

Отметим, что в большинстве случаев исследованные варианты конструкций антенн были представлены в основном в виде компьютерного моделирования. Очевидно, что возможны и другие конструкции системы воздействия электромагнитных импульсов пикосекундной длительности на биологические среды. Однако до настоящего времени отсутствуют работы по непосредственному применению разработанных устройств в биомедицинских приложениях, может быть, за исключением работы [13], где были проведены предварительные эксперименты по воздействию субнаносекундными импульсами на клеточные структуры.

Целью доклада является изложение содержания некоторых работ, которые позволят обратить внимание на особенности современных исследований многообещающего направления в биомедицинской радиоэлектронике, связанного с нетепловым воздействием мощных электромагнитных импульсов на биологические объекты.

В ближайшее время мы планируем биомедицинские эксперименты с использованием пикосекундного генератора со следующими характеристиками: амплитуда импульса – до 30 кВ, длительность импульса – порядка 100 пс.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. Д. Девятков и др. // Доклады Академии наук, 1994, том 336, №6. С.826-828.
2. К. Н. Schoenbach // Bioelectromagnetics, 2018, 39: 257-276.
3. К. Н. Schoenbach et al. // IEEE Trans. Plasma Sci., 2008, V. 36, No. 2, PP. 414–422.
4. M. Zamponi et al. // Bioelectricity, 2021. V. 3., No. 3.
5. P. Kumar et al. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, vol. 59, no. 4, pp. 1090-1101.
6. C. E. Baum // Radio Sci., 2007, vol. 42, Art. ID R.
7. К. Н. Schoenbach, S. Xiao, // IFMBE Proceedings, 2016, vol 53. Springer, Singapore.
8. S. Xiao et al. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2010, vol. 9, pp. 12-15.
9. F. Guo et al. // Bioelectromagnetics, 2014; Vol. 35(2): pp. 145-159.
10. R. A. Petrella, K. H. Schoenbach, S. Xiao // IEEE Trans Plasma Sci IEEE Nucl Plasma Sci Soc. 2016; Vol. 44(4): pp. 708-714.
11. R. A. Petrella, K. H. Schoenbach and S. Xiao // IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2017, vol. 24, no. 4, pp. 2157-2163.
12. S. Xiao et al. // 18th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2018, pp. 1-3.
13. S. Xiao et al. // Bioelectromagnetics. 2020 Sep; Vol. 41(6): pp. 413-424.

Характеристики распределенной локационной системы со сверширокополосным зондирующим сигналом

В.В. Кулагин¹, В.В. Валуев^{2,3}, В.Н. Корниенко⁴, В.А. Черепенин⁴

¹Государственный астрономический институт им. П.К.Штернберга, МГУ им. М. В. Ломоносова

²Национальный исследовательский ядерный университет МИФИ

³ЗАО НТЦ «Модуль»

⁴Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН

victorvkulagin@yandex.ru

Радиофотонные зондирующие системы бурно развиваются в последнее десятилетие. Начинают массово применяться сверширокополосные зондирующие сигналы с полосой до 8 ГГц и более, что обеспечивает сантиметровый уровень разрешения по дальности и улучшает различение близких целей [1-6]. Наиболее интересна реализация в радиофотонных радарх режима радиовидения, т.е. получение изображения лоцируемого объекта в СВЧ диапазоне в реальном масштабе времени [1,2,4-6]. Обеспечение вышеперечисленных функций оказалось практически невозможным в современных зондирующих системах на основе традиционных радиоэлектронных элементов. Большие перспективы имеют распределенные в пространстве зондирующие системы, имеющие много входов и много выходов (ММО) и обеспечивающие когерентную обработку собираемой информации [4-6]. Такие системы позволяют наблюдать цель с разных точек зрения, что улучшает обнаружение и распознавание сложных целей, а также повышает разрешение по угловым координатам. Эти качества радиолокационных комплексов особенно важны для дистанционного высокоточного определения параметров целей. Такие комплексы могут применяться во многих областях, где требуется точный и детальный контроль окружающего пространства, в частности, в городах, на аэродромах, в морских и речных портах, на автомобильных дорогах, на поле боя и др..

Точность оценки координат цели и разрешение распределенных зондирующих систем являются одними из наиболее важных параметров. Математическая модель радиофотонной распределенной сети передающих и приемных станций и код для проведения численных моделирований распространения и отражения зондирующих импульсов от различных целей разработаны в [7,8]. Целью настоящей работы является исследование характеристик распределенной системы для различных конфигураций сети.

Двумерные численные моделирования (только дальность и азимут) проводились для одного излучателя и трех приемников, которые предполагались изотропными, цели были изотропно отражающими точками. Такой набор является минимальным для двумерной конфигурации. Действительно, если приемник определяет время задержки отраженного от цели сигнала, то это означает, что цель должна лежать на эллипсе, в фокусах которого располагаются приемник и излучатель (если приемник и излучатель находятся в одной и той же точке, то эллипс вырождается в окружность). В идеальном случае три приемника позволяют определить единственную точку на плоскости, где и находится цель. Численно исследованы три варианта размещения приемных станций - два с близкой целью, когда расстояния между излучателями и приемниками сравнимы с расстоянием до цели (1 км, Рис. 1а,б), и одного с относительно удаленной целью, когда расстояние до цели значительно (как минимум, на порядок) больше, чем расстояния между излучателем и приемниками (10 км, Рис. 1в). Расположение приемников было симметричным относительно оси x, излучатель также располагался на оси x, цель находилась вблизи начала координат. В моделированиях использовалась модель гауссовского аддитивного шума, интенсивность которого определялась

реальными шумами в системе, что позволяло исследовать характеристики системы в зависимости от величины шума. Поскольку с шумами система уравнений для нахождения координат целей могла не иметь решений, точка пересечения трех эллипсов искалась на сетке, минимальный размер ячейки которой определял ошибку найденного решения. Для моделирования использовался импульс с несущей частотой 10 ГГц и полной длительностью 0.4 нс по уровню $1/e$ (для поля). Величина шума во всех конфигурациях выбиралась таким образом, чтобы отношение сигнал/шум на всех приемниках составляло от 3 до 5-7 (несколько децибел). После приема отраженных сигналов проводилась их совместная корреляционная обработка и определялось наличие и положения целей.

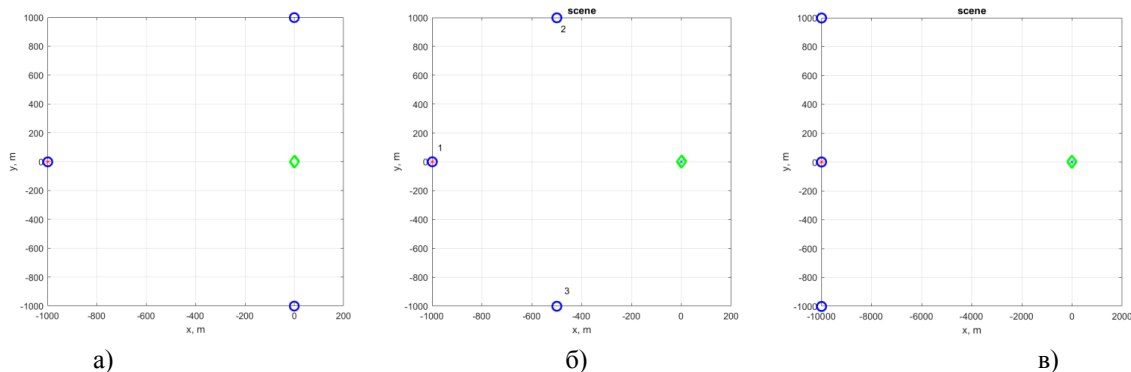


Рис. 1. Варианты размещения передающей и приемных станций: а), б) - расстояние между излучателем и приемниками сравнимы с расстоянием до цели, в) расстояние до цели на порядок больше, чем расстояния между излучателем и приемниками (по осям x и y разный масштаб). Синие окружности - приемники, красная звезда - излучатель, зеленый ромб - истинное положение цели, синяя звезда (внутри ромба на Рис. б и в) - формируемая по сигналам приемников отметка цели.

Численные моделирования показали, что одиночная цель хорошо определяется для всех вариантов размещения приемных станций. Отметка о цели имеет размер 4 см по оси y и 1 см по оси x даже с шумом для вариантов размещения на Рис. 1а и б, а для Рис. 1в размер отметки по оси y увеличивается до 56 см без шума (центр отметки совпадает с положением цели). Наличие шума в последнем случае приводит к укорочению отметки до 46-52 см и смещению ее центра относительно положения цели до 10 см по вертикали, при этом размер отметки по оси x остается прежним (смещения и увеличения нет). Таким образом, для одиночной цели в вариантах 1а и б ошибка по дальности составляет 1 см, а по поперечной координате y - 2 см (эффективная ошибка по азимуту 40 микрорадиан). В варианте 1в ошибка по углу возрастает до 56 микрорадиан, причем возникает смещение центра отметки цели по углу на 10 микрорадиан (необходимо отметить, что общий размер приемной системы по оси y составляет 2 км).

Способность различать две близкие цели также исследовалась с помощью численных моделирования. Две цели удалялись друг от друга, пока не фиксировалось появление провала в функции корреляции на выходе системы обработки сигнала, что говорило о различении двух близких отражающих точек, при этом запаздывания сигналов определялись по положениям максимумов корреляционной функции. Для варианта на Рис. 1а две близкие цели с одинаковой эффективной поверхностью рассеяния разрешались, если расстояние между ними становилось 8 см и более при их расположении как вдоль оси x , так и вдоль оси y , причем разрешение с шумом и без шума было приблизительно одинаковым (Рис. 2, разрешение с шумом). Для варианта на рис. 1б разрешение по y оставалось прежним, а разрешение по x ухудшалось до 9 см (около 10%). Эти значения согласуются с оценкой возможного разрешения, полученной

исходя из длительности зондирующего импульса. Хорошее разрешение по y обеспечивается сильным разнесением приемников по этой оси. На качественном уровне это может рассматриваться как измерение дальности не только по оси x , но и по оси y с соответствующим разрешением, определяемом длительностью импульса. Поэтому распределенная система имеет намного лучшее разрешение при сравнении с одиночными локаторами с ФАР, и только при увеличении размера ФАР до поперечного (по оси y) размера распределенной системы разрешения по y оказываются сравнимы.

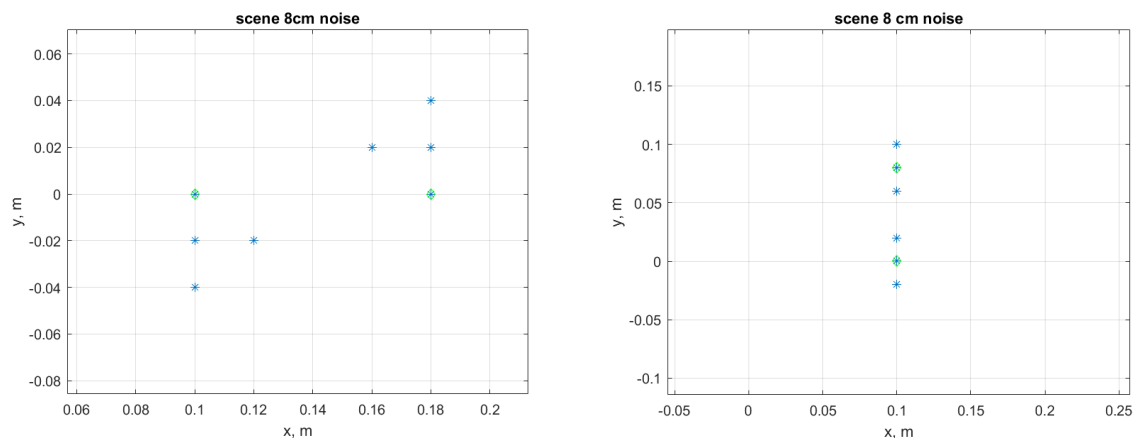


Рис. 2. Разрешение двух близких целей с одинаковой эффективной поверхностью рассеяния (вариант системы на Рис. 1а): а). расположенных вдоль оси x , б). расположенных вдоль оси y . Здесь и ниже зеленый ромб - истинное положение цели, синие звезды - отметка цели, формируемая по сигналу на выходе системы обработки.

Для варианта на Рис. 1в разрешение близких целей, расположенных вдоль оси x , осуществляется при расстоянии между ними 9 см (Рис. 3), что приблизительно соответствует вариантам на Рис. 1а и б. Для целей, расположенных вдоль оси y , разрешение наступает при расстоянии между ними 75 см, при этом смещение центра отметки целей по вертикали достигает в последнем случае 40 см, а длина отметки составляет около 54 см, как и для одиночной цели. Замечен эффект мерцания, когда при раздвижении целей появляется то одна, то две отметки, пока расстояние между целями не станет достаточно большим, что связано с интерференцией отраженных от целей импульсов.

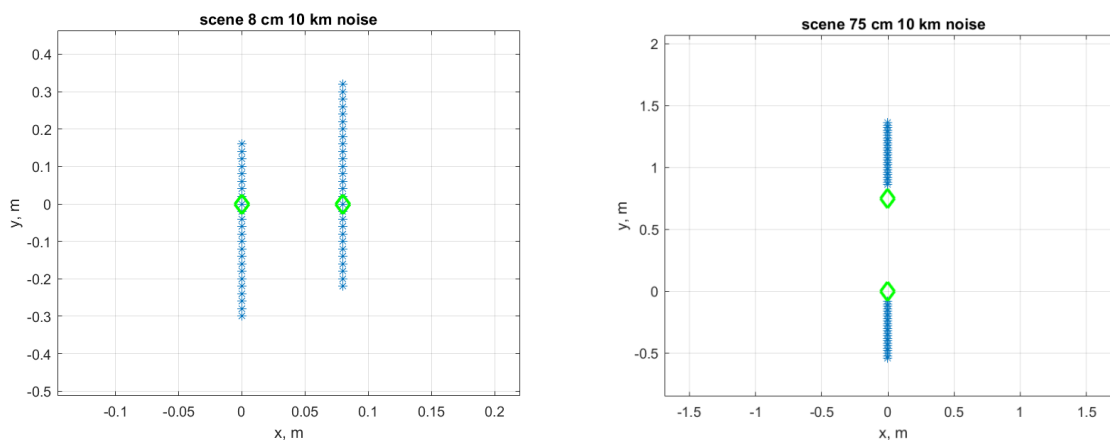


Рис. 3. Разрешение двух близких целей с одинаковой эффективной поверхностью рассеяния (вариант системы на рис. 1в): а). расположенных вдоль оси x , б). расположенных вдоль оси y .

Усложняя процедуру обработки, в частности, учитывая ширину корреляционного пика или определяя корреляцию принятого сигнала не с одиночным импульсом, а с двойным импульсом, который является суммой двух одиночных отраженных импульсов от близких целей с определенным расстоянием между ними, разрешение можно еще повысить при умеренных шумах.

Таким образом, радиофотонная распределенная сеть передающих и приемных станций является эффективным средством обнаружения и различения целей, в том числе, близких. Разрешение по дальности определяется шириной полосы зондирующего импульса и может достигать нескольких сантиметров, а разрешение по поперечной координате - размером распределенной сети и в оптимальном случае может составлять 10-15 см. При этом сети со сравнимыми размерами и с симметричным относительно направления на цель расположением приемных станций имеют близкие характеристики, если цель находится на одинаковой дальности. В пересчете эффективное угловое разрешение такой системы может быть 60-100 микрорадиан и лучше в зависимости от длительности зондирующего импульса и конфигурации распределенной системы, что значительно превышает угловые разрешения современных зондирующих комплексов с ФАР. Существенно, что алгоритм вычисления положения цели является устойчивым, т.е. наличие шума не влияет существенно на обнаружение и различение целей при отношении сигнал/шум порядка 6-10 дБ и выше. Надежное распознавание целей с малой эффективной поверхностью рассеяния и определение их параметров может базироваться на построении распределенной многоконтурной сети достаточного размера, состоящей из приемников и передатчиков, каждый из которых будет иметь ограниченный своим контуром радиус действия. При этом общие высокие характеристики распределенной сети будут достигаться требуемым количеством ее узлов, а мощность передатчиков может быть снижена при уменьшении размеров отдельного контура.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проекты № 19-29-06108-мк и 20-07-00768-а).

ЛИТЕРАТУРА

1. F. Zhang, Q. Guo, S. Pan // *Sci. Reports*. 2017. V. 7. No 1. P. 1.
2. F. Zhang et al. // *Optics Express*. 2017. V. 25. No 14. P. 16274.
3. S. Pan, Y. Zhang // *J. of Lightwave Technology*. 2020. V. 38. P. 5450.
4. X. Xiao et al. // *Optics Express*. 2018. V. 26. No 26. P. 33783.
5. J. Dong et al. // *Optics Express*. 2020. V. 28. No 13. P. 19113.
6. B. Fan, et al. // *IEEE photonics technology letters*. 2020. V. 32. No 21. P. 1397.
7. В.Н. Корниенко, В.В. Кулагин // Сборник трудов XXXII Всероссийской школы-семинара «Волновые явления: физика и применения» имени А.П. Сухорукова («Волны-2021»). Физика и применение микроволн. 2021. С. 13.
8. В.Н. Корниенко, В.В. Кулагин // Сборник трудов XXXIII Всероссийской школы-семинара «Волновые явления: физика и применения» имени А.П. Сухорукова («Волны-2022»). Физика и применение микроволн. 2022. С. 33.

Теоретическое и экспериментальное исследование генерации на гармониках гирочастоты в сильноточном релятивистском гиротроне

Э.Б. Абубакиров¹, А.Н. Денисенко¹, А.Н. Леонтьев¹, К.В. Минеев², Р.М. Розенталь²

¹Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики им. А.В. Гапонова-Грехова Российской академии наук

²Название Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, Лаборатория источников интенсивного излучения миллиметрового диапазона)
leontiev@ipfran.ru

Режим работы на высоких циклотронных гармониках является достаточно привлекательным для реализации высокочастотных гиротронов, поскольку на фиксированной частоте позволяет понизить величину резонансного магнитного поля кратно номеру гармоники. Особенно привлекательным он выглядит для мощных гиротронов с релятивистскими пучками, требующих существенно больших магнитных полей по сравнению со слаборелятивистскими аналогами.

Однако режим селективного возбуждения рабочей моды на высоких гармониках при использовании сильноточного пучка с высоким скоростным и позиционным разбросом частиц представляется труднореализуемым по причине конкуренции со стороны паразитных мод, находящихся в резонансе с пучком на первой гармонике. Использовать приосевой пучок [1] для реализации работы на высоких гармониках также затруднительно ввиду большой величины провисания потенциала винтового сильноточного пучка.

Таким образом, для сильноточных релятивистских гиротронов привлекательной является генерация на высоких гармониках в режиме умножения частоты. Данный механизм основан на нелинейных свойствах электронного пучка и подразумевает, что группировка в низкочастотной волне приводит к тому, что компоненты электронного тока возникают не только на частоте этой волны, но также и на ее гармониках, которые, в свою очередь уже иницируют высокочастотное излучение на соответствующих частотах. Для такого режима, когда высокочастотная волна возбуждается, фактически, заданным модулированным током отсутствует проблема конкуренции мод. Однако существенным недостатком является низкий коэффициент нелинейной трансформации (соответствующий отношению мощности излучения на высокой гармонике к мощности излучения на основной гармонике), который для слаборелятивистских гиротронов составляет величину порядка 10^{-4} – 10^{-6} [2]. В то же время, хорошо известно, что степень спада коэффициентов связи на гармониках уменьшается с увеличением энергии электронов [3]. Таким образом, для сильноточных релятивистских гиротронов, обладающих мощностью излучения на первой гармонике порядка 100-200 МВт можно ожидать субмегаваттной мощности на высоких гармониках.

В настоящей работе проведен численный расчет режима умножения частоты в сильноточном релятивистском гиротроне Ка-диапазона [4] и приведены результаты первых экспериментов, в которых было обнаружено излучение на третьей циклотронной гармонике одновременно с излучением на основном резонансе.

Для анализа работы гиротрона были проведены расчеты на основе трехмерного PIC-моделирования методом крупных частиц с использованием пакета CST Particle Studio. В моделировании винтовой электронный пучок с энергией частиц 500 кэВ и током 2 кА при взаимодействии на фундаментальной гармонике возбуждал моду $TE_{-4,2}$ на частоте 35 ГГц. Было использовано около 300 тысяч макрочастиц, количество узлов сетки составило около 30 миллионов. После окончания взаимодействия пучок садился на стенку выходного волновода в спадающем магнитном поле (рис. 1а).

Эффективное умножение частоты имеет место при соотношении $m_s = sm_1$, где m_1 — азимутальный индекс моды, соответствующей основной циклотронной гармонике, m_s — азимутальный индекс моды, соответствующей гармонике с номером s , и асимптотическом условии кратности критических частот $f_{cn} = nf_{c1}$.

В данной работе мы ограничимся анализом генерации на третьей циклотронной гармонике, так как с учетом параметров рассматриваемого гиротрона этот режим относительно легко наблюдать в эксперименте с использованием доступных средств микроволновых измерений W-диапазона.

Анализ спектра мод цилиндрического волновода показывает, что наиболее подходящей модой для реализации режима умножения частоты на третьей гармонике является мода $TM_{12,4}$, для которой разница между критической частотой и утроенной критической частотой моды $TE_{4,2}$ составляет 0,64%.

Максимальная мощность излучения на моде $TE_{4,2}$, взаимодействующей с пучком на первой гармонике достигается при магнитном поле 1,925 Тл и составляет около 170 МВт. С увеличением магнитного поля мощность постепенно уменьшается до тех пор, пока при значении магнитного поля выше 2,1 Тл не будет возбуждаться паразитная мода $TE_{5,2}$ (рис. 5в). Максимальная мощность излучения на третьей гармонике, соответствующая моде $TM_{12,4}$, также достигается при ведущем магнитном поле 1,925 Тл и составляет около 950 кВт. При этом частота высокой моды $TM_{12,4}$ в точности совпадает с утроенной частотой основной моды (рис. 1г).

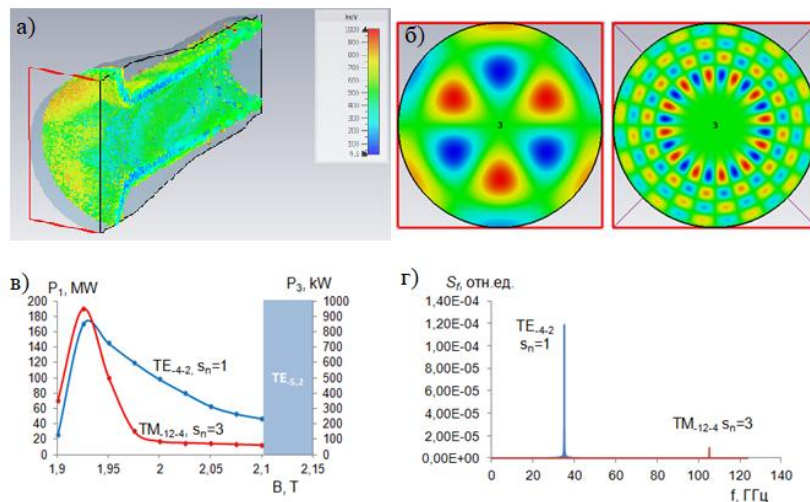


Рис. 1. Результаты трехмерного PIC-моделирования генерации третьей гармоники в сильноточном релятивистском гиротроне Ка-диапазона. (а) мгновенное положение частиц в резонаторе, (б) поперечные структуры мод $TE_{4,2}$ и $TM_{12,4}$. (в) Зависимость мощности генерации на основной гармонике и 3-й гармонике от величины магнитного поля. (г) Частотный спектр выходного сигнала..

В экспериментах использовались две измерительные системы, состоящие из СВЧ-детекторов, фиксирующих огибающую СВЧ-импульса, а также смесителей и гетеродинов для анализа частотного спектра излучения в Ка-диапазоне для первой циклотронной гармонике и в W-диапазон для третьей гармонике. Для передачи высокочастотного сигнала от выходного окна гиротрона к измерительной системе использовался гибкий диэлектрический волновод. Для оценки мощности выходного излучения использовался импульсный термпарный калориметр, который в данном случае измерял полную энергию излучения гиротрона, большую часть которой составлял сигнал на основной гармонике. Таким образом, мощность высокочастотного сигнала отдельно не измерялась.

В ходе эксперимента при ведущем магнитном поле около 1,9 Тл измерительной системой Ка-диапазона был зафиксирован сигнал на частоте 35,7 ГГц, соответствующий расчетной частоте моды $TE_{4,2}$ (рис. 2б). При этом одновременно в системе W-диапазона наблюдался сигнал на частоте 107,1 ГГц (рис. 2г), что точно соответствует тройной частоте низкочастотного сигнала и предположительно соответствует излучению в моду $TM_{12,4}$ на третьей циклотронной гармонике.

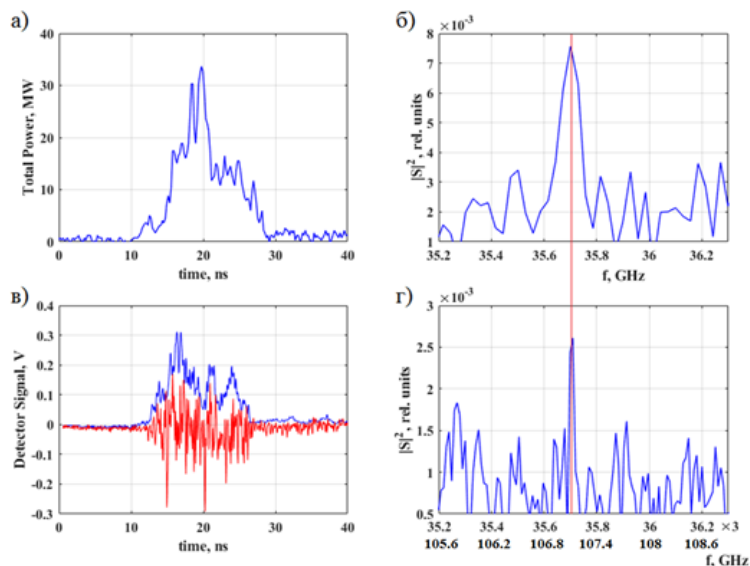


Рис. 2. Экспериментальное наблюдение излучения на третьей циклотронной гармонике в режиме умножения частоты. (а) – Огибающая СВЧ-импульса в Ка-диапазоне. Вертикальная ось отображает мощность сигнала. (б) – частотный спектр сигнала в Ка-диапазоне. (в) – огибающая микроволнового импульса в измерительной системе W-диапазона (синяя кривая), гетеродинированный сигнал при частоте опорного сигнала 104 ГГц (красная кривая). (г) – частотный спектр сигнала в W-диапазоне.

Ввиду неоптимального режима генерации на основной гармонике максимальная полная мощность выходного сигнала в наблюдаемом режиме составляла 35 МВт, при этом огибающая СВЧ-импульса отличалась высокой изрезанностью. Тем не менее, наблюдение различного сигнала на утроенной частоте основной гармоники можно рассматривать как первое экспериментальное подтверждение проведенных расчетов. Предполагается, что оптимизация режима генерации на фундаментальной гармонике приведет также к стабилизации и увеличению мощности в режиме умножения частоты.

Исследование выполнено при поддержке Российского Научного Фонда, грант № 23-12-00161.

ЛИТЕРАТУРА

1. В.Л. Братман, Ю.К. Калынов, А.Э. Федотов // Журнал технической физики, 1998, том 68, № 10, С. 91-98.
2. M. Glyavin et al // J. Infrared Millim. THz waves. 2020. V. 41. P. 1245.
3. В.Л. Братман, Н.С. Гинзбург, Г.С. Нусинович, М.И. Петелин, В.К. Юлпатов. "Циклотронные и синхротронные мазеры" / В кн. "Релятивистская высокочастотная электроника". – Горький: ИПФАН СССР, 1979. – С.157-216.
4. Э.Б. Абубакиров, А.Н. Денисенко, А.П. Конюшков, И.В. Ошарин, Р.М. Розенталь, В.П. Тараканов, А.Э. Федотов // Изв. РАН. Сер. физич., 2018, том 82, №1, С. 56-60.

Электронная пушка с автоэмиссионным катодом на основе углеродных нанотрубок для мощного клистрона с распределенным взаимодействием миллиметрового диапазона

В. Е. Родякин¹, В.Н.Аксенов^{1,2}

¹*Институт проблем лазерных и информационных технологий РАН - филиал Федерального государственного учреждения «Федеральный научно-исследовательский центр «Кристаллография и фотоника» Российской академии наук»,*

²*Физический факультет и международный. Лазерный центр, МГУ им.М.В.Ломоносова*
vrodyakin@mail.ru

Полевая эмиссия холодных катодов являются ведущим кандидатом на замену действующих термоэлектронных источников электронов в компактных терагерцовых электровакуумных усилителях и генераторах. Основой развития современных компактных вакуумных микроэлектронных систем являются холодные автоэлектронные катоды на основе массивов углеродных нано трубок (УНТ), которые имеют несколько преимуществ перед термокатадами: отсутствие цепи накала, безинерционность, малые размеры, малый разброс эмитируемых электронов по энергиям. Тем не менее, все еще существуют различные проблемы, мешающие созданию вакуумных устройств с холодным катодом из УНТ. Основной из них является трудности достижения стабильной плотности тока с протяженных катодов выше 1 А/см^2 . Однако в работе [1] сообщается о разработке катода на УНТ с плотностью тока 4.5 А/см^2 .

В обычных сеточных триодах с плоским холодным катодом из УНТ неоднородные распределения электрического поля часто появляются на поверхности катода. Такие устройства демонстрируют большие плотности эмиссионного тока непосредственно под сеткой из-за более высокого локального электрического поля с уменьшенным током эмиссии в центре отверстий сетки из-за более низкого эффективного электрического поля. В результате, возникает больший ток перехвата и, следовательно, потеря электронов. Экспериментальные результаты показали, что низкая прозрачность луча может привести к малому току эмиссии, высоким потерям сетки, образованию дуг и нежелательной деформации сетки [2].

В работе [3] была предложена новая архитектура с полевой эмиссией с двумя сетками на основе холодного катода УНТ. УНТ синтезируются непосредственно на поверхности катода. Первая разделительная сетка прикреплена к поверхности катода УНТ для формирования катодной матрицы УНТ. Вторая разделительная сетка отвечает за контролируемое извлечение электронов из эмиттеров УНТ. Распределение электрического поля на поверхности катода значительно лучше по сравнению с обычными плоскими катодами. Такие триодные катоды являются весьма перспективными для использования в электронных пушках электровакуумных микроэлектронных приборов.

В настоящей работе представлены результаты теоретического исследования конструкции и достижимых параметров электронной пушки с триодным катодом на основе УНТ для мощного клистрона с распределенным взаимодействием (КРВ) на частоту 105 ГГц при ускоряющем напряжении 15 кВ . Численные исследования проводились с использованием программного комплекса PARS [4]. В результате исследований и оптимизации параметров была разработана конструкция электронно-оптической системы прибора, обеспечивающая формирование электронного потока силой тока 200 мА и его дальнейшую транспортировку с коэффициентом токопрохождения 100% через систему взаимодействия КРВ.

Для детального исследования электронно-оптической системы с катодом на основе УНТ необходим весьма трудоемкий численный анализ с помощью 3D программ, позволяющий смоделировать, как сам процесс автоэлектронной эмиссии, так и последующую динамику эмитированных электронов в приборе в условиях магнитной фокусировки. Однако для проведения оценочных расчетов можно разделить электронно-оптическую систему на два отдельных модуля. В качестве первого модуля будем рассматривать диодную часть прибора, которая состоит из непосредственно матричного УНТ катода и двух сеток, подобно той конструкции, что была описана [2]. В качестве второго модуля будем рассматривать остальную часть прибора, включающую фокусирующий электрод, анод, магнитно-фокусирующую систему, систему взаимодействия и коллектор. За счет экранирующего действия сеток первый модуль можно рассматривать отдельно, считая, что электростатические поля из второго модуля не проникают в область первого, и не оказывают заметного влияния на движение электронов и автоэлектронную эмиссию в первом модуле. Характеристики электронов на второй сетке диодной пушки, включая плотность тока эмиссии и угловой разброс, могут быть получены либо в результате 3D численного анализа, либо по результатам экспериментальных измерений. В качестве левой границы второго модуля выступает вторая сетка триода, с границы которой эмитируются электроны с заданными плотностью тока и угловым разбросом.

Электронно-оптическая система выбранного для оценки прибора должна обеспечить транспортировку сплошного цилиндрического электронного пучка с током 200 мА радиусом 160 мкм в пролетном канале с радиусом 200 мкм в фокусирующем магнитном поле $B=0.9$ Тл. Плотность тока в таком электронном пучке должна составлять около 240 А/см^2 . При расчетах предполагалось, что катодный модуль обеспечивает плотность тока 2 А/см^2 . Поэтому разрабатываемая электронная пушка должна формировать электронный пучок с коэффициентом компрессии 120. Помимо очень высокой компрессии сложность задачи состояла в том, что двухсеточный катодный узел имеет плоскую форму и не позволяет использовать классическую сходящуюся оптику пушки Пирса.

Форма электродов пушки и осевое распределение магнитного поля были оптимизированы в результате многочисленных расчетов с помощью программы PARS. При этом учитывалось влияние собственного пространственного заряда электронного пучка. На рис.1 представлена конструкция электронной пушки, продольное распределение осевого магнитного поля, эквипотенциали и траектории электронов при начальном нулевом угловом разбросе электронов, эмитированных с триодной сетки.

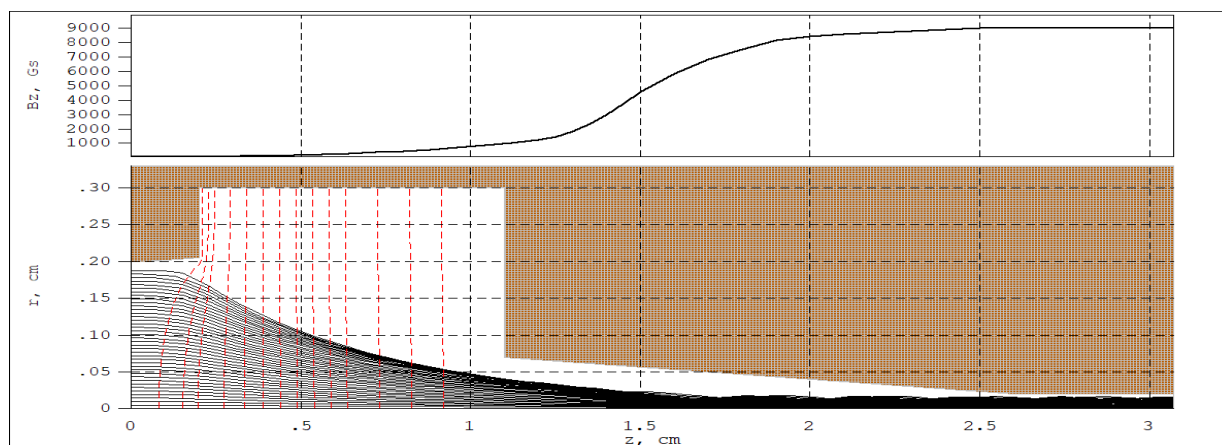


Рис.1 Продольное распределение фокусирующего магнитного поля на оси и рассчитанные по программе PARS эквипотенциали и траектории электронов в электронной пушке при нулевом угловом разбросе эмитированных электронов.

Данная конструкция была исследована на устойчивость фокусировки к угловому разбросу эмитированных с триодной сетки электронов. При этом предполагалось, что угловое распределение является однородным, что соответствует результатам, полученным в работе [5]. В результате исследований было установлено, что конструкция позволяет обеспечить 100% токопрохождение в приборе при условии, что угловой разброс эмитированных электронов не превышает 2° . Большой коэффициент компрессии в данной конструкции приводит к сильному влиянию aberrации со стороны электродов электронной пушки, и снижает стабильность фокусировки. На рис.2 приведены результаты расчета поведения электронного пучка при начальном угловом разбросе эмитированных электронов 2° .

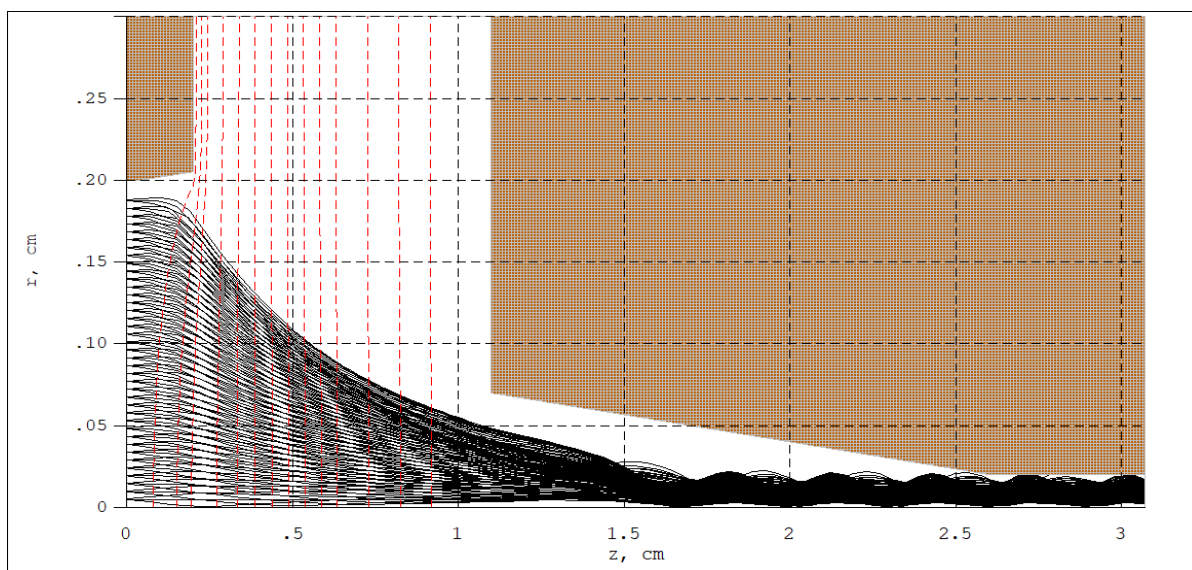


Рис. 2. Рассчитанные по программе PARS эквипотенциалы и траектории электронов в электронной пушке при угле разброса эмитированных электронов 2°

На рис.3 приведены распределения продольной (а), поперечной (б) и угловой (в) компонент импульсов электронов в электронном пучке в выходном сечении электронной пушки при угловом разбросе эмитированных электронов 2° . Токооседание происходит при превышении эмиттанса электронного потока величины 15 мрад мм^2 .

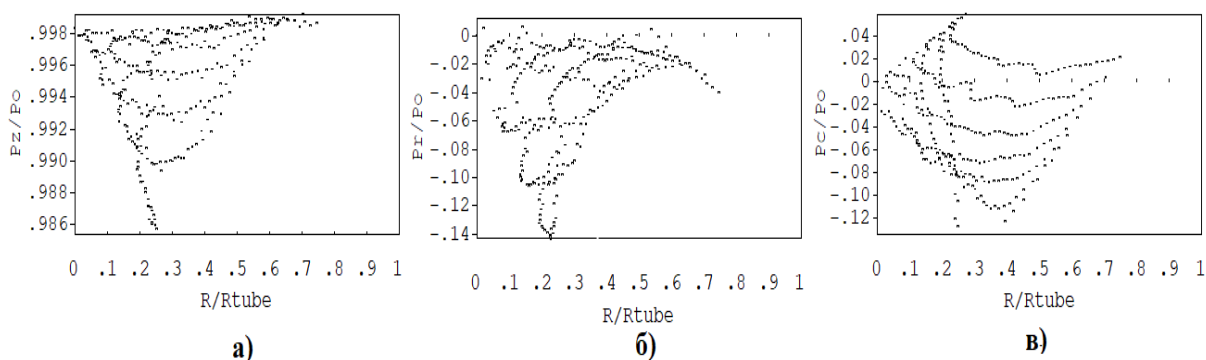


Рис. 3. Распределения продольной (а), поперечной (б) и угловой (в) компонент импульсов электронов в электронном пучке в выходном сечении электронной пушки при угловом разбросе эмитированных электронов 2°

В результате исследований разработана конструкция магнитно-экранированной электронной пушки с катодом на УНТ с коэффициентом компрессии, равным 120, обеспечивающая формирование и 100% токопрохождение электронного потока с силой

тока 200 мА через систему взаимодействия прибора в статическом режиме. Значение полной энергии полученного электронного потока, равное 3 кВт, при разработке эффективной конструкции системы взаимодействия КРВ позволит получить выходную мощность клистрона от 300 до 800 Вт.

Работа выполнена в рамках Государственного задания ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН (в части «Эффективные мультиспектральные источники излучения и технологии на их основе»)

ЛИТЕРАТУРА

1. W. Wei et al. // IVEC 2015, Beijing, 2015, P. 1
2. Q. Chen et,al. // J.Nanoelectron. Optoelectron. 2018. V.13. P.1265.
3. Q. Chen et,al. // Appl. Sci. 2018, V.8. No 12. P. 2462.
4. В.Е. Родякин В.Е. и др. // Журнал Радиоэлектроники, 2019, №6, 21 С.
5. Iacobucci, S., et al. // Journal of Applied Physics. 2016.V.120. No 16. P. 164305.

Применение корреляционных методов для анализа шумовой генерации плазменных источников

И.Е. Иванов

Институт общей физики имени А.М. Прохорова Российской академии наук, Москва, Россия
iei@fpl.gpi.ru

Использование автокорреляционной функции шумовых микроволновых сигналов является основным способом оценки когерентности сигнала [1]. В дополнение к этому анализу предложен метод скользящей корреляции, т.е. вычисление коэффициентов корреляции последовательных выборок сигнала. На основании этого подхода получены графики квадрата коэффициентов корреляции в зависимости от величины выборки, которые могут служить ещё одним индикатором корреляционных свойств осциллограмм. Рассматриваются шумовые сигналы релятивистского плазменного микроволнового источника (ПРМИ) [2] в диапазоне 1 – 5 ГГц, зарегистрированные на широкополосном осциллографе Tektronix TDS 7404 с шагом дискретизации 16 пс длиной записи 50000 точек, Рис.1.

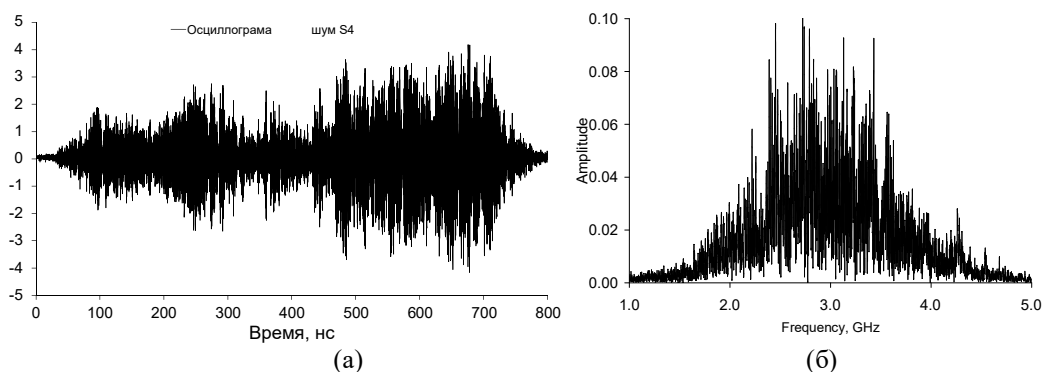


Рис. 1. Осциллограмма шумового импульса ПРМИ (а) и его спектр за всю длительность импульса (б)

Сравниваются осциллограммы релятивистского электронного пучка (РЭП) и осциллограммы выходной шумовой генерации ПРМИ. Устройство работает в режиме одиночных импульсов длительностью 500 нс. Регистрация излучения производится штыревой антенной длиной 20 мм. Показано, что шумовое широкополосное излучение плазменного релятивистского источника нельзя объяснить усилением шумов релятивистского пучка, участвующего в создании широкополосной генерации.

Метод скользящей корреляции заключается в просмотре осциллограммы при последовательном выделении пар участков фиксированной длительности, т.н. выборок. Производится вычисление коэффициентов корреляции этих участков в соответствующей точке временной оси, который представляет собой график скользящей корреляции при данной выборке. Далее массив коэффициентов корреляции возводится в квадрат и усредняется. Получается положительное число, равное среднему квадрату коэффициентов корреляции при данной выборке. Затем операция повторяется при другой длительности выборки. В результате получается график средних квадратов коэффициентов корреляции в зависимости от длительности выборок, который называется мощностью корреляции.

На Рис. 2 показаны графики мощности корреляции однотипных шумовых сигналов и ещё один график, у которого в шумовом спектре есть достаточно узкая линия. Наличие этой спектральной линии проявляется в виде волнообразной структуры. Графики получены при изменении длительности выборки с шагом 8 точек ($0.016 \times 8 = 0.128$ нс), шаг перестановки выборки при просмотре осциллограммы 50

точек (0,8 нс). Основным параметром, влияющим на положение и вид графиков мощности корреляции, является шаг приращения величины выборки. Например, изменение ширины полосы шумового излучения приводит к смещению графика по вертикали, а присутствие узкой линии в суммарном спектре осциллограммы приводит к волнообразной структуре.

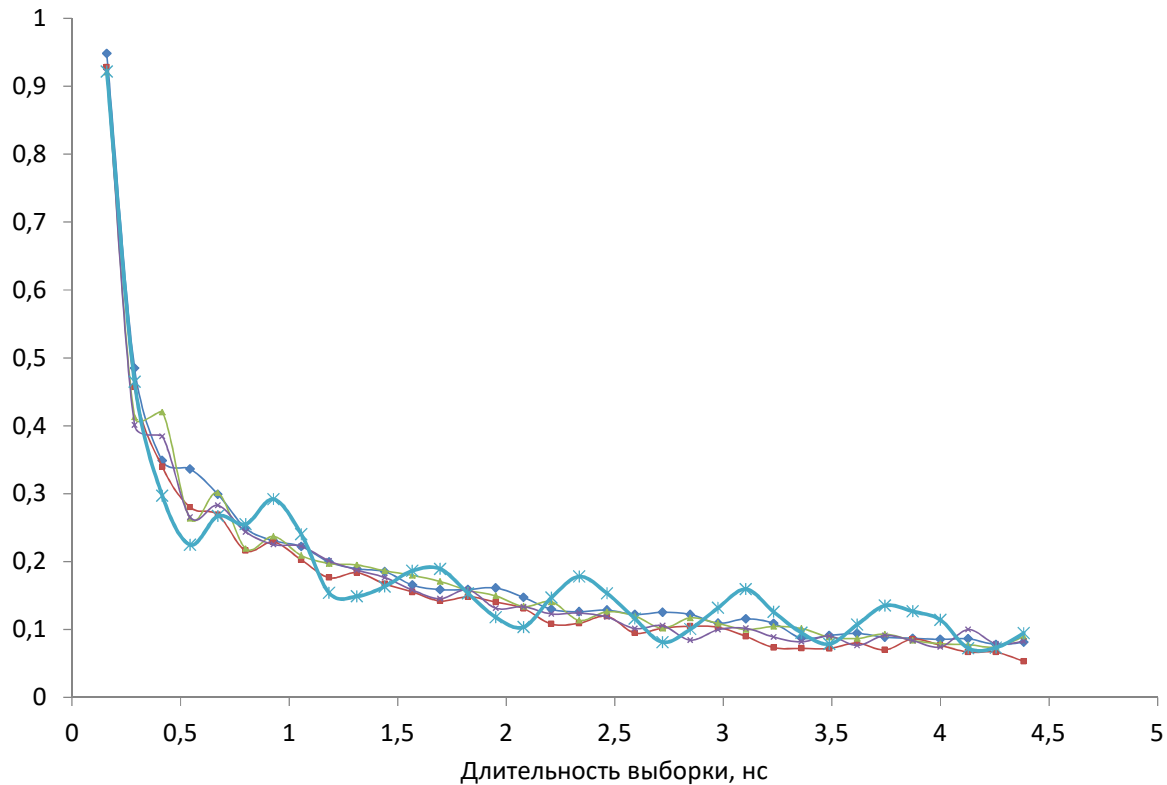


Рис. 2. Графики мощности корреляции для длительности выборки с шагом 0,128 нс.

ЛИТЕРАТУРА

1. И.С. Гоноровский “Радиотехнические цепи и сигналы” М.: Радио и связь, 1986.
2. П.С. Стрелков // УФН, 2019, Т189, №5, С.494. PACS 52.75-d,84.30.Jc

Динамика электромагнитного поля вблизи края полосковой линии при ее зарядке

В.Н.Корниенко¹, В.В.Кулагин^{1,2}

¹ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН

²МГУ им. М.В.Ломоносова, ГАИШ МГУ

korn@cplire.ru

Цель данной работы - исследование структуры поля излучения, которое формируется вблизи края полосковой линии при ее зарядке до заданного напряжения между пластинами, в предположении, что ширина полосковой линии много больше ее длины.

Была рассмотрена следующая задача (рис.1). Пусть двумерная область G свободного пространства содержит две идеально проводящие параллельные полоски 1 , 2 одинаковой длины L , расположенные на расстоянии d друг относительно друга. Толщина каждой полоски равна l ($l > d$). Радиус скругления правого края полосок равен $l/2$. К левым краям полосок подключается источник постоянного напряжения 3 . Изменение во времени электрического напряжения U между полосками в точках подключения источника задано следующим соотношением:

$$U = \begin{cases} 0, & t - t_0 < 0 \\ U_0 (1 - \exp(-(t - t_0)^2 / \tau_0^2)), & t - t_0 \geq 0 \end{cases} \quad (1)$$

где U_0 - максимальное напряжение зарядки линии, t_0 - момент включения источника напряжения, τ_0 - длительность фронта импульса напряжения.

Из (1) следует, что производная напряжения по времени записывается в виде

$$\frac{dU}{dt}(x = x_0, t \geq t_0) = U_0 \frac{2(t - t_0)}{\tau_0^2} \exp(-(t - t_0)^2 / \tau_0^2) \quad (2)$$

Т.е., вначале $\frac{dU}{dt}$ нарастает по закону, близкому к линейному, а затем, после достижения максимума, монотонно убывает до нуля. Отсюда можно сделать предположение, что поле излучения, формируемое вблизи правого края линии, должно иметь униполярный вид.

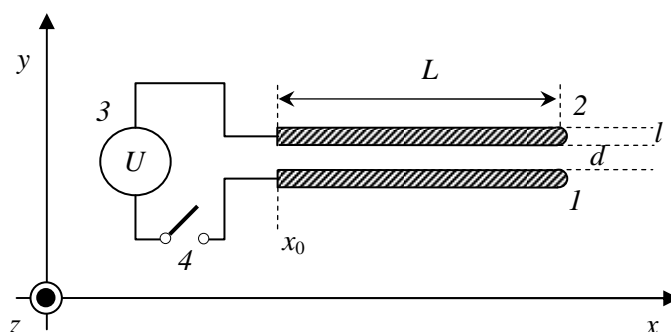


Рис. 1. К постановке задачи. $1, 2$ – идеально проводящие полоски, 3 – источник напряжения, 4 – ключ.

Динамика электромагнитного поля была определена при помощи решения системы уравнений Максвелла в пространственно-временном представлении с нулевыми начальными условиями и условиями идеального согласования волновых

импедансов на внешних границах области G . На идеально проводящих полосках тангенциальная составляющая электрического поля равнялась нулю.

Построение решения было выполнено численным методом, в основе которого лежит конечно-разностная аппроксимация уравнений в частных производных второго порядка точности [1]. Для удовлетворения указанных условий на границах G выбран метод идеально согласованного слоя [2].

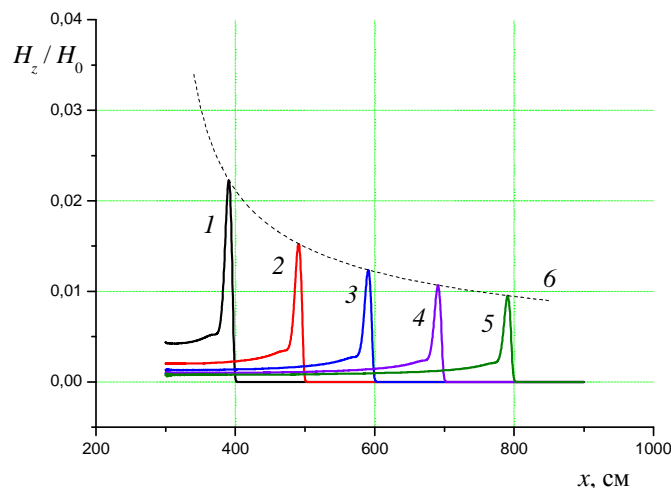


Рис. 2. Зависимость магнитной компоненты поля от продольной координаты в различные моменты времени.

Результаты, представленные на рис.2., были получены при следующих значениях параметров рассматриваемой системы: $x_0 = 0$, $L = 300$ см, $d = 1$ см, $l = 5$ см, $\tau_0 = 0.3$ нс, $t_0 = 0$. Отметим, что пространственный размер фронта напряжения в рассмотренном случае составляет ~ 9 см и значительно превосходит расстояние между полосками. Пространственная зависимость H_z компоненты взята на линии, параллельной оси x , расположенной по середине между идеально проводящими полосками и начинающейся на правом краю полосковой линии. Кривые 1, 2, 3, 4 и 5 соответствуют моментам времени 13.3, 16.7, 20.0, 23.3 и 26.6 нс. Огибающая 6 пиковых значений поля пропорциональна зависимости $1/\sqrt{x}$, что соответствует закону убывания амплитуды цилиндрической волны, распространяющейся в свободном пространстве.

Из представленных результатов следует, что при достижении фронта напряжения правого конца полосковой линии, на ее краю формируется униполярный импульс электромагнитного излучения. Этот импульс имеет цилиндрический фронт, а его временной профиль пропорционален производной (2).

Таким образом, зарядку полосковой линии источником напряжения, который имеет достаточно крутой фронт включения, можно использовать для генерации униполярных импульсов на пространственных масштабах, сравнимых с шириной этой линии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бэдсел Ч., Ленгдон А. "Физика плазмы и численное моделирование" М.: Энергоатомиздат, 1989.
2. Taflove A. "Computational Electrodynamics. The Finite-Difference Time-Domain Method" London: Artech House, 1995.

Разработка релятивистского гиротрона диапазона 300 ГГц на основе электронно-оптической системы с термоэмиссионным катодом

А.Н. Леонтьев, О.П. Планкин, Р.М. Розенталь, Е.С. Семенов
*Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики им. А.В.
Гапонова-Грехова Российской академии наук*
leontiev@ipfran.ru

Генерация мощного излучения с частотой от 0.3 ТГц и выше представляет значительный интерес для ряда приложений. В настоящее время наиболее мощными непрерывными источниками в этом диапазоне являются слаборелятивистские гиротроны, основанные на отборе энергии у винтовых электронных потоков. Мощность таких источников в непрерывном режиме может составлять десятки и даже сотни ватт [1,2], а в импульсном - достигать сотен киловатт [3]. Вместе с тем, представляет интерес и разработка импульсных источников мегаваттной мощности, запитываемых релятивистскими винтовыми электронными потоками с энергиями в сотни килоэлектронвольт, создаваемых катодами термоэмиссионного типа. Ранее в Институте прикладной физики РАН были успешно реализованы подобные источники в X-, Ka- и W-диапазонах с выходной мощностью от 5 до 10 МВт и длительностью импульсов от 0.5 до 5 мкс [4-6]. Дальнейшее развитие этих работ предполагает продвижение в терагерцовый диапазон частот. С этой целью была выполнена разработка ключевых компонентов гиротрона - электронно-оптической системы (ЭОС), осуществляющей формирование винтового электронного пучка, и резонатора гиротрона, обеспечивающего селективное возбуждение колебаний на заданной частоте.

Расчеты ЭОС осуществлялись с помощью программного комплекса ANGEL (ANalyzer of a Gyating Electrons) [7], разработанного в Институте прикладной физики РАН. В его основе лежат традиционные алгоритмы анализа электронно-оптических систем на базе методов трубок тока и дискретных источников. Моделирование электронных пучков с винтовыми траекториями проводится в программе путем численного решения системы уравнений движения частиц, уравнения Пуассона и уравнения непрерывности. Траекторный анализ потока электронов производится методом трубок тока, традиционно используемым для решения статических задач, а решение системы самосогласованных уравнений – методом последовательных итераций [8]. В качестве исходного варианта для расчета была использована магнетронно-инжекционная пушка (МИП) релятивистского гиротрона W-диапазона. Данная МИП построена по трехэлектродной схеме, в которой напряжение на первом аноде формируется из полного ускоряющего напряжения с помощью активного делителя.

Оценки показывают, что при переходе в диапазон 300 ГГц эффективность релятивистского гиротрона будет снижаться до уровня 5% за счет значительного возрастания омических потерь и снижения коэффициента связи с рабочей модой в силу увеличения сверхразмерности системы. В этой связи представляет интерес возможность увеличения рабочего тока пучка до уровня 300-400 А. Расчеты показали, что основным препятствием на пути повышения тока пучка является высокое значение напряженности электрического поля на участке плавного перехода между цилиндрической и конической частью катода. В существующей конфигурации данный переход сделан в виде дуги окружности с радиусом $R = 10$ мм. В результате при фиксированном питч-факторе (отношении поперечной и продольной компонент скорости) пучка $g = 1.1$ с увеличением тока необходимо увеличивать и анодное напряжение, поэтому уже при токе 100 А напряженность поля достигает значений

11.4 кВ/мм, а при токе 300 А – почти 13 кВ/мм, что заметно превышает предельно допустимый уровень 9-10 кВ/мм. Снижение величины электрического поля на участке перехода может быть достигнуто путем увеличения радиуса скругления R . Так, выбирая $R = 22$ мм, можно снизить значения электрического поля при токе 100 А и 300 А до уровня 9.3 кВ/мм и 10.3 кВ/мм, соответственно.

При дальнейшем увеличении радиуса до $R = 28$ мм максимальная величина электрического поля снижается до значений 9.3 кВ/мм. Однако при этом происходит некоторое ухудшение качества пучка, заключающееся в возрастании разброса по поперечным скоростям. В результате была выбрана конфигурация с $R = 22$ мм (Рис.1). При токе инжекции данная ЭОС формирует винтовой пучок с питч-фактором $g = 1.1$ и значением разброса электронов по поперечным скоростям около 40%.

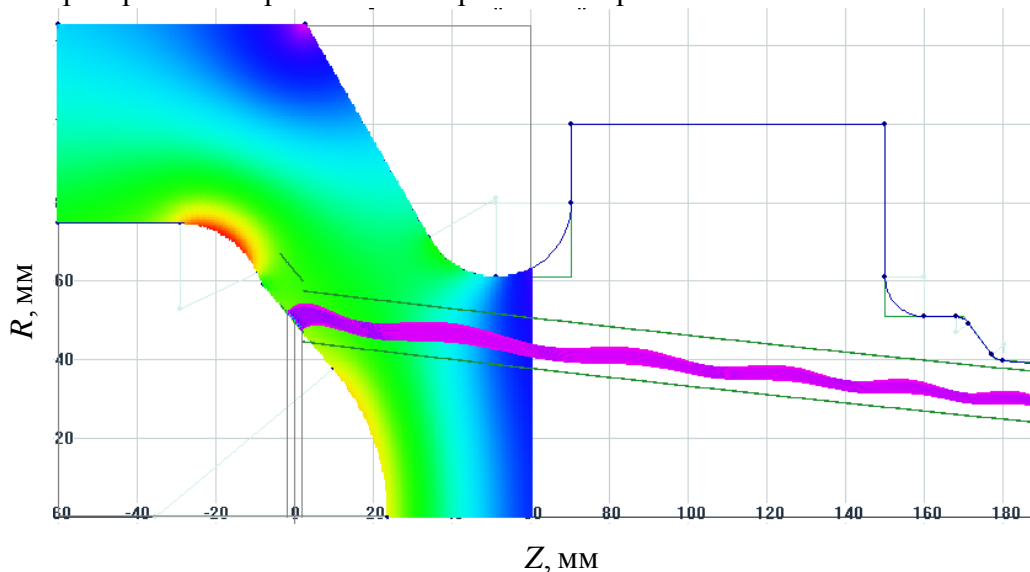


Рис. 1. Геометрия оптимизированного варианта ЭОС, карта распределения напряженности электрического поля в области катода и траектории движения электронов.

Полученные при расчете ЭОС параметры пучка были использованы в трехмерном моделировании релятивистского гиротрона с использованием PIC-кода KARAT. На рис.2 представлена геометрия пространства взаимодействия и мгновенное положение макрочастиц. Для селективного возбуждения рабочей моды был использован резонатор продольно-щелевого типа, основанный на связи мод с кратными азимутальными индексами [9]. Для снижения поперечных дифракционных потерь использовалась двухслойная конфигурация с числом щелей равным 11.

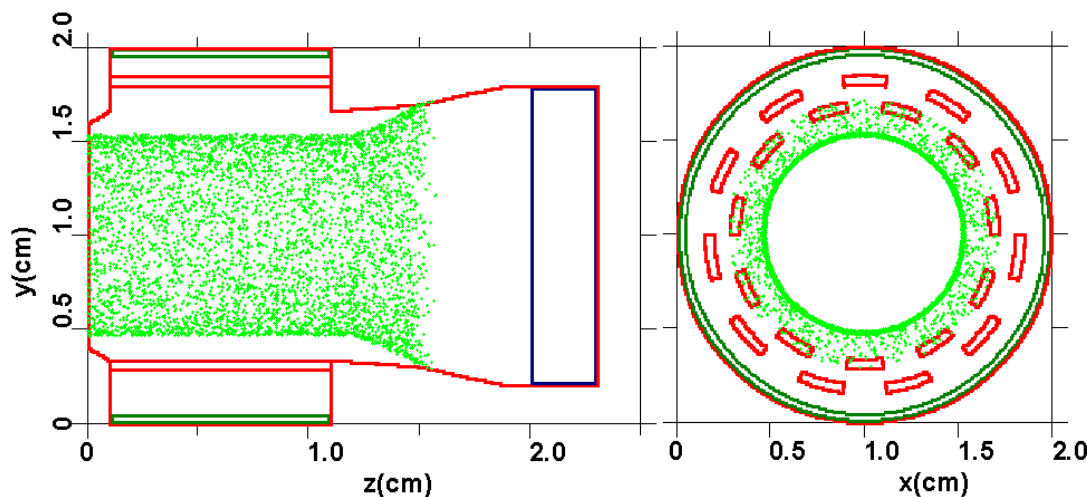


Рис. 2. Геометрия пространства взаимодействия релятивистского гиротрона и мгновенное положение макрочастиц в PIC-моделировании.

Расчеты показывают, что в достаточно широком диапазоне магнитных полей в данной системе возможно возбуждение одномодовых колебаний на частоте около 300 ГГц. Максимальная мощность генерации достигает 1.3 МВт при токе пучка 100 А, 4.2 МВт при токе 200 А, 7.5 МВт при токе 300 А. В свою очередь максимальный КПД гиротрона составляет около 4%, 8.3% и 10% при токах пучка 100, 200 и 300 А, соответственно. Интересно отметить, что дальнейшее увеличение тока пучка приводит не только к повышению выходной мощности, но и к дальнейшему увеличению КПД. Так, при токе 400 А выходная мощность достигала 11.6 МВт, что соответствует КПД 11.6%.

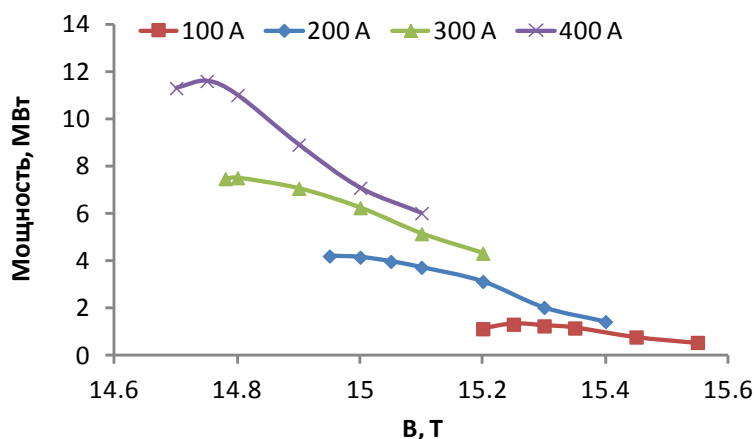


Рис. 3. Расчетные зависимости выходной мощности гиротрона от магнитного поля при различных токах электронного пучка.

Исследование выполнено в рамках государственного задания.

ЛИТЕРАТУРА

1. M.Yu. Glyavin et al // IEEE Electron Dev. Lett. 2021. V. 42. No.11. P.1666.
2. Yu. K. Kalynov et al // Appl. Phys. Lett. 2019. V. 114. Art.no. 213502.
3. M.Yu. Glyavin et al // Appl. Phys. Lett. 2012. V.101. No.15. Art.no.153503.
4. N.I. Zaitsev et al // IEEE Trans. Plasma Sci. 2002. V. 30. No. 3. P. 840.
5. N.I. Zaitsev et al // Radiophys. Quant. El. 2003. V. 46. No. 10. P. 816.
6. E.B. Abubakirov et al. // IEEE Trans. Electron Dev. 2017. V. 64. No. 4. P. 1865.
7. О.П. Планкин, Е.С. Семенов // Вестник НГУ. Сер.: Физика. 2013. Т. 8. Вып. 2. С. 44.
8. В.П. Ильин. Численные методы решения задач электрофизики.– М.: Наука, 1985.
9. R.M. Rozental et al // J. IR MM THz waves. 2022. V. 43. No. 8. P. 654.