



НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ



Московский институт электроники
и математики НИУ ВШЭ



**III Всероссийская научно-техническая конференция
«ПРОБЛЕМЫ СВЧ ЭЛЕКТРОНИКИ им. В.А.СОЛНЦЕВА 2017»**

СБОРНИК ТРУДОВ КОНФЕРЕНЦИИ

ISBN 978-5-903650-40-8

Генеральный спонсор Keysight Technologies

Москва, 2017 г.

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ 1. Вакуумные и плазменные электронные СВЧ генераторы и усилители

Титов А.В., Трубецков Д.И., Фунтов А.А.

Волновой метод Овчарова-Солнцева в теории нетрадиционных СВЧ приборов 5

Царев В.А., Нестеров Д.А.

Перспективы применения двухззорных квазифрактальных резонаторов
в мощных многолучевых клистродах с предельно высоким КПД 7

Мирошниченко А.Ю., Царев В.А., Акафьева Н.А.

Исследование электродинамических параметров двухззорного резонатора
с индуктивными квазифрактальными элементами на керамической подложке 10

Байков А.Ю., Байкова О.А.

О возможности достижения предельных значений КПД клистронов
на основе СОМ-, СОМ2- и СSM-группирования 14

*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 16

Емельянов В.В., Рыскин Н.М., Емельянова Ю.П.

Теоретическое и экспериментальное исследование синхронизации
ЛБВ-генератора с внешней обратной связью 18

Адилова А.Б., Герасимова С.А., Рыскин Н.М.

Исследование взаимной синхронизации связанных гиротронов
в режиме жесткого возбуждения 20

Терентюк А.Г., Рыскин Н.М., Рожнев А.Г.

Моделирование ЛБВ с замедляющей системой типа «петляющий волновод»
на основе нестационарной дискретной теории 22

Кравченко Н.П., Касаткин А.Д., Пресняков С.А., Мухин С.В.

Проектирование пучково-плазменной ЛБВ на основе программного комплекса «VEGA» 24

Аверкиев Д.В., Григорьев А.Д., Киреев А.Г., Серегина Е.Р.

Усилительный клистрон W-диапазона с ленточным пучком 30

Иванов И.М., Скрипкин Н.И., Шмелев А.В.

Стабилизация частоты импульсных магнетронов W-диапазона 32

Ефремова М.В., Морев С.П.

Приближенное решение уравнения Лапласа для нахождения распределения
магнитного поля в концевых ячейках МПФС с магнитомягкими вставками 34

Байбурин В.Б., Хусаинов Т.Ш., Розов А.С.

Расчет электрических полей и электронных траекторий в приборах М-типа
с учетом несоосности катода и анода 36

<i>Мозговой Ю.Д., Хриткин С.А.</i> Излучение пространственно развитого многолучевого генератора на потоках электронных осцилляторов при электростатической фокусировке	40
<i>Хриткин С.А., Мозговой Ю.Д., Евдокимов Ю.В.</i> Двулучевое взаимодействие волн пространственного заряда попутных электронных потоков в гладком волноводе	42
<i>Якунин А.Н., Абаньшин Н.П., Аветисян Ю.А., Акчуринов Г.Г., Акчуринов Г.Г., Логинов А.П., Морев С.П., Мосияш Д.С.</i> Перспективы повышения плотности тока долговечного автоэмиссионного узла на основе планарной углеродной наноструктуры для ЭВП СВЧ	44
<i>Абаньшин Н.П., Якунин А.Н., Аветисян Ю.А., Акчуринов Г.Г., Акчуринов Г.Г., Логинов А.П., Мосияш Д.С.</i> О механизме стабилизации авто- и фотоэмиссии катода, покрытого наноразмерной пленкой алмазоподобного углерода	46
<i>Борисов А.А., Галдецкий А.В., Щербаков С.В.</i> О проблемах построения АФАР и возможном облике ФАР на основе ЭВП	48
СЕКЦИЯ 2. Специализированные электродинамические структуры (замедляющие системы, метаматериалы, трансформаторы мод)	
<i>Накрап И.А., Савин А.Н.</i> Анализ возможности использования резонаторного и щелевого типов волн в ЛБВ на ЦСР с обращенной щелевой модой	51
<i>Савин А.Н., Накрап И.А.</i> Комплексный подход при параллельном использовании различных методов исследования ЭДХ волноведущих структур	53
<i>Елизаров А.А., Кухаренко А.С.</i> Современное исследование микроволновых частотно-селективных устройств на основе периодических замедляющих структур и метаматериалов	55
<i>Кухаренко А.С., Елизаров А.А.</i> Исследование широкополосного метаматериала на основе микрополосковой меандр-линии с щелевым экраном	57
<i>Малинова О.Е., Сидорова Т.В., Назаров И.В., Елизаров А.А.</i> Моделирование волноводной нагрузки с торцевой стенкой из грибовидного метаматериала ..	59
<i>Савина Н.С.</i> Анализ замедляющей системы типа «коаксиальная ребристая линия» и разработка СВЧ устройств на ее основе	61
<i>Каравашкина В.Н., Елизаров А.А., Шаймарданов Р.В.</i> Исследование возможностей применения микроволнового излучателя на основе коаксиального ребристого стержня	64

СЕКЦИЯ 3. Пассивные СВЧ-устройства, антенны и фазированные антенные решетки

Григорьев А.Д., Джалилов Б.О.

Адаптивная антенна для мобильной связи четвертого поколения 66

Афанасьев П.О., Акопов А.А., Лерер А.М., Мануилов М.Б.

Аналитическое решение задачи дифракции электромагнитной волны
на многослойном диэлектрическом шаре 68

Банков С.Е., Дупленкова М.Д.

Деполяризация излучения в решетках антенн Вивальди 70

Аристархов Г.М., Аринин О.В.

Сравнительный анализ четырехрезонаторных микрополосковых фильтров различных типов
в базе распределенно-сосредоточенных структур 72

Годин А.С., Степанов Е.И., Мацаян М.С., Климов К.Н.

Электрически малые излучатели для перспективных систем РЛС 74

Дризе А.Д., Перфильев В.В.

Численное электродинамическое моделирование зеркальной антенны 79

Нестеренко А.Н.

Исследование направленности антенн с различными конфигурациями
микрополосковой меандр-линии 82

СЕКЦИЯ 4. Применение приборов и устройств СВЧ электроники, метрология и измерения на СВЧ

Фатеев В.Я.

Погрешности цифрового измерения резонансной частоты методом сканирования 84

Лункин Б., Криксунова Н.А.

Радиочастотный зонд и алгоритм измерения параметров трехслойных сред 87

Никитин А.Б., Хабитуева Е.И.

Широкополосный СВЧ генератор, управляемый напряжением 89

Лаврухин И.Р.

Анализ и моделирование протокола радиочастотной идентификации
транспортных средств на автодорогах 91

СЕКЦИЯ 1.

Вакуумные и плазменные электронные СВЧ генераторы и усилители

Волновой метод Овчарова-Солнцева в теории нетрадиционных СВЧ приборов

Титов А.В., Трубецков Д.И., Фунтов А.А.

Саратовский национальный исследовательский
государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
Саратов, Россия
titovav88@gmail.com

Аннотация — Изложено приложение волнового метода к теории нетрадиционных электронных СВЧ приборов – двухлучевых оротрона, ЛБВ, электронно-волновой лампы, а также резистивного усилителя и усилителя с индуктивной стенкой, вызывающих интерес применительно к терагерцовому диапазону частот.

Ключевые слова — волновой метод Солнцева, двухпоточная неустойчивость, лампа бегущей волны, двухлучевая лампа, резистивный усилитель.

I. ВВЕДЕНИЕ

С уходом от нас В.А. Солнцева ушла и часть эпохи теоретической СВЧ электроники, которая была связана с его работами. Он сделал очень многое, но не каждый оставляет в науке метод, названный его именем. Кроме того, этот метод перекинул мостик между традиционной теорией электронных приборов СВЧ и нелинейной теорией колебаний. В книге «Лекции по электронике СВЧ (2-я зимняя школа-семинар инженеров, Саратов, 1972)» в лекции «Волновой метод» в разделе «Приближенная нелинейная теория волн пространственного заряда» В.А. Солнцев пишет: «Приближенную нелинейную теорию, основанную на учёте лишь одной гармоники в разложении Фурье для фазы, можно построить и для других приборов типа О – ламп с бегущей волной и ламп с обратной волной. При некоторых дополнительных ограничениях здесь также удастся получить аналитические результаты. Несомненно, что волновой метод будет полезным и в теории других типов электронно-лучевых приборов СВЧ как для численного интегрирования уравнений, так и для приближенного анализа нелинейных явлений в этих приборах.»*

Настоящий доклад, в известной степени, – иллюстрация слов Виктора Анатольевича.

II. ВОЛНОВОЙ МЕТОД В ТЕОРИИ ДВУХЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ О-ТИПА

Предположим, что два электронных потока, предварительно промодулированных некоторым входным сигналом, влетают в пространство взаимодействия. Для построения теории удобно использовать переменные Лагранжа. Для каждого потока введем время $t_1(x, t_0)$ и $t_2(x, t_0)$. Будем считать, что времена $t_{1,2}(x, t_0)$ – это моменты времени, в которые электроны первого и второго потока, влетевшие в пространство взаимодействия в момент t_0 , окажутся в точке с координатой x . Таким образом, фазы электронов соответствующих пучков можно представить в виде:

$$\omega t_{1,2}(x, t_0) = \omega t_0 + \omega x / v_{01,02} + \theta_{1,2}(x, t_0), \quad (1)$$

здесь ω – частота модулирующего сигнала, v_{01} и v_{02} – невозмущенные скорости электронов в первом и втором потоках, $\theta_1(x, t_0)$ и $\theta_2(x, t_0)$ – возмущения фаз электронов под действием поля. Таким образом, для каждого потока введено «собственное» время. В этом случае уравнения движения для каждого потока, записанные в переменных Эйлера имеют вид

$$dv_{1,2}/dt_{1,2} = \eta E_{\text{полн}}, \quad (2)$$

где $E_{\text{полн}}$ – суммарное поле, действующее на электроны. Будем считать, что

$$E_{\text{полн}} = E + E_{\text{пз}}, \quad (3)$$

где $E_{\text{пз}}$ – суммарное поле пространственного заряда

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (гранты № 16-32-00468 мол_а, № 16-02-00238).

Далее для нахождения выражения для напряженности поля пространственного заряда воспользуемся дисковой моделью электронного потока (см., например, [1]). В этом случае напряженности полей пространственного заряда каждого потока могут быть получены на основе дисковой модели электронного пучка.

Используя метод Солнцева [2] можно легко получить систему уравнений нелинейной теории двухпотоковой лампы бегущей волны. Она включает в себя уравнение для возмущения фазы электронов первого пучка:

$$\begin{aligned} \partial^2 B_1 / \partial x^2 = & - \sum_{n=1}^{\infty} \{ (\beta_{e1} \eta / v_{01}^2) E_n \exp [j \beta_{e1} x - j(n-1)(\text{Arg}(B_1) - \pi/2)] J_{n-1}(n|B_1|) + \\ & + (\beta_{e1} \eta / v_{01}^2) E_n^* \exp [-j \beta_{e1} x + j(n+1)(\text{Arg}(B_1) - \pi/2)] J_{n+1}(n|B_1|) + \\ & + 2(p_{1n}^2 \beta_{p1}^2 / n) \exp [j \text{Arg}(B_1)] J_n(n|B_1|) [J_{n-1}(n|B_1|) - J_{n+1}(n|B_1|)] + \\ & + 2(p_{2n}^2 \beta_{p2}^2 S^3 / n) \exp [j \text{Arg}(B_2)] J_n(n|B_2|) [J_{n-1}(n|B_2|) - J_{n+1}(n|B_2|)] \} \end{aligned} \quad (4)$$

и уравнение для возмущения фазы электронов второго пучка:

$$\begin{aligned} \partial^2 B_2 / \partial x^2 = & - \sum_{n=1}^{\infty} \{ (\beta_{e2} \eta / v_{02}^2) E_n \exp [j \beta_{e2} x - j(n-1)(\text{Arg}(B_2) - \pi/2)] J_{n-1}(n|B_2|) + \\ & + (\beta_{e2} \eta / v_{02}^2) E_n^* \exp [-j \beta_{e2} x + j(n+1)(\text{Arg}(B_2) - \pi/2)] J_{n+1}(n|B_2|) + \\ & + 2(p_{1n}^2 \beta_{p1}^2 / S^3 n) \exp [j \text{Arg}(B_1)] J_n(n|B_1|) [J_{n-1}(n|B_1|) - J_{n+1}(n|B_1|)] + \\ & + 2(p_{2n}^2 \beta_{p2}^2 / n) \exp [j \text{Arg}(B_2)] J_n(n|B_2|) [J_{n-1}(n|B_2|) - J_{n+1}(n|B_2|)] \} \end{aligned} \quad (5)$$

здесь $B_{1,2}$ – комплексные амплитуды первых членов разложений функций возмущений фаз электронов первого и второго пучка в ряд Фурье, $\beta_{e1,e2} = \omega / v_{01,02}$, $\beta_{p1,p2} = \omega_{p1,p2} / v_{01,02}$, $\omega_{p1,p2}$ – плазменные частоты пучков, $p_{1n,2n}^2 = n^2 / (n^2 + k_{1,2}^2)$, где $k_{1,2}$ – величины обратно пропорциональные радиусам первого и второго потоков (в случае бесконечно широких потоков $p_{n1,n2}^2 = 1$), E_n – комплексная амплитуда n-ой гармоники поля, $S = v_{02} / v_{01}$.

Итоговая система при дополнении ее уравнением возбуждения и выражениями, связывающими безразмерные амплитуды пространственных гармоник токов с воз-

мущением фазы электронов в пучках, позволяет учитывать в двухпотоковой ЛБВ различные нелинейные процессы, например, такие как уменьшение средней скорости движения электронов в потоках, обгон одних электронов другими и появление высших гармоник тока и поля.

III. КОЭФФИЦИЕНТ ДЕПРЕССИИ, УЧЁТ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОПРАВК И УСИЛИТЕЛИ С КОМПЛЕКСНОЙ ПРОВОДИМОСТЬЮ СТЕНОК

В.А. Солнцев в своих работах много внимания уделил влиянию сил пространственного заряда на процессы в электронных СВЧ приборах, в частности, расчету коэффициента депрессии Γ и учету динамических поправок. Для достаточно тонких потоков Γ оказывается отрицательным под влиянием, например, спиральной замедляющей системы на нерезонансное поле потока. Следствием становится неустойчивость электронного потока, носящая такой же характер как и в двухлучевой лампе, поскольку усиливаются квазистатические поля. Физически причина того, что $\Gamma < 0$, связана с индуктивным характером импеданса потока, который определяется той системой, в которой он движется. Примером реализации такой неустойчивости является усилитель с индуктивной стенкой.

В докладе представлен вариант нелинейной теории такого усилителя, основанный на волновом методе в сочетании с введением эквивалентной комплексной проводимости, учитывающей активную и реактивную проводимости среды. Данный подход представляется перспективным для описания процессов взаимодействия электронных потоков со структурами, содержащими метаматериалы. Проводится объяснение работы резистивного усилителя с позиции теории волн с отрицательной энергией и исходя из аналогии с простейшей активной линией передачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Шевчик В.Н., Трубецков Д.И. Аналитические методы расчета в электронике СВЧ. // М.: Сов. Радио, 1970, 584 с.
- [2] Солнцев В.А. Нелинейные волны в электронных потоках. // «Известия ВУЗов», «Радиофизика». 1974, Т. 17, №4.

Перспективы применения двухззорных квазифрактальных резонаторов в мощных многолучевых клистронах с предельно высоким КПД

Царев В.А., Нестеров Д.А.

Институт электронной техники и машиностроения
Саратовский Государственный Технический Университет им. Гагарина Ю.А
Саратов, Россия
tsarev_va@mail.ru

Результаты были получены при выполнении научно-исследовательской работы при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 16-07-00048).

Аннотация – В данной работе представлены результаты моделирования двухззорных квазифрактальных резонаторов (ДКФР) – резонаторных систем нового типа, для построения которых были использованы методы фрактальной электродинамики, оперирующей с самоподобными элементами, к которым применены такие геометрические преобразования, как вращение, отражение и подобие. В таких системах емкостная часть пространства взаимодействия раздроблена на несколько идентичных двойных высокочастотных зазоров, число которых равно числу лучей многолучевого клистрона (МЛК). Индуктивная часть представляет структуру симметричного древовидного фрактала, содержащего опорный ствол, резонансные ветви и листья. Построение квазифрактала осуществляется в направлении «от листьев к стволу». В качестве «ствола» выступает центральный проводник коаксиального резонатора. Ветками являются держатели (резонансные элементы), а «листьями» служат пролетные втулки. Инициатором (начальным элементом) построения ДКФР является квазифрактал «золотое дерево», который состоит из «материнской ветки» и двух «дочерних веток», длины которых выбраны в соответствии с «золотой пропорцией».

Целью исследования является трехмерное моделирование ДКФР и оценка перспектив их применения в МЛК с предельно высоким КПД.

Применительно к 10-лучевой конструкции МЛК, работающего на частоте 2.45 ГГц с помощью дисковой модели клистрона исследована схема резонаторной системы МЛК, которая содержит шесть резонаторов, при этом первые три ДКФР линейного группирователя настроены на противофазный вид колебаний, а четвертый ДКФР настроен одновременно на две частоты – противофазного и синфазного видов колебаний. С целью увеличения электронного КПД применена удлиненная труба дрейфа между четвертым и пятым резонаторами. Предпоследний – пятый – и последний ДКФР – шестой – работают в одномодовом режиме и настроены на частоту противофазного вида колебаний. Уста-

новлено, что такой группирователь обеспечивает эффективное формирование электронных сгустков, необходимых для получения высокого КПД.

Исследованы электродинамические свойства подобных систем при работе их на противофазном виде колебаний и определены оптимальные условия их взаимодействия с электронным потоком. Показано, что при настройке всех, или большей части, резонаторов группирователя одновременно на основную и удвоенную частоту возможно достижение полного КПД до 85% и выходной мощности выше 75 кВт. В этом случае МЛК может быть использован в качестве источника СВЧ энергии в ускорителях заряженных частиц, в установках СВЧ нагрева и системах СВЧ-энергетики.

Рассмотренный МЛК, по сравнению с известным однолучевым клистроном-аналогом VKS-7773, позволяет в 2 раза снизить ускоряющее напряжение, увеличить выходную мощность в 1.5 раза, при этом полный КПД повышается на 4%.

Ключевые слова – трехмерное моделирование, золотое сечение, число Фибоначчи, многолучевой клистрон, взаимодействие, двухззорный резонатор, древовидный фрактал, квазифрактальный резонатор, КПД, выходная мощность.

I. ВВЕДЕНИЕ

Мощные пролетные усилительные клистроны находят широкое применение в системах тропосферной и космической связи, телевидении, радиолокации [1]. В перспективе, при повышении полного КПД до 85% и выходной мощности до 50-75 кВт, возможно использование клистрона в качестве источника СВЧ энергии в спутниковых электростанциях [2].

Способы повышения электронного КПД в однолучевых клистродах (ОЛК), такие как настройка резонаторов на удвоенную частоту, увеличение длины труб дрейфа, использование пучков с малым значением микропервеанса приводит к увеличению ускоряющего напряжения, габаритов и массы приборов.

При переходе от ОЛК к многолучевым клистродам (МЛК) с одинаковым уровнем выходной мощности можно не только снизить ускоряющее напряжение в 2–5 раз, но и повысить электронный КПД на 10–20% за счет использования электронных пучков с малым пространственным зарядом [3].

В связи с этим большой интерес для создания МЛК с предельно высоким КПД представляет разработка новых типов резонаторных систем, основанных на принципах фрактальной электродинамики – двухззорных квазифрактальных резонаторов (ДКФР) [4].

Однако электродинамические свойства таких систем и условия эффективного взаимодействия с многолучевым электронным потоком пока мало исследованы. Целью настоящей работы является трехмерное моделирование ДКФР и оценка перспективы их применения в мощных МЛК с предельно высоким КПД.

II. АЛГОРИТМ ПОСТРОЕНИЯ ФРАКТАЛЬНОЙ МОДЕЛИ ДВУХЗОРНОГО РЕЗОНАТОРА

Рассмотрим процедуру образования ДКФР на примере 4-лучевой конструкции клистрода ($N = 4$). Данный резонатор относится к симметричным древовидным квазифракталам (рис. 1) [5].

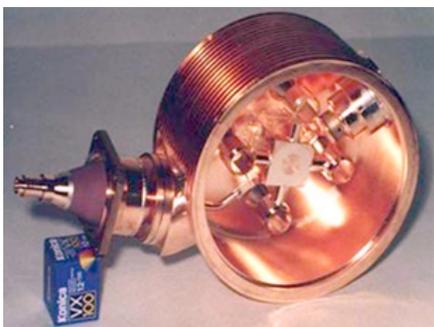


Fig. 1. Конструкция квазифрактального двухззорного резонатора с 4-мя пролетными каналами [6]

Фрактал в нашем случае означает резонансную систему, в которой пространство взаимодействия раздроблено на несколько идентичных двойных высокочастотных зазоров, симметрично расположенных на одном радиусе относительно оси этой системы.

Построение квазифрактала осуществим «от листьев к стволу» (рис. 2, а). В качестве «ствола» выступает центральный проводник коаксиального резонатора 1. Ветки являются держатели (резонансные элементы), а «листьями» служат пролетные втулки 4 [4]. Инициатором (начальным элементом) построения ДКФР (рис. 2, б) является квазифрактал «золотое дерево» [7], который состоит из «материнской ветки» 2 и двух «дочерних веток» 3, длины которых выбраны в соответствии с «золотой пропорцией» $\phi = \ell_2 / \ell_1 = 1.618$ [7].

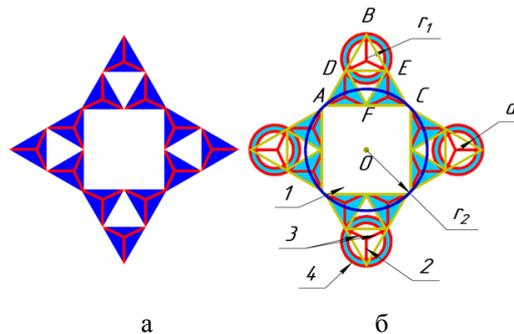


Fig. 2. Примеры симметричных бинарных древовидных фракталов на треугольниках Серпинского – сворачивающегося (а) и окончательная форма квазифрактала (б)

Инициатор определяет размеры равнобедренного треугольника ВЕД, вокруг которого описана окружность радиусом r_1 (радиус втулки). Треугольник ВЕД является фрагментом треугольника Серпинского АВС. На следующих итерациях копии инициатора размножаются радиально. Число копий равно числу граней ($n = N$, где $N = 4$ – число лучей) правильного n -многоугольника, являющихся основаниями треугольников Серпинского.

Аналогичная методика построения была использована для построения 10-лучевого ДКФР (рис. 3). В данном резонаторе пролетные втулки симметрично связаны с корпусом резонатора.

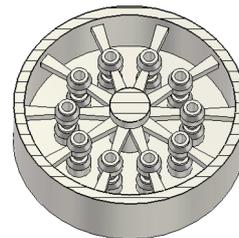


Fig. 3. 3D-модель ДКФР для 10-лучевого МЛК.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ТРЕХМЕРНОГО ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО РАСЧЕТА

Были заданы следующие параметры МЛК: рабочая частота противофазной моды $f_1 = 2.45$ ГГц, выходная мощность $P_{out} = 75$ кВт, полный КПД $\eta_i = 0.8$, число лучей $N = 10$, микропервеанс луча $p_{\mu 1} = 0.3$, $\gamma a = 0.587$. По известным из теории клистрода соотношениям [8] были определены величина ускоряющего напряжения $U_0 = 15.8$ кВ и радиус пролетного канала $a = 2.5$ мм

Используя программу 3D моделирования клистроных резонаторов REZON [9] были определены параметры пространства взаимодействия, при которых коэффициент эффективности взаимодействия M на противофазной моде максимален, а относительная электронная проводимость G_e / G_0 близка к нулю.

IV. ОЦЕНКА ПЕРСПЕКТИВЫ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ ДКФР В МОЩНЫХ МЛК С ПРЕДЕЛЬНО ВЫСОКИМ КПД

Рассматриваемая схема резонаторной системы МЛК содержит шесть резонаторов, из которых первые три

ДКФР линейного группирователя настроены на противофазный вид колебаний, а четвертый ДКФР настроен на две частоты с соотношением синфазного вида колебаний к противофазному $k_f = 2$.

Для дополнительного повышения электронного КПД используется удлиненная труба дрейфа, установленная между четвертым и пятым резонаторами. Предпоследний (пятый) и последний ДКФР (шестой) работают в одномодовом режиме и настроены на частоту противофазного вида колебаний. В результате оптимизации параметров модели МЛК по дисковой модели клистрона [10] установлено, что такой группирователь обеспечивает эффективное формирование электронных сгустков с отношением $I_1/I_0 = 1.77$. Результаты расчета приведены на рис. 5-6 и в таблице 1.

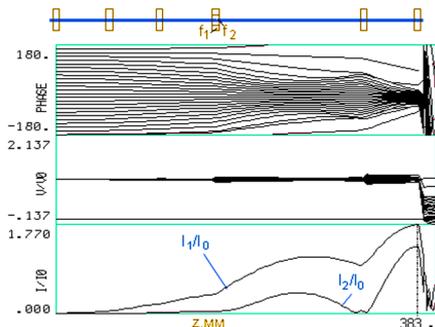


Fig. 4. Результаты расчета выходных параметров МЛК по дисковой модели клистрона

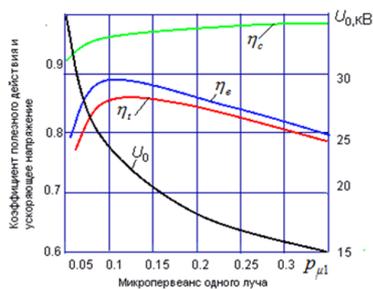


Fig. 5. Зависимости электронного, контурного и полного КПД, также ускоряющего напряжения от величины микроперванса при $I_1/I_0 = 1.77$.

TABLE I. ПАРАМЕТРЫ КЛИСТРОНА-АНАЛОГА [2] И ИССЛЕДУЕМОГО МЛК

Клистрон	VKS-7773	Новая разработка
Параметры	Эксперимент	Результаты расчета
Частота, ГГц	2.45	2.45
Напряжение луча, кВ	35	15.8
Число лучей	1	10
Общий ток, А	1.96	5.94
Выходная мощность, кВт	52	75

Клистрон	VKS-7773	Новая разработка
Параметры	Эксперимент	Результаты расчета
Электронный КПД, η_e , %	79	81.7
Контурный КПД, η_c , %	98	98.6
Полный КПД, η_s , %	77	80.6

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследуемый МЛК с использованием ДКФР позволяет в 2 раза снизить ускоряющее напряжение, увеличить выходную мощность в 1.5 раза в сравнении с однолучевым аналогом VKS-7773, при этом полный КПД повышается на 4%. Кроме того, применение квазифрактальных резонаторов позволяет существенно улучшить массогабаритные и электрические параметры.

Такой прибор можно использовать в ускорителях заряженных частиц, применяемых в медицине и фундаментальных научных исследованиях; в установках СВЧ нагрева и СВЧ-энергетике.

При настройке всех или большей части резонаторов одновременно на основную и удвоенную частоту возможно достижение полного КПД до 85% и выходной мощности выше 75 кВт. В этом случае МЛК может быть использован в качестве источника СВЧ энергии в спутниковых электростанциях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Sandalov, A. High efficiency conventional and relativistic klystrons / A. Sandalov, V. Pikunov, V. Rodyakin // High efficiency conventional and relativistic klystrons, Proc. of the third workshop on pulsed RF sources for linear colliders, April 1996. – Shonan Village, Japan, 1996. – P. 321-326.
- [2] Larue, A.D. High Efficiency Klystron for SPS Application / A.D. Larue // Solar Power Satellite Microwave Power Transmission and Reception. – NASA, Washington, D.C., USA., 1980. – 372 p.
- [3] Palmer, R. Introduction to Cluster Klystrons / R. Palmer // Proc. of the International Workshop on Pulsed RF Power Sources For Linear Colliders, 5-9 July. – Dubna, Protvino, Russia. – 1993. – P. 69-73.
- [4] Царев, В.А. Новый класс квазифрактальных двухзорных резонаторов для многолучевых клистронов / В.А. Царев, Д.А. Нестеров // Радиотехника. – 2016. – № 7. – С. 87-91.
- [5] Mandelbrot, B.B. The fractal geometry of nature / B.B. Mandelbrot. – N.Y., USA: W.H. Freeman and Company, 1982. – 468 p.
- [6] Царев, В.А. Исследование режима двухмодового взаимодействия полей фрактального двухзорного резонатора с электронами в многолучевом клистроне / В.А. Царев, А.И. Корчагин, А.Ю. Мирошниченко // Журнал радиотехники. – 2012. – №12. – С. 1-13.
- [7] Walser, Hans. The Golden Section / Hans Walser, Jean Pedersen, Peter Hilton. – Richmond, TX, U.S.A.: The Mathematical Association of America, 2001. – 160 p.
- [8] Nusinovich, G. A Review of the Development of Multiple-Beam Klystrons and TWTs / G. Nusinovich, B. Levush, D. Abe. – USA, McLean: Naval Research Laboratory, 2003. – 45 p.
- [9] Мучкаев, В.Ю. REZON / В.Ю. Мучкаев, В.А. Царев // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ №2011611748 от 24.02.2011 г. – 1 с.
- [10] Teryaev, V.E. DISKLY code for calculation and optimization of klystrons / V.E. Teryaev // Proceedings of the Int. Workshop on Pulsed RF Power Sources for Linear Colliders (RF-93). Dubna, Russia, 5-9 July, 1993. – Dubna, 1993. P. 161-166.

Исследование электродинамических параметров двухзазорного резонатора с индуктивными квазифрактальными элементами на керамической подложке

Мирошниченко А.Ю., Царев В.А., Акафьева Н.А.
Кафедра «Электронные приборы и устройства»,
Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.,
Саратов, Россия
e-mail: alexm2005@list.ru

Аннотация — Исследованы электродинамические характеристики и параметры двухзазорного металлодиэлектрического резонатора и индуктивными микрополосковыми элементами на подвешенной керамической подложке для работы в микровакуумных приборах СВЧ. Индуктивная часть резонансной системы выполнена на основе квазифракталя треугольник Серпинского, а емкостная часть, образована между торцами многоканальных пролетных труб, образующих двойной бессеточный зазор. Разработанный резонатор может найти применение в приборах клистронного типа, работающих в системах телекоммуникаций, навигации и связи в одно- и многочастотном режимах.

Ключевые слова — двухзазорный резонатор; микровакуумные приборы СВЧ; клистрон; многолучевой электронный поток; подвешенная керамическая подложка; квазифрактальный элемент; треугольник Серпинского; взаимодействие; синфазный вид колебаний; противофазный вид колебаний

I. ВВЕДЕНИЕ

В связи с появлением новых миниатюрных микроволновых генераторов и усилителей клистронного типа с матричными автоэмиссионными катодами (МАЭК), способных работать в коротковолновой части сантиметрового и миллиметрового диапазонах появляется острая необходимость в разработке металлодиэлектрических двухзазорных резонаторов (МДДР), индуктивные микрополосковые элементы которых выполнены на подвешенных керамических подложках. Такие резонансные системы характеризуются рядом преимуществ, такие как: высокая точность изготовления, небольшие размеры и масса. При их создании могут быть использованы современные высокопроизводительные технологии изготовления печатных плат, например технология лазерной резки или фото-литографическая технология [1].

Для повышения КПД и выходной мощности таких устройств целесообразно исследовать возможность одновременной настройки МДДР на основную и удвоенную частоты [2, 3]. Известен опыт создания многомодовых миниатюрных фрактальных антенн (МФА), представляющих собой резонансные системы, индуктивные микрополосковые элементы которых выполнены на подвешенных керамических подложках. В ряде работ показано, что для реализации двухмодового режима возбуждения МФА с кратностью частот, равной двум целесообразно индуктивную часть

резонансной системы выполнять на основе квазифракталя треугольник Серпинского (КФТС) [4-6].

Резонаторы на основе КФТС - это относительно новый класс миниатюрных микрополосковых резонансных систем, индуктивная часть которых имеет фрактальную геометрическую форму. Эта форма обладает дробной размерностью, что внешне проявляется в рекурсивном повторении в уменьшаемом масштабе исходных детерминированных геометрических шаблонов-треугольников.

Однако в конструкциях резонансных систем, предназначенных для взаимодействия с многолучевым электронным потоком в микровакуумных приборах подобные системы до сих пор не применялись, а их электродинамические свойства мало изучены.

Целью настоящей работы является проведение трехмерного численного моделирования МДДР, индуктивная часть резонансной системы которого выполнена на основе КФТС, а емкостная часть, образована между торцами многоканальных пролетных труб, образующих двойной бессеточный зазор.

II. КОНСТРУКЦИЯ РЕЗОНАНСНОЙ СИСТЕМЫ

На рисунке 1 представлена конструкция резонатора. Он представляет собой двухзазорный объемный резонатор (1) с подвешенной керамической подложкой из сапфира (4) с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon=10$, на которой размещены с двух сторон полосковые четвертьволновые индуктивные элементы (6). На подвешенной керамической подложке также размещена центральная пролетная втулка (3) с отверстиями для пролета многолучевого электронного потока (5). На боковых стенках объемного резонатора размещены две боковые втулки (2) с пролетными каналами. Индуктивные полосковые элементы электрически соединены с центральной пролетной втулкой и образуют резонансную линию, нагруженную на емкость двух высокочастотных зазоров.

Исследовались три варианта резонансной системы, первый – четвертьволновая резонансная линия, выполненная в виде индуктивного полоскового проводника треугольной формы без фрактальных элементов (нулевая итерация), второй и третий – четвертьволновая резонансная линия, выполненная в виде индуктивного полоскового

проводника треугольной формы, представляющая собой треугольник Серпинского 1-й и 2-й итерации.

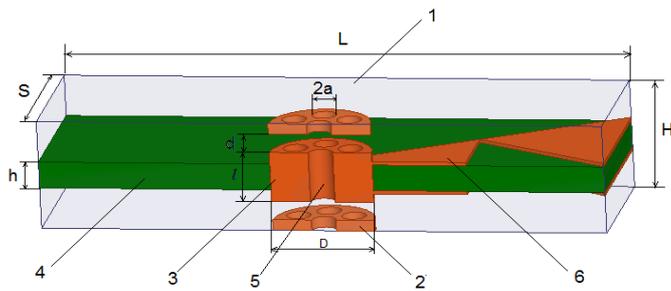


Рис. 1. Конструкция резонаторной системы: 1- корпус резонатора; 2- боковая пролетная втулка; 3- центральная пролетная втулка; 4- подвешенная диэлектрическая подложка; 5- пролетный канал; 6- индуктивный фрактальный элемент «треугольник Серпинского»

Основные размеры резонатора в мм приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1

Длина резонатора, L	13,7
Ширина резонатора, S	7,71
Высота резонатора, H	2,84
Длина зазора взаимодействия, d	0,49
Длина втулки, l	1,3
Диаметр втулки, D	2,48
Радиус пролетного канала, a	0,3
Толщина диэлектрической подложки, h	0,69

Последовательность преобразования резонансной структуры от «безфрактального» полоскового проводника к резонансным структурам с фрактальными элементами показана на рис. 2.

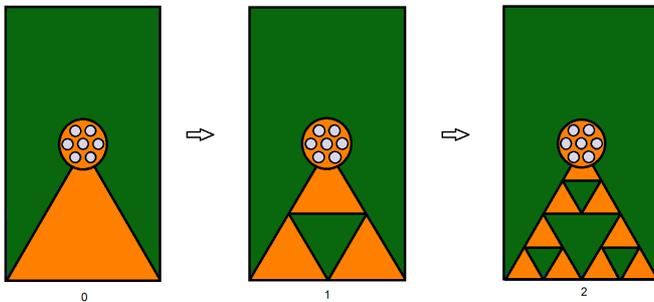


Рис. 2. Переход от резонансного элемента с нулевой итерацией к полосковым резонансным элементам с фрактальными структурами «треугольник Серпинского 1-й и 2-й итераций»

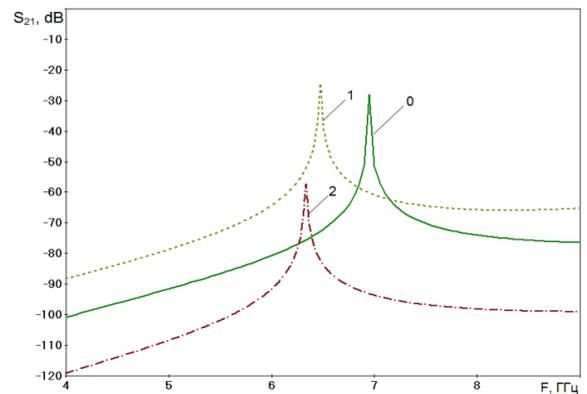
III. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Расчет производился с помощью программы REZON [7]. Результаты моделирования сведены в таблицу 2.

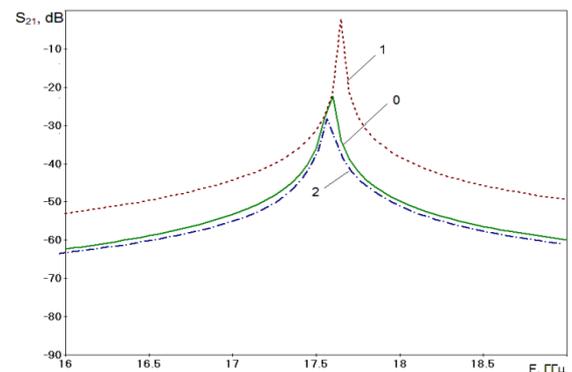
При конструировании СВЧ аппаратуры разработчиков чаще всего интересуют те моды, которые обеспечивают наиболее эффективное взаимодействие с электронным потоком в двойном высокочастотном зазоре резонатора. Проведены расчеты основных электродинамических параметров для резонатора с полосковым проводником нулевой, 1-й и 2-й итерацией фрактального элемента.

ТАБЛИЦА 2

Тип моды	Частота, ГГц	Собственная добротность	Характеристическое сопротивление в центральном канале, Ом	Характеристическое сопротивление в боковом канале, Ом
Резонатор фрактальным элементом нулевой итерации				
Противофазный	6,943	1196	139,12	146,69
Синфазный	17,747	5760	84,05	77,82
Высший противофазный	28,801	3560	22,34	17,08
Высший синфазный	32,239	4115	20,4	20,71
Резонатор с фрактальным элементом 1-й итерации				
Противофазный	6,433	729	175,98	164,85
Синфазный	17,756	7800	86,62	81,24
Высший противофазный	28,348	3291	6,36	6,84
Высший синфазный	32,047	1629	9,78	9,48
Резонатор с фрактальным элементом 2-й итерации				
Противофазный	6,292	580	160,65	158,95
Синфазный	17,678	6092	84,49	76,28
Высший противофазный	28,288	2826	8,31	7,35
Высший противофазный	29,052	6795	15,05	14,46
Высший синфазный	31,967	6250	18,88	18,43



а)



б)

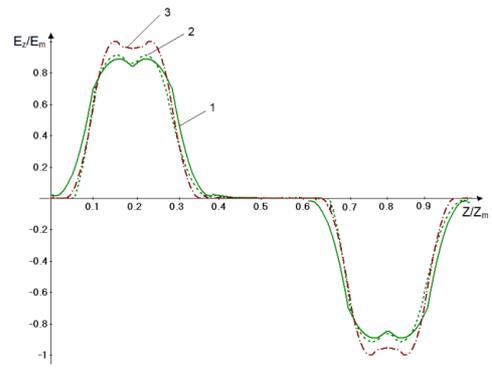
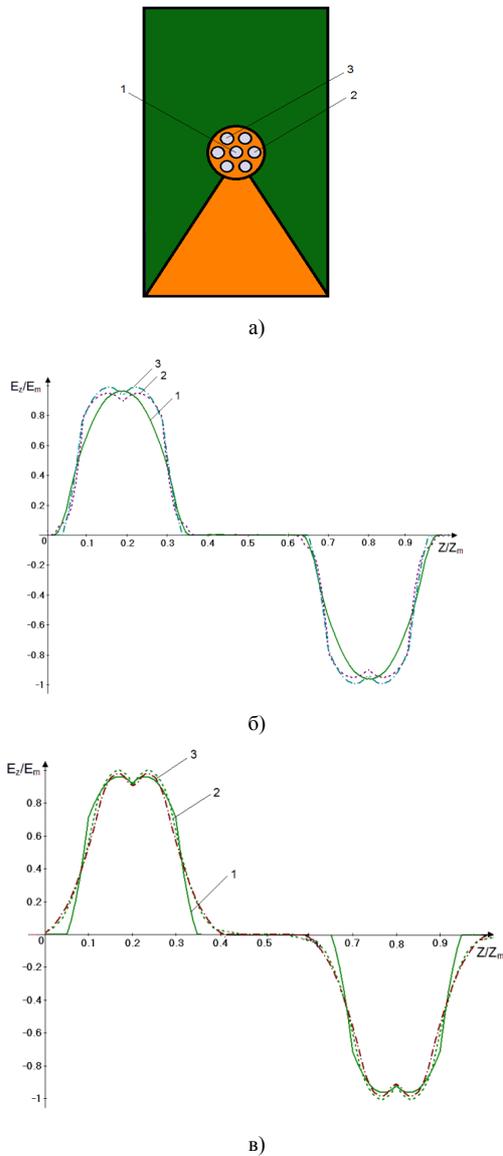
Рис. 3. Параметры S_{21} для противофазного (а) и синфазного (б) типа колебаний: 0- нулевая итерация фрактального элемента; 1- 1-я итерация; 2- 2-я итерация

На рисунке 3 представлены результаты расчета для противофазного и синфазного видов колебаний (параметр S_{21}). Для противофазного вида колебаний использование фрактального элемента вместо «чистого» полоскового проводника приводит к смещению частоты вниз по шкале, кроме того, увеличение числа итераций приводит к появлению дополнительных резонансных частот.

Для синфазного вида колебаний при переходе от нулевой итерации фрактального элемента к треугольному полосковому резонансному элементу с 1-й итерацией фрактальной структуры сначала происходит небольшое увеличение резонансной частоты, в дальнейшем при переходе к фрактальной структуре с 2-й итерацией, резонансная частота уменьшается.

Исследован характер поведения продольной компоненты электрического поля вдоль длины пространства взаимодействия. Расчет производился для трех каналов по краю пролетной трубы. На рис. 4 приведены результаты расчета поля на противофазном виде колебаний в зависимости от нормированной координаты. Видно, что форма и величина поля слабо меняются при переходе от нулевой итерации фрактальной структуры к резонаторам с фрактальными элементами 1-й и 2-й итерации.

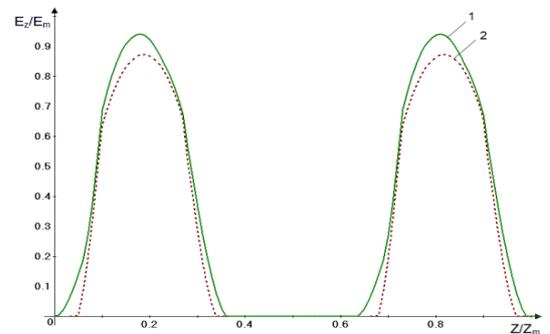
На рисунке 5 приведены результаты расчета продольной компоненты электрического поля вдоль длины пространства взаимодействия для синфазного вида колебаний. Расчет в этом случае проводился для каналов 1 и 2 (см. рис. 4,а).



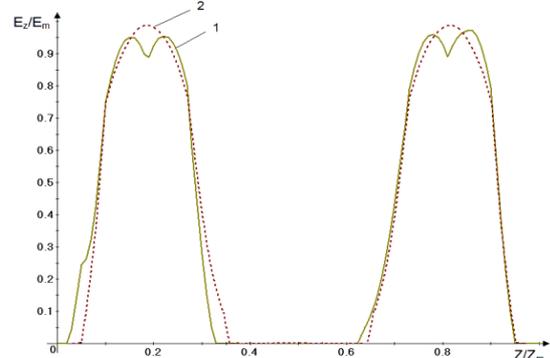
г)

Рис. 4. Распределение высокочастотного поля вдоль зазора взаимодействия для противофазного типа колебаний: а - каналы, в которых рассчитывалось распределение поля; б - поле для полоскового проводника с нулевой итерацией; в - поле для 1-й итерации фрактального элемента; г - поле для 2-й итерации фрактального элемента

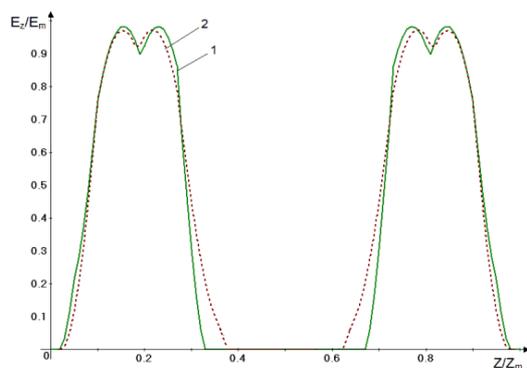
В работе произведен расчет характеристического сопротивления ρ по уточненной формуле, позволяющей рассчитывать этот параметр при произвольных возмущениях [8] в центральном и крайнем пролетном канале резонатора. Результаты расчета представлены на рис. 6. Из рисунка видно, что характеристическое сопротивление для противофазного вида колебаний существенно выше, чем для синфазного. При переходе от нулевой итерации полоскового элемента к фрактальной структуре с 1-й и 2-й итерацией характеристическое сопротивление для противофазного вида колебаний возрастает, причем для 1-й итерации оно больше, чем для второй. Для синфазного вида колебаний оно практически остается постоянным.



а)



б)



в)

Рис. 5. Распределение высокочастотного поля вдоль зазора взаимодействия для синфазного типа колебаний: а - поле для полоскового проводника с нулевой итерацией; б - поле для 1-й итерации фрактального элемента; в - поле для 2-й итерации фрактального элемента

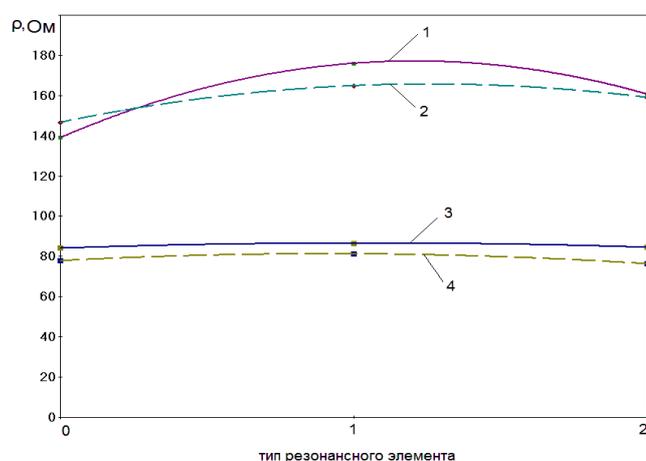


Рис. 6. Изменение характеристического сопротивления исследуемого резонатора при переходе от нулевой итерации фрактального элемента к 1-й и 2-й: 1, 2-противофазный вид колебаний; 3, 4- синфазный вид колебаний. По оси X: 0- нулевая итерация фрактального элемента; 1- 1-я итерация фрактального элемента; 2- 2-я итерация фрактального элемента. Сплошная линия - центральный канал; пунктирная- крайний канал

Выводы

Предложенная конструкция резонатора с полосковыми индуктивными элементами квазифрактальной структуры может найти применение в миниатюрных микроволновых генераторах и усилителях клистронного типа с матричными автоэмиссионными катодами, работающих в сантимет-

ровом и миллиметровом диапазонах. При использовании в качестве индуктивного полоскового элемента фрактальной структуры 1-й и 2-й итерации расширяется спектр частот резонатора, увеличивается характеристическое сопротивление на противофазном виде колебаний. Режим работы резонатора с двухмодовым возбуждением может быть полезен для повышения КПД прибора, а также для работы на нескольких резонансных частотах.

Результаты работы были получены при выполнении научно-исследовательской работы в рамках выполнения гранта РФФИ № 16-07-00048.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Yu.V. Gulyaev, I.S. Nefyodov, A.V. Nechaev, N.I. Sinitsyn, G.V. Torgashov, Yu.F. Zakharchenko, A.I. Zhanov, "Analysis of the possibility of performing microminiature low-voltage electronic devices for vacuum millimeter-wavelength integral circuits," Proc. from the Int. Conf. on Millimeter and Submillimeter Waves and Applications, Jan 1994, San-Diego, Calif., USA. pp. 159-165.
- [2] Пат. №2037903 РФ, МКП H01 J 23/18, "Резонатор для несинусоидального сигнала," В.М. Клоков, В.А. Царев, В.И. Ширшин, СГТУ (РФ), 19.06.1995.
- [3] Пат. 2457572 РФ, МПК H01J25020, "СВЧ- генератор с матричным автоэмиссионным катодом с отражением электронного потока," В.А. Царев, Н.А. Акафьева, А.Ю. Мирошниченко, Заявл. 09.02.2011; опубл. 27.07.2012.
- [4] D.H. Werner, P.L. Werner, "On the Synthesis of Fractal Radiation Patterns," Radio Science, 1995, vol.30, №1, pp. 29-45.
- [5] J. Malik and M. V. Kartikeyan, "A stacked equilateral triangular patch antenna with sierpinski gasket fractal for WLAN applications," Progress In Electromagnetics Research Letters, 2011, vol. 22, pp. 71-81.
- [6] Sachin Chauhan, Jitendra Kr. Deegwal, Rachna Gera, "A Design of Triangular Sierpinski Gasket Fractal Antenna," International Journal of Electronics & Communication Technology, 2013, vol. 4, Issue Spl – 4.
- [7] В.Ю. Мучкаев, В.А. Царев, В.Ю. "REZON," Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ №2011611748 РФ от 24.02.2011 г.
- [8] А.Ю. Мирошниченко, В.А. Царев, "Моделирование электродинамических параметров двухззорного клистронного резонатора [Электронный ресурс]," Инженерный вестник Дона, 2013, №3, Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2013/1825> (доступ свободный).

О возможности достижения предельных значений КПД клистронов на основе COM-, COM2- и CSM-группирования

Байков Андрей Юрьевич

каф. Общих матем. и естественнонаучных дисциплин
МФЮА
Москва, РФ
baikov.a@mfua.ru

Байкова Ольга Андреевна

каф. Физики конденсированных сред
НИЯУ МИФИ
Москва, РФ
obkv@mail.ru

Аннотация – Рассматриваются механизмы достижения предельных значений КПД в клистронах. Показывается возможность достижения значений КПД 90% и выше на основе обеспечения режимов группирования, названных COM, COM2 и CSM. Приведены примеры результатов оптимизации клистронов для перспективного сверхмощного коллайдера FCC, который должен прийти на смену Большому адронному коллайдеру (ЛHC).

Ключевые слова – клистрон, КПД, группирование, многопараметрическая оптимизация.

I. ВВЕДЕНИЕ

Средний уровень КПД выпускаемых мощных клистронов не превышает 50%, только три клистроны в настоящее время имеют КПД около 70% [1]. Повышение КПД клистронов имеет очень важное значение для всех направлений их применения, в том числе, как СВЧ источников для мощных коллайдеров. В [1,2] показано, что синтез параметров клистронов с предельными (приближающимися к 100%) значениями КПД возможен на основе комплекса программ KlyrWin, сочетающего адекватность и эффективность моделирования. Исследованиям процессов в клистронах с помощью программного комплекса KlyrWin, а также сравнению результатов с расчетами по PIC-программам MAGIC и CST Studio Suit и с экспериментом посвящен ряд публикаций, включая работы [1-6]. Настоящая работа продолжает и частично обобщает эти исследования.

НЕОБХОДИМЫЕ УСЛОВИЯ ДОСТИЖЕНИЯ ПРЕДЕЛЬНОГО КПД

A. Слетающий сгусток и изоскоростные линии

Электронный КПД 100% соответствует полному торможению всех электронов периода до нулевой скорости. Т.к. нулевая скорость соответствует отражению электронов, которого необходимо избежать, то торможение должно быть проведено до некоторой малой, но постоянной для всех электронов скорости. Такое условие приводит к требованию «слетания» сгустка на входе в выходной зазор и к понятию изоскоростной линии [7]. При этом группирование должно проходить упорядоченно, без обгона [7, 1].

B. Насыщенность сгустка

Формирование изоскоростной линии является не единственным необходимым условием реализации максималь-

ного КПД. Не менее важным является условие максимальной насыщенности сгустка [1]: все электроны периода в процессе группирования должны попасть в сгусток, оставшаяся часть периода, «антисгусток», должна стать полностью пустой.

C. Квазиодномерность пучка

Двумерные эффекты, важнейшим из которых является радиальное расслоение, приводят к понижению КПД, поэтому необходимым условием достижения предельных значений КПД является однородность (или усредненная однородность) пучка по сечению. Другими словами, пучок должен быть «усреднено-одномерным» [1].

D. Отсутствие конструктивных ограничений.

Базовые конструктивные параметры (группа «А» [5]) должны выбираться таким образом, чтобы основные безразмерные комплексы попали в рабочие диапазоны. Этому могут помешать конструктивно-технологические ограничения, например, на диаметры каналов или на общую длину прибора. В этом случае предельные значения КПД не будут достигнуты.

II. МЕТОДЫ ДОСТИЖЕНИЯ МАКСИМАЛЬНОЙ НАСЫЩЕННОСТИ СГУСТКА

Из перечисленных условий достижения предельного КПД наибольшие трудности представляет достижение полной насыщенности сгустка. Рассмотрим методы, позволяющие достичь максимальной насыщенности.

A. COM-группирование

Метод осцилляции ядра сгустка (Core Oscillation Method, COM) получается в результате поэтапной оптимизации (рис.1) при постепенном наращивании числа каскадов в стандартной конфигурации клистроны.

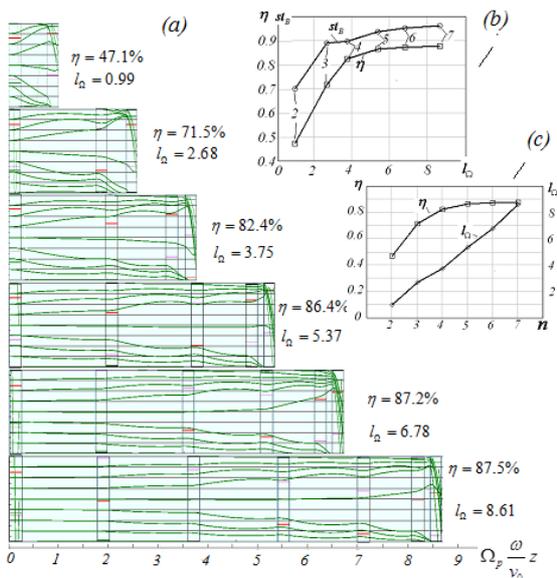


Рис. 1. Поэтапная оптимизация СОМ-клистрона (а)-фазовые траектории, (б)-КПД и насыщенность сгустка в зависимости от приведенной длины, (с)-зависимость КПД и приведенной длины от числа каскадов.

При этом увеличение насыщенности сгустка сопровождается увеличением приведенной длины [2].

В. СОМ2-группирование

Это двухчастотный режим, использующий дополнительный входной сигнал на второй гармонике. Он позволяет существенно (примерно в 2 раза) уменьшить приведенную длину при сохранении осцилляций ядра.

С. СSM-группирование

Режим стабилизации ядра сгустка (Core Stabilization Method, CSM) основан на формировании “зоны стабилизации” в области ядра сгустка. При этом используется не только вторая, но и третья гармоника, а ввод дополнительного сигнала не требуется. Режим группирования становится монотонным, а приведенная длина уменьшается примерно в три раза по сравнению с СОМ-режимом.

III. МЕТОДЫ КОМПЕНСАЦИИ РАДИАЛЬНОГО РАССЛОЕНИЯ.

Рассмотрим методы, позволяющие добиться квазиоднородности пучка.

А. Метод фазовой компенсации

Метод заключается в удлинении последней или предпоследней трубы дрейфа по сравнению с «одномерной» оптимальной длиной. Группирующий зазор перед этой трубой оказывает воздействие преимущественно на приосевую часть сгустка, не оказывая существенного влияния на приграничные слои. В результате приосевая часть дополнительно группируется, и сгусток становится более однородным по сечению.

В. Метод радиального распределения плотности

Основной причиной радиального расслоения является убывание кулоновских сил от оси пучка к периферии. Этот эффект можно скомпенсировать, сформировав пучок с

изменяющейся по радиусу плотностью заряда.

С. Метод радиального перемешивания

Этот метод заключается в создании неконгруэнтных пульсаций за счет соответствующего распределения радиальных скоростей электронов в кроссовере электронной пушки.

IV. ПРОЕКТЫ КЛИСТРОНОВ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ КОЛЛАЙДЕРОВ

В таблице представлены полученные различные варианты проектов клистронов на рабочую частоту 800 МГц с выходной мощностью 1.2- 1.5 МВт в непрерывном режиме для питания коллайдера Future Circular Collider (FCC).

№	U_0 (kV)	I_0 (A)	N_b	ρ (Ohm)	P_{out} (MW)	η (%)	l_{Σ} (cm)
1-1	133.8	12.6	1	133	1.2	86	521
1-2	46.2	38.0	16	14.5	1.2	86	354
1-3	30.1	55.8	48	6.7	1.2	86	280
2-1	133.8	12.6	1	133	1.5	92	339
2-2	32.4	51.9	40	7.8	1.5	92	189
3-1	133.8	12.6	1	133	1.5	91	246
3-2	30.1	55.8	48	6.7	1.5	91	132

Первые три строчки соответствуют СОМ-клистроном, следующие две – СОМ2 клистроном, последние две – СSM клистроном. КПД СОМ-клистронов рассчитан по MAGIC.

V. ВЫВОДЫ

Показана возможность реализации значений КПД порядка 90% для клистронов, в которых реализованы режимы группировки СОМ, СОМ2 или СSM.

VI. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] A.Yu Baikov, C. Marrelli, I. Syratcev. *Toward High-Power Klystrons With RF Power Conversion Efficiency on the Order of 90%* //IEEE Transactions on Electron Devices. 2015. Vol.62, №10. P.3406-3412.
- [2] A.Yu. Baikov, O.A. Grushina, Strikhanov M. N. *Simulation of conditions for the maximal efficiency of decimeter-wave klystrons.* // Tech. Phys. 2014. Vol. 59, № 3. P. 421–427.
- [3] А.Ю. Байков, О.А. Грушина. *Математическая модель трансформации электронного пучка в узкой трубе и ее применение для проектирования мощных клистронов.*: моногр. М.: МФЮА, 2013. 101 с.
- [4] Constable D.A., Lingwood C.J., Burt G.C., Baikov A.Yu., Syratcev I., Kowalchuk R. *MAGIC2-D Simulations of High Efficiency Klystrons using the Core Oscillation Method.* // Proceeding of 18 th IEEE International Vacuum Electronics Conference, IVEC-2017. London,UK: 2017
- [5] А.Ю. Байков. *Метод макрошагов для глобальной многопараметрической оптимизации мощных клистронов* // Прикладная математика и математическая физика. 2015. Т. 1, № 1. С. 47-66.
- [6] А.Ю. Байков, О.А. Байкова, А. *Моделирование сверхмощных двухчастотных клистронов L-диапазона с КПД 90%* // Вестник национального исследовательского ядерного университета “МИФИ” М.: МИФИ, 2017. Т. 6, №1. С. 83–89.
- [7] В.А. Кочетова, В.И. Кучугурный, С.В. Лебединский, А.В. Малыхин, Д.М. Петров. *Пролетный клистрон с высоким КПД. Некоторые вопросы теории и эксперимент* // Радиотехника и электроника. 1981. Т.26. № 1. С.132-145.

Исследование и разработка приборов О-типа миллиметрового диапазона с ленточным электронным пучком

Бенедик А.И.,^{1,2} Каретникова Т.А.,^{1,2}
Рожнев А.Г.,^{1,2} Рыскин Н.М.,^{1,2}
¹Факультет нелинейных процессов
СГУ имени Н.Г. Чернышевского,
Саратов, Россия

Стародубов А.В.,^{1,2} Торгашов Р.А.,^{1,2}
Торгашов Г.В.²
²Саратовский филиал,
ИРЭ имени В.А. Котельникова РАН
Саратов, Россия

Аннотация — Миниатюрные лампы бегущей и обратной волны О-типа миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов представляют большой интерес для различных приложений. Значительный интерес привлекли приборы с ленточным электронным пучком. В докладе представлены результаты исследований приборов с ленточным пучком в короткой и средней части миллиметрового диапазона.

Ключевые слова — миллиметровый диапазон; замедляющая система; ленточный электронный пучок; лампа бегущей волны; лампа обратной волны.

I. ВВЕДЕНИЕ

Миниатюрные лампы бегущей волны (ЛБВ) и лампы обратной волны (ЛОВ) могут быть использованы для создания усилителей и генераторов миллиметрового и субмиллиметрового (ТГц) диапазона. Использование пространственно развитых электронных потоков (ЭП) позволяет уменьшить плотность тока, что значительно облегчает разработку катода и магнитной фокусирующей системы. Ранее рассматривались различные варианты ЛБВ с ленточным ЭП и различными типами замедляющих систем (ЗС) [1]-[3]. В настоящем докладе представлен обзор результатов исследований приборов с ленточным ЭП, выполненных в последние годы в СГУ и СФ ИРЭ РАН. Рассматривается ЛБВ с ЗС типа плоской гребенки [4], [5], а также ЛБВ и ЛОВ с планарными ЗС на диэлектрических подложках [6], [7]. Плотность тока электронного пучка не превышает 100 А/см^2 , что вполне достижимо для существующих термоэмиссионных катодов.

II. ЛБВ С ЗС ТИПА ПЛОСКОЙ ГРЕБЕНКИ

ЗС типа двойной гребенки со сдвигом на половину периода представляют интерес для создания широкополосных усилителей ТГц диапазона [1], [2]. В работах [4], [5] исследованы характеристики подобной ЗС диапазона 0.2 ТГц. Ширина полосы пропускания составляет 70 ГГц. Сопротивление связи в большей части полосы пропускания не превышает 1 Ом, за исключением областей, близких к частотам отсечки [4], [5]. Сопротивление связи можно увеличить, уменьшив высоту пролетного канала, а также толщину штыря, однако геометрические размеры ограничены по технологическим причинам.

Проведено моделирование усиления в режиме малого

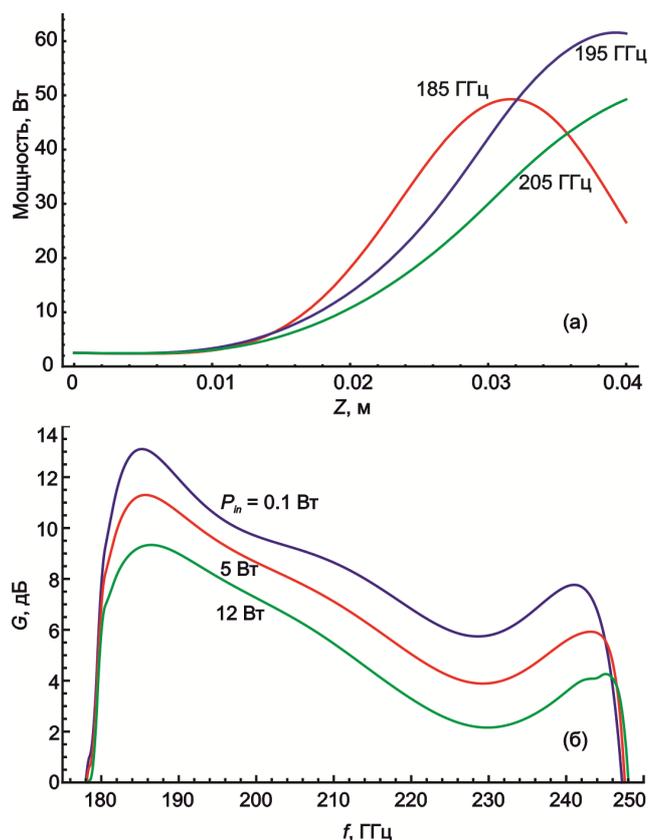


Рис. 1. (а) Зависимости мощности взаимодействия от координаты на разных частотах. (б) Зависимости коэффициента усиления от частоты при различной мощности входного сигнала.

и большого входного сигналов для ЛБВ с ленточным ЭП с напряжением 20 кВ и током 100 мА. Мощность насыщения 60 Вт достигается на частоте 195 ГГц для ЗС длиной 40 мм (80 периодов ЗС), см. рис. 1(а). На рис. 1(б) приведена зависимость коэффициента усиления от частоты при различных значениях входной мощности. С помощью электроискровой обработки были изготовлены макеты ЗС. Также разработана электронная пушка с вольфрамовым катодом, эмитирующим плоский электронный пучок сечения $100 \times 700 \text{ мкм}$ с плотностью тока свыше 100 А/см^2 [5]. Проведен расчет электронно-оптической системы с фокусировкой однородным магнитным полем.

III. ПЛАНАРНЫЕ ЗС НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОДЛОЖКАХ

Для миниатюрных приборов миллиметрового и ТГц диапазона принципиальную роль имеет возможность снижения ускоряющего напряжения, поскольку это позволяет уменьшить массу и габариты прибора. В работе [9] были предложены планарные структуры на диэлектрических подложках, обладающие большим замедлением. Впоследствии подобные ЗС изучались в ряде работ [3], [10], [11]. В [6], [7] были представлены результаты разработки меандровой ЗС диапазона 180-230 ГГц. Однако ввиду трудности измерения электродинамических параметров в данном диапазоне мы перешли к разработке ЗС средней части миллиметрового диапазона (50÷70 ГГц) [8].

Были рассчитаны электродинамические параметры ЗС типа меандра и ЗС встречно-штыревого типа на диэлектрических подложках из кварца и поликора. Данные ЗС обладают большим замедлением. Для меандровой ЗС рабочей является нулевая пространственная гармоника, напряжение синхронизма составляет 3÷5 кВ. Для встречно-штыревой ЗС напряжение синхронизма составляет 1÷3 кВ, рабочей является –1-я гармоника. Обе ЗС имеют достаточно высокое сопротивление связи (1÷10 Ом), которое, однако, быстро уменьшается по мере удаления пучка от поверхности ЗС. При расчетах предполагалось, что ЭП имеет сечение 500×50 мкм² и распространяется на расстоянии 50÷100 мкм от металлической поверхности.

С помощью фотолитографии были изготовлены макеты ЗС на подложках из кварца (рис. 2). С помощью двухпортового измерителя КСВ Р2-69 было проведено измерение S-параметров разработанных ЗС в диапазоне 53.57÷78.33 ГГц. Для проведения измерений ЗС помещались в волновод сечением 3.6×1.8 мм². Были получены значения КСВ, не превышающие 2.0, и ослабление не более –5 дБ.

Также было проведено моделирование режимов генерации ЛОВ со встречно-штыревой ЗС состоящей из 50 периодов. Изменением напряжения пучка в диапазоне 1÷3 кВ можно добиться перестройки частоты генерации в пределах 65÷75 ГГц. Стартовый ток составляет 10÷25 мА, что соответствует плотностям тока 50÷100 А/см². Согласно расчетам, выходная мощность составляет 1÷3 Вт при токе пучка, не превышающем 50 мА.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Y.M. Shin, A. Baig, L.R. Barnett, et al., "Modeling investigation of an ultrawideband terahertz sheet beam traveling-wave tube amplifier circuit," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 58, pp. 3213-3219, 2011.
- [2] X. Shi, Z. Wang, X. Tang, et al., "Study on wideband sheet beam traveling wave tube based on staggered double vane slow wave structure," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 42, pp. 3996-4003, 2014.

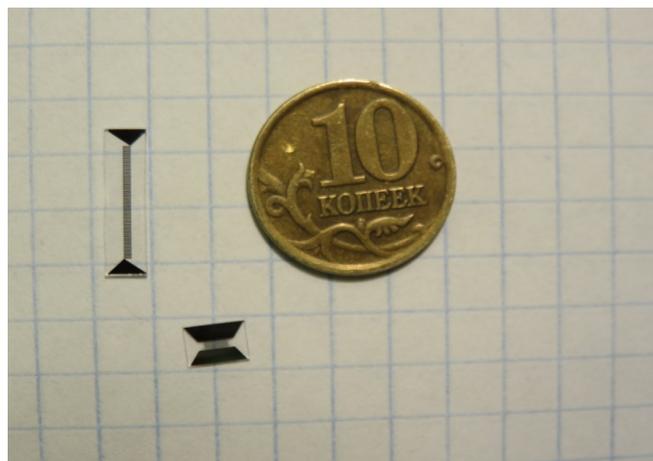


Рис. 2. Фотографии меандровой и встречно-штыревой ЗС на подложке из кварца.

- [3] F. Shen, Y.-Y. Wei, X. Xu, et al., "140-GHz V-shaped microstrip meander-line traveling wave tube," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 26, no. 1, pp. 89-98, 2012.
- [4] A.G. Rozhnev, N.M. Ryskin, T.A. Karetnikova, et al., "Studying characteristics of the slow-wave system of the traveling-wave tube with a sheet electron beam," *Radiophys. Quantum Electron.*, vol. 56, no. 8-9, pp. 542-553, 2014.
- [5] T.A. Karetnikova, A.G. Rozhnev, N.M. Ryskin, et al., "Modeling a subterahertz traveling wave tube with a slow wave structure of the double grating type and a sheet electron beam," *J. Communications Technol. Electron.* vol. 61, no. 1, pp. 50-55, 2016.
- [6] A.I. Benedik, A.G. Rozhnev, N.M. Ryskin, et al., "Study of electrodynamic parameters of the planar meander slow-wave structures for THz band traveling wave tubes," Abstracts of the Sixteenth IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC2015), Beijing, China, April 27-29, 2015.
- [7] T.A. Karetnikova, A.I. Benedik, A.G. Rozhnev, et al., "Development and modeling of G-band vacuum tube power amplifiers with sheet electron beam," 41st International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), Copenhagen, Denmark, 2016.
- [8] А.И. Бенедик, А.Г. Рожнёв, Н.М. Рыскин и др. "Разработка планарных замедляющих систем на диэлектрических подложках для приборов вакуумной микроэлектроники миллиметрового и субмиллиметрового диапазона," *Радиотехника*, № 7, с. 47-52, 2016.
- [9] Yu.V. Gulyaev, A.I. Zhdanov, Yu.F. Zakharchenko, et al., "Planar slow wave structures of miniature electrovacuum microwave devices," *J. Comm. Technol. Electron.*, vol. 39, no. 12, pp. 2049-2058, 1994.
- [10] M. Sumathy, D. Augustin, S.K. Datta, et al., "Design and RF characterization of W-band meander-line and folded-waveguide slow-wave structures for TWTs," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 60, no. 5, pp. 1769-1775, 2013.
- [11] Е.А. Ракова, А.В. Галдецкий, Г.Ф. Корепин и др., "Проектирование и исследование технологии изготовления перспективной замедляющей системы для ЛБВ W-диапазона," V Всероссийская конф-ция "Микроволновая электроника и микроэлектроника," т. 1, с. 148-152, 2016. С.-Петербург, Россия, 30 мая – 2 июня 2016.

Теоретическое и экспериментальное исследование синхронизации ЛБВ-генератора с внешней обратной связью

Емельянов В.В., Рыскин Н.М.
Саратовский филиал
ИРЭ имени В.А. Котельникова РАН,
Саратов, Россия

Емельянова Ю.П.
СГТУ имени Гагарина Ю.А.,
Саратов, Россия

Аннотация — В работе проводится численное и экспериментальное исследование картины вынужденной синхронизации ЛБВ-генератора с внешней запаздывающей обратной связью. Изучены особенности устройства языков синхронизации на плоскости параметров мощность – частота внешнего сигнала, проведено исследование сценариев перехода в режим синхронизации. Обсуждаются возможности подавления паразитных (автомодуляционных) мод и переключения мод внешним сигналом, а также возможности перестройки частоты генерации при изменении частоты синхронизирующего сигнала.

Ключевые слова — лампа бегущей волны, генератор с запаздывающей обратной связью, синхронизация.

I. ВВЕДЕНИЕ

Проблемы синхронизации, переключения мод и стабилизации частоты для многомодовых и распределенных систем в настоящее время являются предметом интенсивного исследования. В настоящей работе численным и экспериментальными методами исследуются особенности вынужденной синхронизации генератора на основе лампы бегущей волны (ЛБВ) с внешней запаздывающей обратной связью (ЗОС), который ранее исследовался экспериментально в работе [1]. Ранее в работе [2] решалась задача о синхронизации резонансного генератора обратной волны. Следует ожидать, что особенности ЛБВ с ЗОС как многомодового генератора будут более ярко выражены, поскольку имеется большое число мод, у которых фазовые скорости близки к скорости электронного пучка.

II. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Численное моделирование ЛБВ-генератора под воздействием внешнего гармонического сигнала проводилось на основе хорошо известных нестационарных нелинейных уравнений ЛБВ с запаздывающей обратной связью (см., например, [3]). Параметры генератора, как при численном моделировании, так и в ходе натурного эксперимента, подбирались таким образом, чтобы в автономном генераторе устанавливался одночастотный режим колебаний.

На рис. 1(а) представлена полученная в ходе численного моделирования область устойчивости режима синхронизации на плоскости параметров амплитуда F – частота

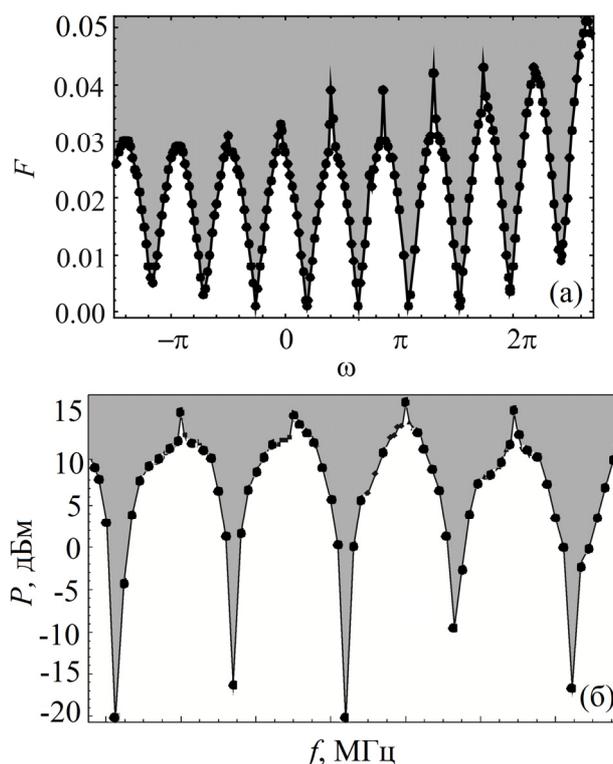


Рис. 1. Языки синхронизации для ЛБВ-генератора с внешней запаздывающей обратной связью под внешним гармоническим воздействием. Серый цвет – область синхронизации, белый цвет – область биений. (а) Результаты численного моделирования. (б) Результаты эксперимента.

внешнего сигнала ω . Из рисунка видно, что эта область представляет собой совокупность языков синхронизации с вершинами, расположенными на частотах различных собственных мод ЛБВ-генератора, в чем наглядно проявляется его многомодовый характер. Причем число этих языков значительно больше, чем для ЛОВ-генератора [2]. Вне области синхронизации устанавливается режим биений. При достаточно большой амплитуде внешнего сигнала реализуется режим плавной перестройки частоты генерации в широких пределах (область широкополосной синхронизации).

Рис. 1(а) показывает, что картина вынужденной синхронизации ЛБВ-генератора имеет две ключевые особенности. Во-первых, при выбранных параметрах несколько центральных языков упираются своими вершинами в горизонтальную ось, что говорит о присутствии мультистабильности в исследуемой системе. Для языков, соответствующих высшим модам, присутствует порог по амплитуде внешнего воздействия, т.е. существует некоторое минимальное значение F , необходимое для установления синхронизации. При удалении от центральной частоты это пороговое значение увеличивается. Во-вторых, посередине между центральными языками наблюдается резкое увеличение порога синхронизации (острые пики на рис. 1(а)).

Исследование механизмов синхронизации показывает, что в области языка синхронизации, соответствующего основной моде, переход к синхронному режиму происходит в соответствии с классическими механизмами захвата и подавления, которые наблюдаются в системах с малым числом степеней свободы [4], [5]. Если же воздействие осуществляется на частоте одной из побочных мод, на начальной стадии переходного процесса быстро подавляется основная мода, после чего происходит подавление побочной моды внешним сигналом.

При воздействии на промежуточной частоте наблюдается резкое возрастание порогового значения амплитуды внешнего сигнала (см. рис. 1(а)). Это связано с тем, что частота внешнего воздействия удовлетворяет условию параметрического четырехфотонного распада. В данном случае распадный процесс препятствует подавлению собственных мод, в результате чего значение амплитуды воздействия, при котором происходит синхронизация, резко повышается.

Был обнаружен эффект переключения мод внешним сигналом, аналогичный изученному в [2] для ЛОВ-генератора. Выявлено, что даже кратковременное воздействие внешним сигналом очень малой амплитуды (на порядок меньше той, которая требуется для синхронизации генератора при непрерывном воздействии) на частоте основной моды быстро подавляет побочные моды на начальной стадии переходного процесса. Это позволяет значительно уменьшить время установления колебаний по сравнению с автономным генератором. Аналогично при кратковременном воздействии на частоте побочной моды после выключения внешнего сигнала быстро устанавливаются колебания побочной моды, а основная мода подавляется. Время, в течение которого необходимо воздействие внешнего сигнала, быстро уменьшается с ростом его амплитуды.

III. ЭКСПЕРИМЕНТ

Для экспериментального исследования вынужденной синхронизации ЛБВ-генератора с внешней запаздывающей обратной связью использовалась установка, принци-

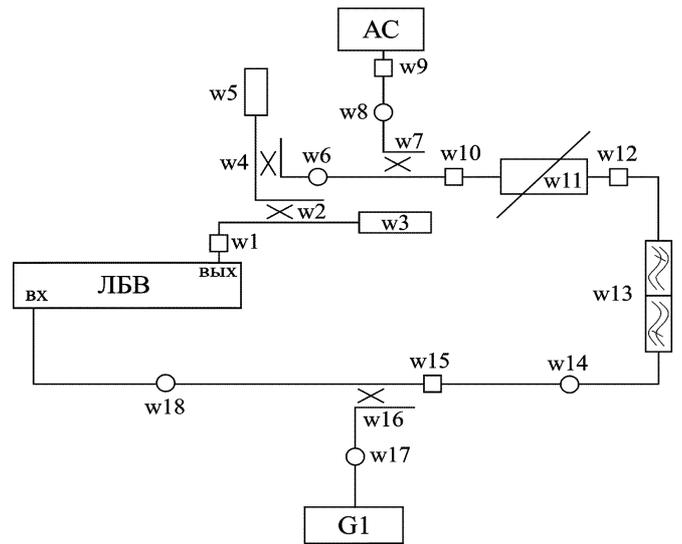


Рис. 2. Принципиальная схема экспериментальной установки, G1 — генератор сигналов, AC — анализатор спектра, w1-w18 — СВЧ элементы (переходы, кабели, направленные ответвители).

пиальная схема которой показана на рис. 2. Использовалась ЛБВ средней мощности со спиральной ЗС диапазона 8-12 ГГц. На рис. 1(б) представлена полученная экспериментально область синхронизации на плоскости параметров мощность – частота внешнего сигнала. Она идентична соответствующей картине, полученной в результате численного моделирования (рис. 1(а)). На рисунке хорошо видны многочисленные языки синхронизации на частотах различных собственных мод ЛБВ-генератора, а также вызванные четырехфотонным распадом узкие пики, в которых порог синхронизации резко увеличивается. При мощности внешнего гармонического сигнала свыше 16 дБм реализуется режим плавной перестройки частоты генерации в широких пределах (область широкополосной синхронизации).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] В.В. Емельянов, Ю.П. Емельянова, Н.М. Рыскин, “Экспериментальное исследование ЛБВ-генератора с внешней запаздывающей обратной связью,” II Всероссийская научная конференция “Проблемы СВЧ электроники,” с. 132-134, 2015. Москва: МИЭМ НИУ ВШЭ, 26-28 октября 2015 г.
- [2] N.M. Ryskin, V.N. Titov, and O.V. Umantsiva, “Phase locking and mode switching in a backward-wave oscillator with reflections,” IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 44, no. 8, pp. 1270-1275, 2016.
- [3] Н.М. Рыскин, “Исследование нелинейной динамики ЛБВ-генератора с запаздывающей обратной связью,” Изв. вузов. Радиофизика, т. 47, № 2, с. 129-142, 2004.
- [4] М.И. Рабинович, Д.И. Трубецков, Введение в теорию колебаний и волн. М.: Наука, 1984.
- [5] А. Пиковский, М. Розенблюм, Ю. Куртс, Синхронизация. Фундаментальное нелинейное явление. М.: Техносфера, 2003.

Исследование взаимной синхронизации связанных гиротронов в режиме жесткого возбуждения

Адилова А.Б.¹, Герасимова С.А.¹
¹Факультет нелинейных процессов,
 СГУ имени Н.Г. Чернышевского,
 Саратов, Россия

Рыскин Н.М.^{1,2}
²Саратовский филиал,
 ИРЭ имени В.А. Котельникова РАН
 Саратов, Россия

Аннотация — Взаимная синхронизация связанных сверхвысокочастотных (СВЧ) генераторов широко применяется в системах сложения мощностей. В последнее время привлекла внимание задача о взаимной синхронизации мощных гиротронов, которые предполагается использовать для нагрева плазмы в установках управляемого термоядерного синтеза. В данной работе рассматриваются особенности взаимной синхронизации двух гиротронов, работающих в режиме жесткого возбуждения, когда достигается максимальный КПД

Ключевые слова — гиротрон, синхронизация, жесткое возбуждение, запаздывание.

I. ВВЕДЕНИЕ

Электронно-циклотронный нагрев плазмы в установках термоядерного синтеза является одним из основных направлений применения гиротронов. Для этих целей разрабатываются комплексы из нескольких гиротронов. Например, в проекте ITER планируется использование 26 гиротронов мощностью 1 МВт на частоте 170 ГГц [1]. Важно обеспечить когерентную работу всех гиротронов, поэтому исследование процессов синхронизации является сейчас актуальным [2]. В данной работе проводится моделирование синхронизации двух связанных гиротронов. При этом принципиальную роль играет запаздывание, которое обусловлено конечным временем распространения сигнала от одного гиротрона к другому.

II. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование проводится на основе известных уравнений нестационарной теории гиротрона с фиксированной структурой поля [3]. В рамках этой теории уравнение движения электронов имеет вид

$$\frac{dp_{1,2}}{d\zeta} + i(\Delta_H + |p_{1,2}|^2 - 1)p_{1,2} = iA_{1,2}f_s(\zeta) \quad (1)$$

Здесь $p_{1,2}$ — безразмерные поперечные импульсы электронов, $A_{1,2}$ — безразмерные комплексные амплитуды поля рабочей моды (индексы «1» и «2» относятся к пер-

вому и второму гиротронам, соответственно), $\zeta = (\beta_\perp^2/2\beta_\parallel)\omega_0 z/c$ — безразмерная продольная координата, ω_0 — опорная частота, которая выбрана равной собственной частоте рабочей моды, $\beta_\parallel = v_{\parallel 0}/c$, $\beta_\perp = v_{\perp 0}/c$, $\Delta_H = 2(\omega_0 - \omega_H)/(\beta_\perp^2\omega_0)$ — циклотронная расстройка. Функция $f_s(\zeta)$ описывает распределение поля в резонаторе. Далее рассматривается гауссово распределение поля:

$$f_s(\zeta) = \exp\left[-3\left(\frac{2\zeta}{\zeta_k} - 1\right)^2\right].$$

Уравнения (1) решаются с граничными условиями

$$p(\zeta = 0) = e^{i\varphi_0}, \quad (2)$$

где начальные фазы φ_0 равномерно распределены по промежутку $[0, 2\pi]$.

Амплитуды $A_{1,2}$ подчиняются уравнениям возбуждения [4]

$$\frac{dA_{1,2}}{dt} + i\frac{\Delta}{2}A_{1,2} = iI_s \int_0^\mu J_{1,2}(\zeta, t) f_s^*(\zeta) d\zeta + \rho e^{-i\psi} A_{2,1}(t - \tau), \quad (3)$$

где $t = (\omega_0 t')/(2Q)$ — безразмерное время, Q — добротность резонатора, Δ — расстройка собственных частот, I_s — безразмерный параметр тока, $\mu = (\beta_\perp^2/2\beta_\parallel)\omega_0 L/c$ — безразмерная длина резонатора, ρ — безразмерный коэффициент связи, $\tau = \omega_0 t_d/2Q$ — нормированное время задержки t_d , $\psi = \omega_0 t_d$. Гармоники тока $J_{1,2}$ в (3) вычисляются следующим образом:

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_{1,2} d\varphi_0 \equiv \langle p_{1,2} \rangle, \quad (4)$$

где символом $\langle \dots \rangle$ обозначено усреднение по начальным фазам. За исключением малой расстройки собственных частот, все остальные параметры полагаем одинаковыми.

В работе [4] было проведено исследование системы (1)-(4) в случае «мягкого» возбуждения ($\Delta_H = 0.4$). В данной работе исследуется динамика вышеуказанной системы в случае «жесткого» возбуждения. Выбраны следующие значения параметров: $\mu = 15$, $I_s = 0.06$, $\Delta_H = 0.53$, что соответствует режиму максимального КПД (около 70%).

В работе [5] была развита теория синхронизации гиротрона в режиме жесткого возбуждения внешним сигналом. Был обнаружен ряд отличий от хорошо изученной картины синхронизации генератора с мягким возбуждением. В частности, поскольку в автономной системе присутствует бистабильность, она характерна и для неавтономной системы. При малой амплитуде начального возмущения устанавливается режим регенеративного усиления, в котором амплитуда колебаний мала. Режим синхронизации с высоким КПД устанавливается, если амплитуда начального возмущения достаточно велика. Более того, при определенных значениях параметров режим синхронизации оказывается чрезвычайно чувствительным к начальной фазе колебаний: подача внешнего сигнала вместо синхронизации может привести к срыву в режим регенеративного усиления.

Аналогичное поведение может иметь место и в случае взаимной синхронизации. На рис. 1 приведен пример зависимостей КПД от времени при достаточно большом коэффициенте связи. Оба гиротрона стартуют с одинаковых начальных амплитуд. Как видно из рисунка, вначале происходит возбуждение колебаний в обеих подсистемах, КПД достигает максимального значения. Однако при $t > \tau$ сигнал из одного гиротрона начинает поступать в другой. В результате происходит полное подавление колебаний обоих гиротронов. При несколько различных начальных условиях происходит подавление колебаний только одного из гиротронов.

Аналогичные расчеты для модели связанных многоводных гиротронов показали, что в этом случае вместо срыва генерации происходит возбуждение паразитной моды.

Взаимная связь между гиротронами может приводить, напротив, к возбуждению одного гиротрона другим. Например, на рис. 2 приведены зависимости КПД для первого (кривая 1) и второго (кривая 2) гиротронов, когда начальная амплитуда второго гиротрона равна нулю. Поскольку в режиме жесткого возбуждения нулевое решение

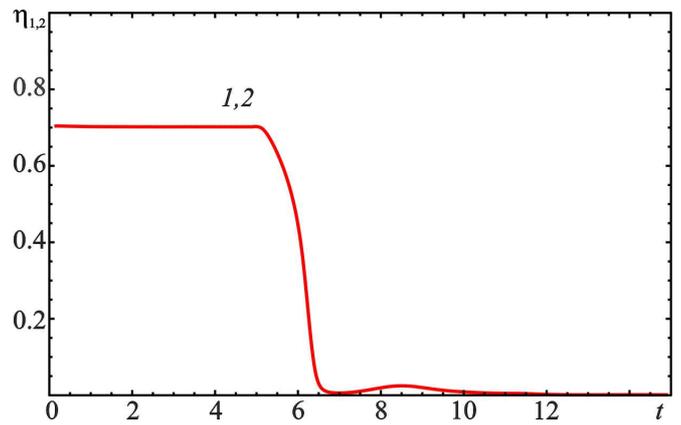


Рис. 1. Зависимость КПД первого и второго гиротрона от времени при $\Delta_H=0.53$, $I_s=0.06$, $\rho=0.5$, $\psi=0.15\pi$, $\tau=5$.

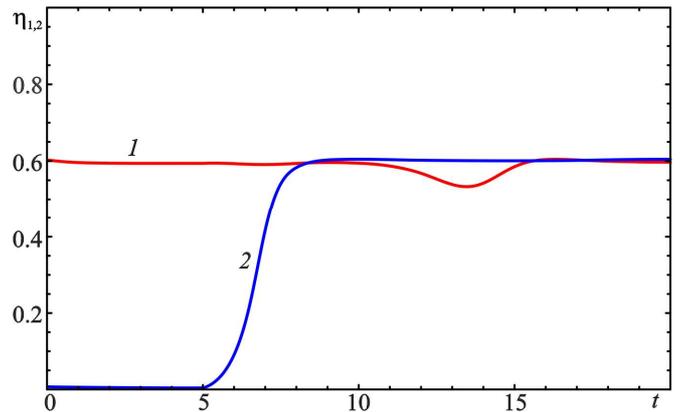


Рис. 2. Зависимость КПД первого и второго гиротрона от времени при $\rho=0.3$, $\psi=0.4\pi$. Остальные параметры те же, что и на рис. 1

является устойчивым, колебания во втором гиротроне вначале не нарастают. Однако, когда сигнал от первого гиротрона поступает в резонатор второго, он начинает возбуждать колебания в нем, в результате чего устанавливается режим взаимной синхронизации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] K. Sakamoto, "Progress of high-power-gyrotron development for fusion research," Fusion Sci. & Tech, vol. 52, p. 145-153, 2007.
- [2] R.M. Rozental, N.S. Ginzburg, M.Yu. Glyavin, A.S. Sergeev, and I.V. Zotova, "Mutual synchronization of weakly coupled gyrotrons," Phys. Plasmas, vol. 22, p. 093118, 2015.
- [3] G.S. Nusinovich, "Introduction to the Physics of Gyrotrons," Baltimore, London: The Johns Hopkins University Press, 2004.
- [4] A.B. Adilova, S.A. Gerasimova, and N.M. Ryskin, "Synchronization of delay-coupled gyrotron oscillators," EPJ Web of Conferences, vol. 149, 04029, 2017. DOI: 10.1051/epjconf/201714904029.
- [5] K.A. Yakunina, A.P. Kuznetsov, and N.M. Ryskin, "Injection locking of an electronic maser in the hard excitation mode," Phys. Plasmas, vol. 22, no. 11, 113107, Nov. 2015.

Моделирование ЛБВ с замедляющей системой типа «петляющий волновод» на основе нестационарной дискретной теории

Терентюк А.Г., Рыскин Н.М.^{1,2}
¹Факультет нелинейных процессов
СГУ имени Н.Г. Чернышевского,
Саратов, Россия

Рожнев А.Г.^{2,1}
²Саратовский филиал,
ИРЭ имени В.А. Котельникова РАН
Саратов, Россия

Аннотация — Замедляющая система (ЗС) типа «петляющий волновод» является перспективной для лампы бегущей волны миллиметрового диапазона. В данной работе развита модифицированная дискретная модель для расчёта холодных электродинамических характеристик ЗС подобного типа. Рассчитанные характеристики, такие как дисперсия и сопротивление связи, хорошо согласуются с результатами электромагнитного моделирования при помощи современных 3-D программных пакетов.

Ключевые слова — лампа бегущей волны, замедляющая система, петляющий волновод, дисперсия, компьютерное моделирование.

I. ВВЕДЕНИЕ

Миниатюрные источники мощного излучения миллиметрового и субмиллиметрового (терагерцевого) диапазона на основе электровакуумных приборов представляют интерес для многочисленных приложений. Одними из наиболее перспективных приборов такого типа являются лампы бегущей волны (ЛБВ) с ЗС в виде петляющего волновода. Подобные ЗС обладают значительными преимуществами, к которым прежде всего следует отнести относительную простоту изготовления, механическую и тепловую прочность, достаточно широкую полосу усиления (~20%), высокое сопротивление связи и относительно малые потери в миллиметровом диапазоне [1], [2]. Несмотря на то, что для моделирования подобных систем существуют мощные универсальные 3-D программные коды, их применение является трудоёмкой задачей, требующей значительных вычислительных ресурсов. Поэтому по-прежнему актуальна разработка методов численного моделирования, основанных на использовании различных вариантов теории возбуждения электродинамических структур, где на первый план выходят простота построения модели и высокая скорость расчетов.

В работе [3] была предложена так называемая нестационарная дискретная теория возбуждения периодических ЗС, основанная на представлении системы в виде цепочки связанных ячеек — электромагнитных осцилляторов. В работе [4] была реализована дискретная модель ЛБВ с це-

почкой связанных резонаторов (ЦСР). Затем этот подход был развит в работах [5], [6] применительно к широкополосным спиральным ЛБВ. Однако использование аппарата дискретной теории для моделирования широкополосных ЗС затрудняется тем, что для адекватной аппроксимации дисперсионной характеристики требуется учитывать связь каждого осциллятора с большим количеством ближайших соседей (например, для спиральной ЛБВ — по 20 с каждой стороны [5], [6]). В данной работе развита модифицированная версия дискретной теории, которая позволяет значительно уменьшить число связанных ячеек и применить данную теорию для моделирования ЗС с умеренной шириной полосы пропускания, таких как петляющий волновод.

II. МОДИФИЦИРОВАННАЯ ДИСКРЕТНАЯ ТЕОРИЯ

В рамках дискретной теории возбуждения ЗС представляется как ансамбль связанных осцилляторов с собственной частотой колебаний ω_s . Получено модифицированное уравнение возбуждения для медленно меняющихся амплитуд колебаний $A_n(t)$:

$$\ddot{A}_n + \sum_m \Theta_m A_{n-m} = -\frac{1}{N_s} \frac{d}{dt} \int_V \mathbf{j} \mathbf{E}_{sn}^* e^{-i\omega_s t} dV, \quad (5)$$

где \mathbf{j} — плотность тока, функция $\mathbf{E}_s(x, y, z)$ описывает распределение электрического поля n -ой ячейки, Θ_m коэффициенты связи между n -ой и $n-m$ -ой ячейкой, N_s — норма колебания. В отличие от исходного варианта дискретной теории [3]-[6], A_n подчиняются уравнению второго порядка (5). При учете взаимодействия только между ближайшими соседями уравнению (5) можно придать вид

$$\ddot{A}_n - \frac{(\omega_c - \omega_s)^2}{4} (A_{n+1} - 2A_n + A_{n-1}) + \delta A_n = -\frac{1}{N_s} \frac{d}{dt} \int_V \mathbf{j} \mathbf{E}_{sn}^* e^{-i\omega_s t} dV. \quad (6)$$

В уравнении (6) параметры ω_c , ω_s и δ определяют верхнюю и нижнюю границы полосы пропускания. Действительно, дисперсионная характеристика холодной струк-

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда № 17-12-01160.

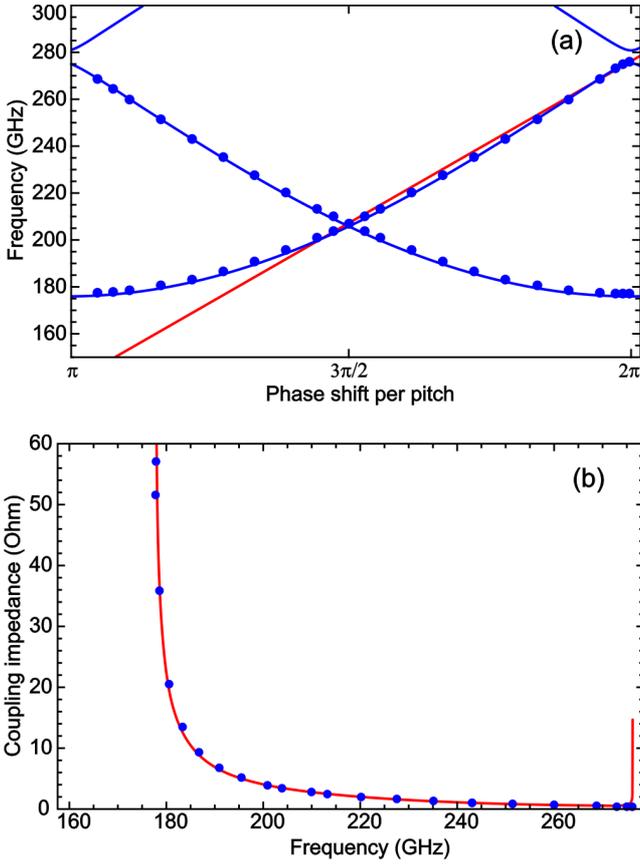


Рис. 1. Дисперсионная характеристика (а) и сопротивление связи (б) замедляющей системы типа «петляющий волновод», рассчитанные в программном пакете HFSS (круги) и их аппроксимация при помощи дискретной теории (линии). На рис. 1(а) также показана дисперсионная характеристика пучка при ускоряющем напряжении 19 кВ.

туры определяется выражением

$$(\omega - \omega_s)^2 = \delta^2 + [(\omega_c - \omega_s)^2 - \delta^2] \sin^2(\varphi/2), \quad (7)$$

где φ фазовый сдвиг на период, откуда видно, что полоса пропускания есть $\omega_c < \omega < \omega_s - \delta$.

Отметим, что близкая по идеологии теория возбуждения развивалась в последние годы В.А. Солнцевым и его сотрудниками (см., например, [7], [8]).

III. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Для численного моделирования были взяты параметры ЛБВ диапазона 220 ГГц, описанной в работе [9]. На рис. 1. построены дисперсионная характеристика и зависимость сопротивление связи от частоты. Электродинамические параметры были рассчитаны при помощи 3-D пакета ANSYS HFSS. Они показаны на рисунке кружками. Сплошными линиями показаны зависимости, рассчитанные на основе дискретной теории с параметрами $\omega_c = 2\pi \times 177$ ГГц, $\omega_s = 2\pi \times 279$ ГГц, $\delta = 0.01 \times \omega_s$. Резуль-

таты хорошо согласуются друг с другом.

В то же время, при использовании традиционного формализма дискретной теории, когда дисперсионная характеристика представляется в виде

$$\omega = \omega_c + \sum_m \Omega_m \cos m\varphi \quad (8)$$

для адекватной аппроксимации во всей полосе частот требуется учет порядка десяти членов разложения.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана модифицированная дискретная теория возбуждения ЛБВ с замедляющей системой типа «петляющий волновод». Данная модель при учете взаимодействия каждого осциллятора лишь с ближайшими соседями позволяет получить адекватную аппроксимацию дисперсионной характеристики и сопротивления связи, тогда как при использовании дискретной теории в традиционной форме [3], [4], требуется учет связи с десятью соседями с обеих сторон. Важными преимуществами дискретного подхода являются отсутствие ограничений на вид и ширину спектра моделируемого процесса, возможность моделировать процессы электронно-волнового взаимодействия как в центре, так и на границе полосы пропускания, а также за ее пределами. В то же время, он оказывается существенно более быстрым и экономичным, чем «полностью электромагнитные» коды, основанные на прямом численном решении уравнений Максвелла.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] S.-T. Han et al., "Low-voltage operation of Ka-band folded waveguide traveling-wave tube," IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 32, no. 1, pp. 60-66, 2004.
- [2] S. Bhattacharjee et al., "Folded waveguide traveling-wave tube sources for terahertz radiation," IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 32, no. 3, pp. 1002-1014, 2004.
- [3] С.П. Кузнецов, "Об одной форме уравнения возбуждения периодического волновода," Радиотехника и электроника, т. 25, № 2, с. 419-421, 1980.
- [4] N.M. Ryskin, V.N. Titov, and A.V. Yakovlev, "Nonstationary nonlinear discrete model of a coupled-cavity traveling wave tube amplifier," IEEE Trans. Electron Devices, vol. 56, no. 5, pp. 928-934, 2009.
- [5] P. Bernardi, F. Andre, J-F. David, A. Le Clair, and F. Doveil, "Efficient time domain simulation of a helix traveling-wave tube," IEEE Trans. Electron Devices, vol. 58, no. 6, pp. 1761-1767, 2011.
- [6] P. Bernardi, F. Andre, J-F. David, A. Le Clair, and F. Doveil, "Control of the reflections at the terminations of a slow wave structure in the nonstationary discrete theory of excitation of a periodic waveguide," IEEE Trans. Electron Devices, vol. 58, no. 11, pp. 4093-4097, 2012.
- [7] В.А. Солнцев, "К теории электронных волн и дискретного электронно-волнового взаимодействия в полосах запирающих замедляющих систем", Изв. вузов. Прикладная нелинейная динамика, т. 2, №1, с. 86-98, 2013.
- [8] V.A. Solntsev, "Beam-wave interaction in the passbands and stopbands of periodic slow-wave systems," IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 43, no. 7, pp. 2114-2122, 2015.
- [9] R. Zheng, P. Ohlckers, and X. Chen, "Particle-in-cell simulation and optimization for a 220-GHz folded-waveguide traveling-wave tube," IEEE Trans. Electron Devices, vol. 58, no. 7, pp. 2164-2171, 2011.

Проектирование пучково-плазменной ЛБВ на основе программного комплекса «VEGA»

Кравченко Н.П., Касаткин А.Д., Пресняков С.А.
Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»
Москва, Россия
natkrav@inbox.ru

Мухин С.В.
МФЮА
Москва, Россия

Аннотация — Для моделирования резонаторных замедляющих систем пучково-плазменных приборов в работе использовался метод эквивалентных систем, а в качестве заполнителя пролетного канала рассматривалась бесстолкновительная плазма. Сопоставление результатов расчета показывает адекватность разработанной модели. Анализировались дисперсионные характеристики. Разработана структура высокочастотного блока пучково-плазменной ЛБВ и с помощью программы «VEGA» проведена оценка параметров лампы.

Ключевые слова – резонаторные замедляющие системы, метод эквивалентных систем, плазменное заполнение пролетного канала, эквивалентная схема ячейки, дисперсионные характеристики, структура высокочастотного блока пучково-плазменной ЛБВ.

I. ВВЕДЕНИЕ

Мощные электронные приборы СВЧ диапазона являются основными источниками электромагнитной энергии для многих областей техники. Традиционно это различные электровакуумные приборы сверхвысоких частот (СВЧ) (лампы бегущей волны (ЛБВ), клистроны, магнетроны, лампы обратной волны и др.).

Наряду с электровакуумными приборами СВЧ получили развитие пучково-плазменные приборы СВЧ. Присутствие плазмы существенно влияет на работу приборов и позволяет улучшить некоторые их характеристики, в частности, повысить к.п.д. Коллектив исследователей из Харьковского физико-технического института выдвинул идею использования гибридных плазменно-волноводных структур, представляющих собой вакуумную замедляющую систему с пролетным каналом, заполненным плазмой [1,2]. Был дан теоретический анализ пучково-плазменных процессов и проведены экспериментальные исследования нерелятивистских генераторов на плазменных лампах обратной волны. Однако переход от стадии научных исследований к созданию отпаянных приборов не был осуществлен.

Эта задача была решена во Всероссийском электротехническом институте. Была создана плазменная ЛБВ – пучково-плазменный усилитель, обладающий высокими техническими параметрами [3,4]:

- коэффициент усиления 23 дБ;
- максимальная мощность 25 кВт;
- электронный к.п.д. 35%.

Несмотря на большой объем проведенных теоретических и экспериментальных исследований замедляющих систем с пролетным каналом, заполненным плазмой, и процессов взаимодействия электронных потоков с волнами в таких системах, до настоящего времени нет инструмента, позволяющего вести машинное моделирование процессов взаимодействия, происходящих в пучково-плазменных приборах.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью настоящей работы является разработка программного комплекса, позволяющего вести моделирование процессов взаимодействия в пучково-плазменных ЛБВ на основе замедляющих систем типа цепочка связанных резонаторов и проектирование их высокочастотных блоков.

В качестве прототипа разрабатываемого программного комплекса взят программный комплекс «VEGA», предназначенный для моделирования резонаторных замедляющих систем и процессов взаимодействия в ЛБВ, построенных на их основе [5,6]. По существу поставлена цель расширить функции программного комплекса «VEGA» с учетом их приспособления к новым условиям.

Для достижения поставленной цели необходимо решение следующих задач:

- адаптировать метод эквивалентных систем для моделирования замедляющих систем типа ЦСР с заполненным плазмой пролетным каналом;
- разработать программный блок расчета опорных точек для настройки модели ЗС типа ЦСР с пролетным каналом, заполненным плазмой;
- разработать программу расчета дисперсионных характеристик ЦСР для пучково-плазменных ЛБВ;
- спроектировать высокочастотный блок пучково-плазменной ЛБВ.

III. МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ ТИПА ЦСР С ЗАПОЛНЕННЫМ ПЛАЗМОЙ ПРОЛЕТНЫМ КАНАЛОМ

Метод эквивалентных систем [7] является разновидностью метода частичных областей и позволяет строить простые модели резонаторных замедляющих систем (ЗС), описывающие их электродинамические характеристики с

требуемой точностью. Для анализа процессов в исходной ЗС, имеющей сложную конфигурацию границ, производится ее замена на эквивалентную систему с аналогичными свойствами, при этом построение модели значительно упрощается.

При построении эквивалентной системы исходная замедляющая система разбивается на частичные области плоскостями, перпендикулярными направлению распространения СВЧ энергии в ней. Выделенные частичные области заменяются волноведущими каналами с конфигурацией границ, для которой известно аналитическое решение внутренней электродинамической задачи. В результате получается эквивалентная замедляющая система. Для описания частичных областей этой системы вводятся эквивалентные, что позволяет перейти к эквивалентным линиям передачи – базовым элементам – и единообразно описать их матрицами передачи четырехполюсников.

На основе анализа условий шивания полей на границах частичных областей проводится соединение четырехполюсников в эквивалентную схему ячейки анализируемой замедляющей системы и определяется ее суммарная матрица передачи. Разным типам замедляющих систем соответствуют различные схемы соединения одних и тех же базовых элементов, в результате процесс построения моделей унифицируется.

Идентичность свойств исходной и эквивалентной замедляющих систем обеспечивается подбором размеров эквивалентной ЗС. В случае, когда границы реальной и эквивалентной ЗС совпадают, при описании базовых элементов используются размеры реальной ЗС.

Если границы не совпадают, для определения размеров эквивалентной системы используются разные подходы:

- приближенные соотношения, связывающие размеры реальной и эквивалентной замедляющих систем;
- определение размеров эквивалентной системы в результате параметрической оптимизации по опорным точкам, полученным в результате натурного или численного эксперимента;
- использование регрессионных зависимостей, связывающих размеры эквивалентной и реальной замедляющих систем.

Применим метод эквивалентных систем для построения модели замедляющей системы типа ЦСР с пролетным каналом, заполненным плазмой.

IV. Модель ячейки ЗС типа ЦСР со щелями связи, повернутыми на 180°, и пролетным каналом, заполненным плазмой, для определения опорных точек

Опорные точки дисперсионной характеристики, используемые для настройки волноводно-резонаторной модели (ВРМ), могут определяться экспериментально или рассчитываться по более строгим моделям.

Для определения четырех опорных точек, используемых при настройке ВРМ, была разработана модель отдельной ячейки ЗС. Построение этой модели основывается на том, что определенному сдвигу фазы на ячейке ЗС соответствуют определенные виды колебаний резонатора, образованного отдельной ячейкой ЗС [8]. Каждому значению сдвига фазы $\varphi=2\pi, 3/2\pi, \pi$ соответствует свое распределение электрических и магнитных стенок в сечениях, перпендикулярных оси на входе и выходе ячейки ЗС (сечение А-А и Б-Б рис.1).

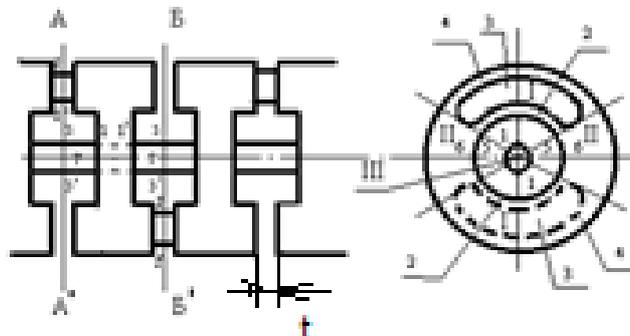


Рис. 1. Разделение ячейки замедляющей системы типа ЦСР на частичные области по направлению распространения СВЧ энергии и азимуту

При переходе к описанию волноведущих каналов как четырехполюсников ячейка ЦСР заменяется схемой, представленной на рис.2.[7].

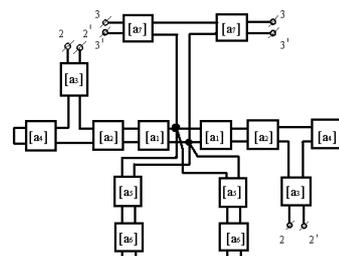


Рис.2. Модель ячейки ЦСР, составленная из четырехполюсников

Как известно [8], на частоте, соответствующей коротковолновой границе основной полосы пропускания в плоскостях А-А и Б-Б (рис.1), располагаются электрические стенки.

Задача определения коротковолновой границы λ_1^0 сводится к вычислению резонансной частоты модели с закороченными входными и выходными клеммами 2-2' и 3-3', то есть к решению трансцендентного уравнения

$$2Y_I + 2Y_{II} + Y_{III} = 0, \tag{1}$$

где Y_I, Y_{II} – входные проводимости частичных областей I и II,

Y_{III} – входная проводимость пролетного канала.

Все эти проводимости определены относительно точек 1-1' (рис.2).

Цепочку четырехполюсников, моделирующую сектор I, можно получить, рассмотрев эквивалентную схему,

составленную из отрезков трех радиальных линий с включенным последовательно сопротивлением Z_1 , учитывающим наличие щели связи.

Входная проводимость Y_I определяется из соотношения

$$Y_I = \frac{A_{22}^I}{A_{12}^I} \quad (2)$$

где A_{12}^I , A_{22}^I – элементы полной матрицы передачи сектора I с закороченными на выходе клеммами.

Входное сопротивление Z_1 является входным сопротивлением короткозамкнутого фасолевидного волновода длиной $\frac{t}{2}$, в котором распространяется волна H_{10} .

Для Z_1 имеем:

$$Z_1 = jZ'' \cdot \operatorname{tg} \left[\frac{2\pi}{2\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda''} \right)^2} \right],$$

где Z'' , λ'' – волновое сопротивление и критическая длина волны фасолевидного волновода.

Для определения Y_{II} , два четырехполюсника представляют отрезки радиальных линий с включенной в месте скачка проводимостью jB .

Находим Y_{II} , аналогично (2):

$$Y_{II} = \frac{A_{22}^{II}}{A_{12}^{II}}, \quad (3)$$

где A_{12}^{II} , A_{22}^{II} – элементы полной матрицы передачи $[A^{II}]$.

Входная проводимость пролетного канала, ограниченного электрическими стенками (замкнуты клеммы 3-3', рис.2), определяется по известной формуле [9] с учетом пространственных гармоник для волны E_{01} в круглом волноводе, заполненном плазмой:

$$Y_{III} = \frac{j2\pi R_1 \varepsilon_z}{\eta_0 d} \left[\frac{d}{L} \cdot \frac{J_1(kR_1)}{J_0(kR_1)} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2k}{\kappa_n} \cdot \frac{I_1(\kappa_n R_1)}{I_0(\kappa_n R_1)} \cdot \frac{\cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n\pi} \cdot \sin\left(\frac{n\pi d}{L}\right) \right], \quad (4)$$

где

$$\kappa_n = \sqrt{\varepsilon_z \left(\left(\frac{2\pi n}{L} \right)^2 - k^2 \right)}; k = \frac{2\pi}{\lambda}; \varepsilon_z = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}; \omega_p = \sqrt{\frac{n_e e^2}{\varepsilon_0 m_e}}; \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}.$$

Подставляя значение входных проводимостей (3-4) в выражение (1), определяем резонансную частоту, соответствующую коротковолновой отсечке λ_1^0 . На частоте, соответствующей длинноволновой границе основной полосы пропускания, в плоскостях А-А и Б-Б (рис.1) располагаются магнитные стенки, что эквивалентно разомкнутому входным и выходным клеммам 2-2', 3-3' модели ячейки (рис.2).

В этом случае для определения λ_2^0 уравнение (1) при-

нимает вид

$$2Y_I' + 2Y_{II} + Y_{III}' = 0 \quad (5)$$

Входящая в это уравнение проводимость сектора I определяется соотношением

$$Y_I' = \frac{A_{22}^{I'}}{A_{12}^{I'}}, \quad (6)$$

где $A_{12}^{I'}$, $A_{22}^{I'}$ – элементы полной матрицы передачи, полученной для схемы (рис.2), с учетом того, что $Z_1 = Z_1'$ – входному сопротивлению фасолевидного волновода разомкнутого на конце

$$Z_1' = -jZ_1'' \operatorname{ctg} \left[\frac{\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda''} \right)^2} \right].$$

Входная проводимость пролетного канала, ограниченного магнитными стенками в плоскостях А-А, Б-Б (рис.1), рассчитывается по формуле:

$$Y_{III}' = \frac{j2\pi R_1 \varepsilon_z}{\eta_0 d} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{2k}{\kappa_n} \cdot \frac{I_1(\kappa_n R_1)}{I_0(\kappa_n R_1)} \cdot \frac{\sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n\pi} \cdot \sin\left(\frac{n\pi d}{L}\right) \right] \quad (7)$$

$$\rho = \frac{1}{Y_I(\lambda_3^0) + Y_I'(\lambda_3^0) + Y_{II}(\lambda_3^0)} \quad (8)$$

Зная характеристическое сопротивление в центре полосы пропускания, для характеристического сопротивления резонатора получим:

$$\rho = \frac{U^2}{2\omega_0 W}, \quad (9)$$

где U – амплитуда напряжения на зазоре; W – запасенная энергия в резонаторе на единицу длины по оси z ; ω_0 – резонансная частота, соответствующая середине основной полосы пропускания:

$$\omega_0 = \frac{2\pi c}{\lambda_3^0},$$

где c – скорость света.

Сопротивление связи определяется выражением

$$R_p = \frac{U^2 L M_p^2}{2W v_{гр} \varphi_p^2}, \quad (10)$$

если учесть, что $Z_{вх} = \frac{U^2}{2P}$, а $P = \frac{W v_{гр}}{L}$ – мощность, проходящая через сечение зазора, $v_{гр}$ – групповая скорость.

Подставляя (9) в (10), получаем

$$R_p = \frac{\omega_0 L M_p^2}{v_{гр} \varphi_p^2} \rho. \quad (11)$$

На основе этой модели была разработана программа расчета опорных точек для настройки модели ЦСР с про-

летным каналом, заполненным плазмой [13], и программа расчета дисперсионных характеристик для этой модели. По этим результатам можно оценить влияние плазмы на дисперсионные характеристики ЦСП и выполнять проектирование пучково-плазменных приборов.

V. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПУЧКОВО-ПЛАЗМЕННОГО УСИЛИТЕЛЯ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА «VEGA».

Полученный в результате оптимизации пучково-плазменный усилитель должен удовлетворять следующим требованиям:

1. Рабочий диапазон – 5.7-8.4 ГГц.
2. Диапазон входных мощностей – 100-150 Вт.
3. Выходная мощность, не менее - 5 кВт.
4. Диапазон ускоряющих напряжений – 17-19кВ.
5. Диапазон номинальных токов – 3-5А.

Поставлена задача рассмотрения возможности построения литерного усилителя на основе двух двухсекционных приборов с развязкой в поддиапазонах 5.7-6.3 ГГц и 7.9-8.4 ГГц.

Проектирование замедляющих систем проводилось методом эквивалентных систем с настройкой по опорным точкам на базе программы расчета дисперсионных характеристик замедляющей системы типа ЦСП «VEGA». Критерием оптимизации служили:

1. рабочий диапазон частот (определяется опорными точками);
2. максимально возможное сопротивление связи (определяется опорными точками);
3. внешний радиус замедляющей системы должен оставаться в пределах 34 мм.

Перебору подвергались все размеры замедляющей системы, кроме радиуса пролетного канала. В результате проведенной оптимизации были получены замедляющие системы для рабочих диапазонов 5.7-6.3 и 7.9-8.4, приведенные, соответственно, на рис.3 и рис.4.

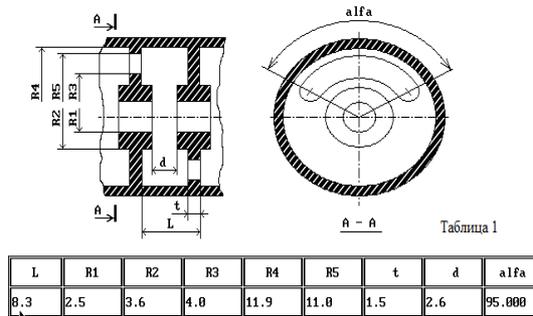


Рис. 3. Первая модель ЗС

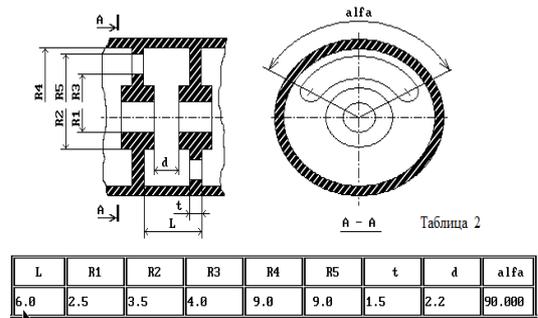


Рис. 4. Вторая модель ЗС

Результаты расчета дисперсионных характеристик в основной полосе пропускания приведены на рис. 5 и рис.6.

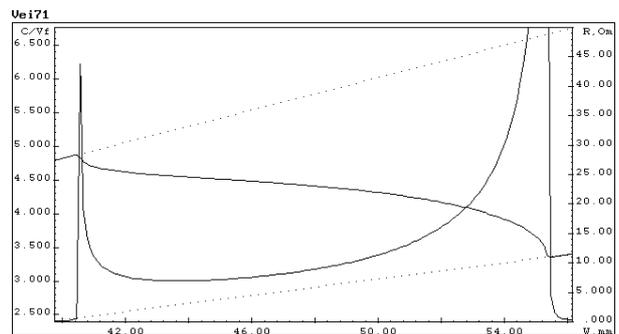


Рис. 5. Дисперсионная характеристика для первой модели ЗС

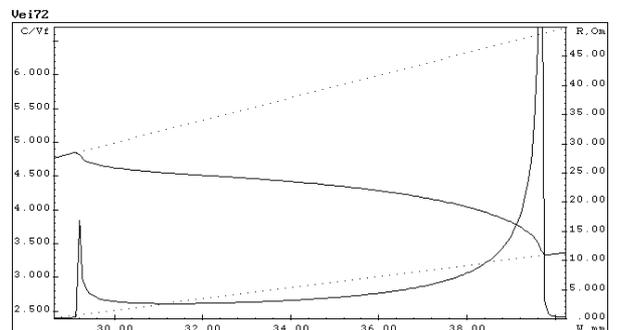


Рис. 6. Дисперсионная характеристика для второй модели ЗС

VI. ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ ДВУХСЕКЦИОННОГО ПУЧКОВО-ПЛАЗМЕННОГО ПРИБОРА

Оптимизация структуры литер проводилась с помощью программы «VEGA» в интерактивном режиме. Прибор строился по двухсекционной схеме с развязкой между секциями на основе выбранной замедляющей системы типа ЦСП. Согласование на входе и выходе прибора поддерживалось во всем рабочем диапазоне частот на уровне КСВ 1.2. Варьировались:

1. напряжение и ток в заданном диапазоне;

2. количество резонаторов входной и выходной секций и секции развязки;

3. поглощение в секции развязки.

В результате проведенной оптимизации была получены схемы приборов, представленные на рис.7. и рис. 8.



Рис. 7. Оптимизированный первый прибор

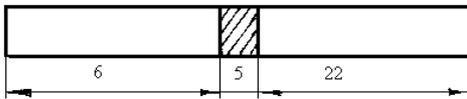


Рис. 8. Оптимизированный второй прибор

У литеры пучково-плазменного прибора (ППП) для поддиапазона 5.7-6.3 ГГц входная секция содержит 6 резонаторов, секция развязки 5 резонаторов, выходная секция 10 резонаторов. Рабочее напряжение 19 кВ, ток пучка 3 А. Ослабление, вносимое секцией развязки, составляет 12-15 дБ. Результаты расчета выходных характеристик оптимизированного прибора представлены на рис.7,8. Как видно из полученных результатов оптимизированный прибор обеспечивает выходную мощность 9-10 кВт при входной мощности 100-150 Вт во всем рабочем диапазоне. Электронный КПД при этом составляет 22-25%.

У литеры ППП для поддиапазона 7.9-8.4 ГГц входная секция содержит 6 резонаторов, секция развязки 5 резонаторов, выходная секция 22 резонаторов. Рабочее напряжение 19 кВ, ток пучка 3 А. Ослабление, вносимое секцией развязки, составляет 12-15 дБ. Результаты расчета выходных характеристик оптимизированного прибора представлены на рис.9,10. Как видно из полученных результатов, оптимизированный прибор обеспечивает выходную мощность 9-10 кВт при входной мощности 100-150 Вт во всем рабочем диапазоне. Электронный КПД при этом составляет 19-22%.

На рис.11-12 представлены выходные характеристики литер ППП, полученные в процессе их оптимизации при изменении числа ячеек и рабочих напряжений.

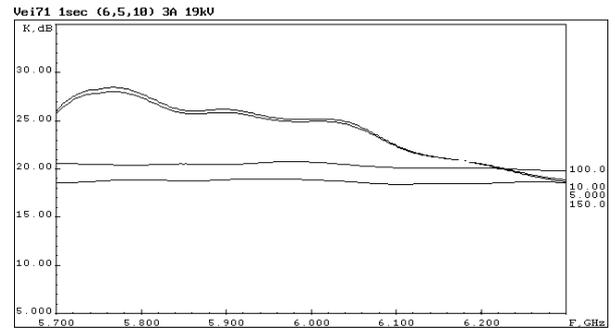


Рис. 9. Выходная характеристика оптимизированного прибора

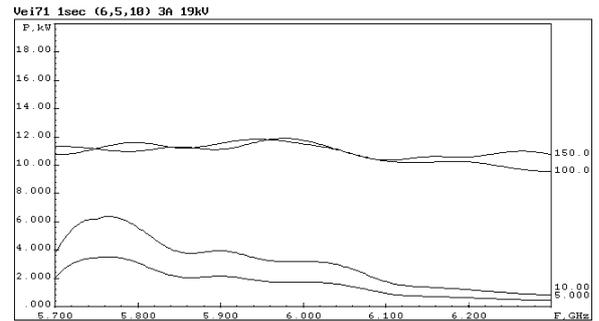


Рис. 10. Выходная характеристика оптимизированного прибора

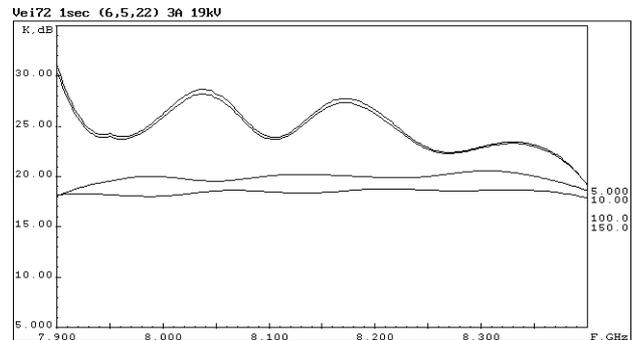


Рис. 11. Выходная характеристика оптимизированного прибора

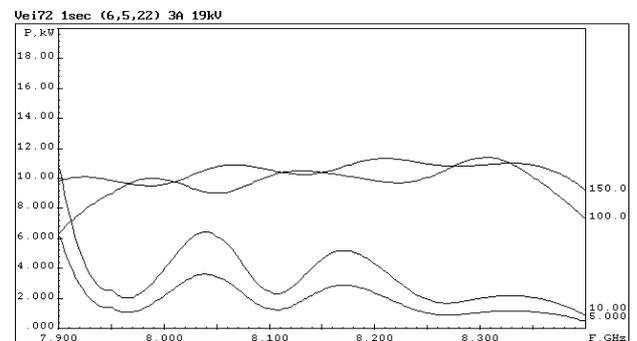


Рис. 12. Выходная характеристика оптимизированного прибора

БЛАГОДАРНОСТИ

Статья подготовлена в ходе проведения работы (№17-05-0009) в рамках Программы «Научный фонд Национального исследовательского университета „Высшая школа экономики“ (НИУ ВШЭ)» в 2017-2018 гг. и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации «5-100».

Выводы

В результате проделанной работы разработаны замедляющие системы типа ЦСР для литер пучково – плазменных приборов в поддиапазонах 5.7-6.3 ГГц и 7.9-8.4 ГГц. На их основе разработаны структуры приборов, обеспечивающих требуемые выходные параметры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Ткач Ю.В., Файнберг Я.Б., Гадецкий Н.П. и др. Укр. Физ. Журн., 1978, т. 23, с.1902.
- [2] Файнберг Я.Б., Блюх Ю.П., Корнилов Е.А. и др. Докл. АН УССР,

Физ.-мат. И тех. Науки, 1990, №11, с.55.

- [3] Завьялов М.А., Мартынов В.О., Митин Л.А. и др. IV Симпозиум по сильноточной электронике. Тез. докл., 1992, с.132.
- [4] M.A.Zavjalov, L.A. Mitin, V.I. Perevodchicov et al. IEEE Transactions on Plasma Science, 1994, v.22, №5, p. 600.
- [5] S. Mukhin, V. Panov, V.Solntsev “Vega” programs package for computer simulation and designing of sectioned TWT// 2nd IEEE International Vacuum Electronics Conference – IVEC 2001, 2-4 April Noordwijk, The Netherlands, 2001, p. 50-51.
- [6] Мухин С.В. Программный комплекс «VEGA» для моделирования резонаторных замедляющих систем и процессов взаимодействия в ЛБВ, построенных на их основе. // Журнал Радиоэлектроники (электронный журнал <http://jre.cplire.ru>), №12, 2002 г.
- [7] Мухин С.В., Солнцев В.А., Ломакин О.Е., Глушков А.Р. Разветвленные схемы из четырехполюсников – модели замедляющих систем. //Лекции по электронике СВЧ и радиофизике (8-я зимняя школа-семинар инженеров). Кн. I, из-во Саратовского университета, 1989, с. 69.
- [8] Силин Р.А., Сазонов В.П. Замедляющие системы. М., Сов. Радио, 1966, с. 632.
- [9] Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В. Электромагнитные поля и волны. М., Сов. Радио, 1971, с. 664.

Усилительный клистрон W-диапазона с ленточным пучком

Аверкиев Д.В., Григорьев А.Д., Киреев А.Г., Серегина Е.Р.

АО «Светлана-Электронприбор»

Санкт-Петербург, Россия

<http://www.svetlanaep.yandex.ru>

Аннотация – Описана конструкция усилительного клистрона W-диапазона. Моделирование поля и параметров резонаторов осуществлялось с помощью программы RFS3, а процесса взаимодействия – с помощью программы CST Particle Studio. Результаты моделирования показывают, что прибор имеет выходную мощность более 1 кВт, коэффициент усиления более 50 дБ и ширину полосы усиливаемых частот 0.4 ГГц. КПД прибора составляет более 10 %.

Ключевые слова – клистроны, миллиметровые волны, ленточный электронный пучок, резонаторы, гребенчатая замедляющая система

I. ВВЕДЕНИЕ

Увеличение рабочей частоты радиолокационных и телекоммуникационных систем позволяет увеличить точность определения координат цели, скорость передачи информации, реализовать системы радиовидения, осуществлять мониторинг атмосферы, в том числе и на других планетах Солнечной системы. В связи с этим за рубежом интенсивно разрабатываются мощные усилители и генераторы миллиметрового и субмиллиметрового диапазона длин волн. Так, фирма CPI (Канада) выпускает усилительные и генераторные клистроны с распределенным взаимодействием на частоты от 30 до 263 ГГц с выходной мощностью от 3 кВт до 5 Вт и сроком службы до 60000 часов [1]. Все эти приборы работают под высоким ускоряющим напряжением 18 – 20 кВ.

Переход приборов СВЧ клистронного типа в миллиметровый и субмиллиметровый диапазоны характеризуется уменьшением поперечных размеров пролетного канала и длины высокочастотного зазора резонаторов. Возникающие технологические трудности затрудняют или делают невозможным использование многолучевых и многоствольных конструкций. Для однолучевых конструкций возникают проблемы с созданием электронной пушки, магнитной фокусирующей системы, резонаторов, других узлов и деталей прибора.

В данной работе представлен проект усилительного клистрона W-диапазона с рабочей частотой 94 ГГц. Эта частота соответствует центральной частоте окна прозрач-

ности земной атмосферы, что делает такой прибор перспективным для применения в РЛС и высокоскоростных системах связи. На основе анализа имеющихся аналогов и перспективных областей применения прибора были выбраны следующие исходные данные для его проектирования:

- Рабочая частота $f_0 = 94$ ГГц;
- Выходная импульсная мощность $P_{out} \geq 1$ кВт;
- Ускоряющее напряжение $U_0 = 10$ кВ.
- Коэффициент усиления $\mu \geq 45$ дБ.

Принимая общий КПД прибора $\eta = 10\%$, определим постоянную составляющую тока луча $I_0 = 1$ А. Для облегчения конструирования электронно-оптической системы прибора используется ленточный электронный поток [2].

II. РЕЗОНАТОРНАЯ СИСТЕМА

При проектировании резонаторов, предназначенных для взаимодействия с ленточным электронным потоком, основную проблему составляет получение достаточно высокого значения волнового сопротивления ρ . В связи с увеличенным объемом этих резонаторов они, при прочих равных условиях, имеют меньшее волновое сопротивление, чем осесимметричные резонаторы. Для получения приемлемого значения ρ необходимо использовать многозачорные резонаторы, которые выполняются в виде закороченных отрезков замедляющих систем (ЗС), содержащих несколько периодов.

В рассматриваемом приборе используются резонаторы, выполненные на основе ЗС типа «двухсторонняя гребенка», работающие на 2π -виде колебаний. Электромагнитное поле, параметры и характеристики резонаторов рассчитывались с помощью программ RFS3 [3] и CST Microwave Studio [4]. На рисунке 1,а показан трехзачорный резонатор, который используется в качестве промежуточного. Настройка резонаторов на нужную частоту производилась путем подбора их высоты.

Входной резонатор имеет такую же конструкцию как промежуточные. Он связан с волноводом щелью в боковой стенке, размеры которой подбирались так, чтобы получить согласование на требуемой частоте

Выходной резонатор выполнен четырехзворным с целью увеличения волнового сопротивления. Он связан с выходным волноводом отверстием в боковой стенке. Для расчета амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) этого резонатора он возбуждался штырем, являющимся продолжением внутреннего проводника коаксиальной линии передачи. Штырь вводился в пролетный канал по его оси, имитируя возбуждение резонатора электронным потоком. Глубина погружения штыря выбиралась таким образом, чтобы он не возмущал заметно поле резонатора. Щель связи резонатора с волноводом обеспечивает ширину полосы пропускания резонатора 1 ГГц по уровню -3 дБ.

Проводимость электронной нагрузки рассчитывалась по формуле [5]

$$\frac{G_e}{G_0} = -\frac{\beta_e}{4} \frac{\partial |M|^2}{\partial \beta_e}$$

Подстройка частоты входного, выходного и промежуточных резонаторов может осуществляться изменением положения боковой стенки, которая выполняется в виде гибкой диафрагмы. Крутизна перестройки частоты выходного и промежуточных резонаторов 10 МГц/мкм. Другой способ перестройки – введение диэлектрического стержня через боковую стенку резонатора.

III. АНАЛИЗ ПРОЦЕССА ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ

Моделировался процесс взаимодействия в 6-резонаторном клистроне, модель которого показана на рис. 1. Справа находится эмиттер электронов, слева – коллектор. Общая длина пролетного канала от эмиттера до коллектора составляет 12,5 мм. Резонаторы были настроены по скитронной схеме. Все промежуточные резонаторы настроены на частоты выше рабочей, а входной резонатор – на частоту меньше рабочей.

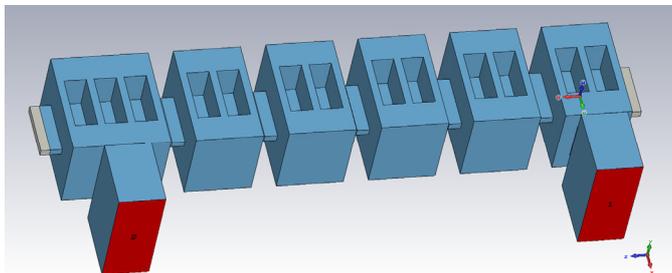


Рис. 5. Резонаторный блок 6-резонаторного усилительного клистрона W-диапазона

Процесс взаимодействия электронного потока с электрическим полем резонаторов моделировался с помощью программы CST Particle Studio, основанной на модели крупных частиц в сочетании с методом конечного интегрирования для расчета электромагнитного поля. Использовалось 12 точек эмиссии, общее число крупных частиц в пространстве взаимодействия составляло более 40 000. Гексаэдральная сетка, наложенная на расчетную область, содержала более 400 000 ячеек. Весь прибор помещен в однородное магнитное поле с индукцией 0,8 Тл.

Амплитудно-частотная характеристика клистрона при уровне входной мощности 8 мВт показана на рис. 2, а его амплитудная характеристика на частоте 94,2 ГГц – на рис. 3. Клистрон отдает максимальную мощность 1050 Вт

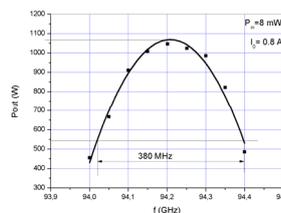


Рис. 2. АЧХ клистрона

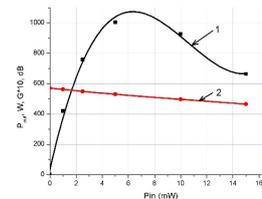


Рис. 3. 1 – амплитудная характеристика клистрона, 2 – зависимость коэффициента усиления от входной мощности на частоте 94,5 ГГц при входной мощности 6,5 мВт и токе луча 0,8 А. КПД прибора в этой точке составляет 13%, что несколько больше принятого при проектировании. Коэффициент усиления равен 51,5 дБ. Ширина полосы усиливаемых частот, определенная по уровню -3 дБ, составляет 380 МГц.

IV. ЭЛЕКТРОННО-ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА

Электронная пушка прибора должна обеспечивать ввод пучка в пролетный канал. Предполагается использовать скандатный катод [6] с плотностью тока эмиссии 100 А/см². Площадь катода в этом случае составит 0,8 мм². При ширине катода 1 мм его высота составляет 0,8 мм и коэффициент компрессии по толщине пучка $k_k = 6,7$. Такое значение коэффициента компрессии может быть получено в пушке типа Пирса, и соответствующая пушка была спроектирована.

Значение индукции магнитного поля для поддержания равновесной прямолинейной формы ленточного пучка рассчитывается по формуле [7]

$$B_b = \sqrt{\frac{mI_1}{eb_e \epsilon_0 v_e}} = 0.27 \text{ Тл.}$$

В действительности, однако, значение индукции должно быть увеличено, так как на электроны действуют поперечные поля резонаторов. При моделировании в программе CST Particle Studio полное прохождение потока наблюдалось при индукции 0,8 Тл. Такое значение индукции, учитывая малую длину пролетного канала (12,5 мм) можно обеспечить с помощью постоянных магнитов на основе FeNdB.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] <http://www.cpii.com/docs/related/40/EIK%20Technology%20at%20MMW%20&%20SubMMW%20Wavelengths.pdf>.
- [2] Wang, J.-X., Barnett L.R., Luhmann N.C., Shin, J.I-M, Humphrie S. Electron beam transport analysis of W-band sheet beam klystron. *Physics of Plasmas* **17**, 043111, 2010.
- [3] Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики, М.: Физматлит, 2012, 430 с.
- [4] <https://www.cst.com/products/estps>.
- [5] Kariotakis G. High Power Klystrons. *High Power Klystrons: Theory and Practice at the Stanford Linear Accelerator Center. Part 1.* SLAC-PUB 10620, August 2004, Revised Jan. 2005, 138 pp.
- [6] Капустин В.И., Ли И.П., Шуманов А.В., Лебединский Ю.Ю., Заблочный А.В. Физический механизм работы скандатных катодов СВЧ приборов. *ЖТФ*, 2017, т. 87, вып. 1., сс. 106-116.
- [7] Молоковский С.И., Сушков А.Д. Интенсивные электронные и ионные пучки. М.: Энергоатомиздат, 1991, 304 с.

Стабилизация частоты импульсных магнетронов W-диапазона

Иванов И.М., Скрипкин Н.И., Шмелев А.В.

Отдел разработки магнетронов
АО «Плутон»
Москва, Россия
e-mail: n.skripkin@pluton.msk.ru

Аннотация – Представлены результаты работ по созданию стабилизирующих квазиоптических резонаторов для импульсных магнетронных генераторов коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн. Приведены экспериментальные данные для схемы стабилизации магнетронов с двумя выводами. Рассматривается схема измерения внутриимпульсной частотной стабильности магнетронного генератора. Рассматривается влияние стабилизации на «затягивание» генератора. Обсуждается область применения в радиолокационных системах различного назначения. Предлагается использовать полученный опыт в разработке интегрированных генераторных блоков.

Ключевые слова – W-диапазон, магнетрон с двумя выводами, эквивалентная схема генератора, стабилизирующий резонатор

I. ВВЕДЕНИЕ

Стабилизация генераторов W-диапазона возможна по известным техническим решениям [1,2]. Принимая во внимания, что импульсные магнетронные генераторы в коротковолновой части миллиметрового диапазона имеют несомненные преимущества по совокупности параметров (мощности, долговечности, технологичности изготовления) и в то же время понимая, что изменение генерируемой частоты и «неопределенность» начальной фазы колебаний от импульса к импульсу ограничивает эффективность передатчиков на основе магнетронов в сложных системах радиолокационных системах, следует рассмотреть возможность создания генераторов со стабилизацией частоты СВЧ колебаний.

II. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Наиболее эффективно стабилизация реализуются при применении магнетронов с двумя выводами – активным и реактивным (рис. 1).

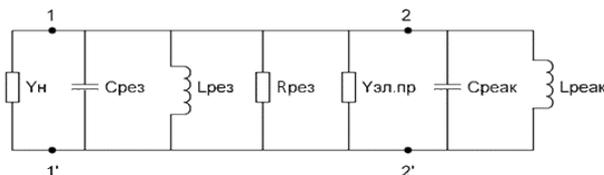


Рис. 1. Эквивалентная схема генератора с двумя выводами

Активная нагрузка Y_n подключена в плоскости $1 - 1'$, а реактивная нагрузка – в плоскости $2 - 2'$. Срез, Lрез, Rрез – «холодные» параметры собственной резонансной системы магнетрона. Среак, Lреак – параметры реактивной нагрузки (стабилизирующий резонатор). $Y_{эл.пр} = g + jb$ – полная электронной проводимости. Y_n – проводимость активной нагрузки.

При применении в качестве реактивной нагрузки высокочастотного резонатора в плоскости $2-2'$ происходит стабилизация рабочей частоты данного вида колебаний. При этом коэффициент стабилизации S , при наличии дестабилизирующих факторов, влияющих на работу магнетрона (нестабильность режима питания, температуры, эффекта «старения и пр.) согласно [1] может быть приближенно представлен в виде:

$$S \approx K \cdot (1 + Q_c / Q_0), \text{ где}$$

$K = f(\partial V / \partial \alpha) < 1$ – коэффициент дестабилизации, (V – реактивные проводимости схемы, α – параметр дестабилизации),

Q_c – собственная добротность стабилизирующего резонатора,

Q_0 – собственная добротность магнетрона.

Для целей перестройки и стабилизации частоты генерации в ОАО «ПЛУТОН» разработаны импульсные не π -видные магнетроны со вторым вспомогательным выводом энергии [3], являющимся элементом перестройки или стабилизации рабочей частоты магнетрона (Рис.4б).

Исходные параметры магнетрона:

- частота генерации, (ГГц)	f_0
- длительность импульса, (нс)	200
- частота посылок, (Гц)	2500
- импульсная мощность, макс., (КВт)	12
- вариант исполнения – с двумя выводами.	

III. ВЫСОКОДОБРОТНЫЙ СТАБИЛИЗИРУЮЩИЙ РЕЗОНАТОР В РЕАКТИВНОМ ВЫВОДЕ

В W-диапазоне в связи с проблемой разделения видов колебаний требуется переход на технику квазиоптического типа. В качестве прототипа была использована эшелетная система, предложенная ИРЭ им. А.Я.Усикова [4] для стабилизации твердотельных генераторов 8-мм диапазона. Была изменена конструкция и произведено модели-

рование системы для W-диапазона. Результаты численного моделирования представлены на рисунках 2 и 3.

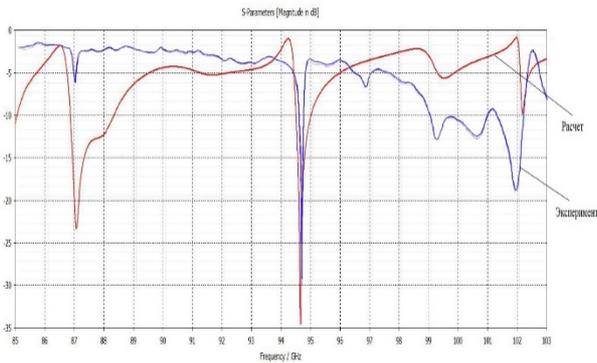


Рис. 2. Расчетная и экспериментальная зависимость параметра S_{11} от частоты

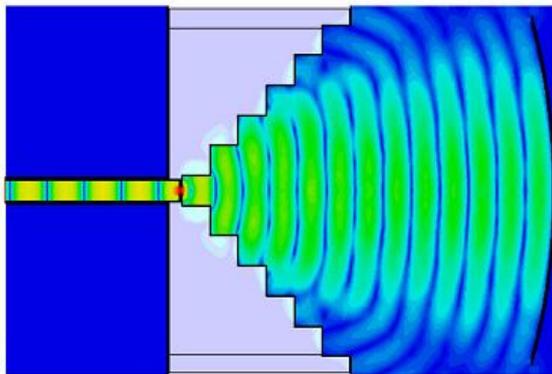


Рис. 3. Распределение E-компоненты ВЧ поля в резонаторе

Резонатор через прямоугольный или круглый волновод подсоединяется к реактивному выводу магнетрона и обеспечивает необходимую внутриимпульсную стабильность. При перемещении сферического зеркала в пределах $\lambda/2$ по направлению главной оси эшелетта происходит эффективная перестройка резонансной частоты эшелетта ± 2.0 ГГц с сохранением типа колебания ТЕМ₀₀₂₆. Собственная добротность эшелеттной системы составляет не менее 7000. По результатам расчетов была изготовлена эшелеттная резонаторная система (рис. 4) и проведены «холодные» измерения (рис. 2). Стабилизирующая система в сборе с магнетроном представлена на рис. 5.

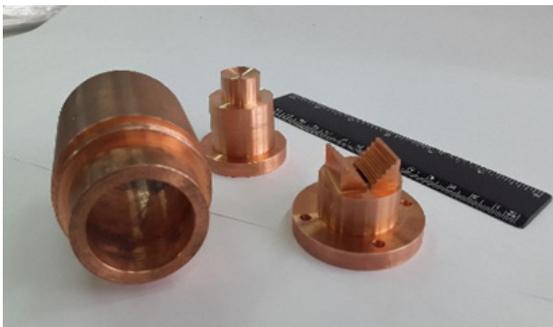


Рис. 4. Компоненты эшелеттной резонаторной системы

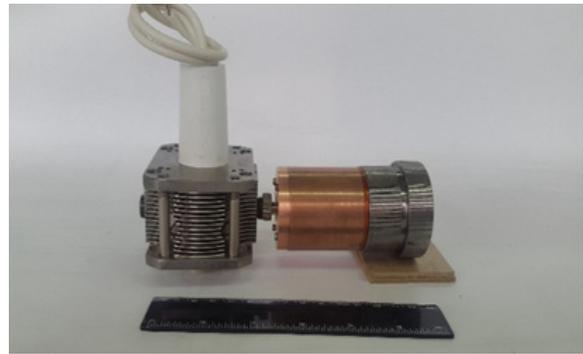


Рис. 5. Магнетрон со стабилизирующим резонатором

«Горячие» измерения магнетронного генератора со стабилизирующим резонатором показали эффективную стабилизацию частоты генератора. Получен коэффициент стабилизации не менее 4. Внутриимпульсная стабильность частоты $\Delta f/f = 2 \times 10^{-6}$. Коэффициент «затягивания» F_z уменьшен в 3 раза ($\Delta f_s = 10$ МГц при КСВН нагрузки $\rho = 1,3$). При этом снижение выходной мощности в режиме стабилизации составило не более 15%. Кроме того, на основе эшелеттного высокочастотного резонатора создана система количественной оценки внутриимпульсной стабильности магнетрона по измерению девиации частоты с помощью скоростного запоминающего осциллографа [5].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты проведенных работ позволяют говорить о возможности существенного повышения информационных качеств «магнетронных» радиолокационных систем коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн за счет стабилизации частоты генерируемых колебаний. Возможна реализация режима селекции движущихся целей и когерентное накопление сигнала. Рассмотренные устройства для стабилизации импульсных магнетронов могут быть интегрированы в реальные конструкции корпусов магнетронов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] И.П. Половков. Стабилизация частоты генераторов СВЧ внешним объемным резонатором. М.: Сов. радио, 1967.
- [2] Д.Е. Самсонов. Основы расчета и конструирования магнетронов. М.: Сов. радио, 1974.
- [3] Н.И. Скрипкин, С.Л. Моругин. Магнетрон 3-миллиметрового диапазона длин волн на пространственной гармонике не π -вида колебаний // Электромагнитные волны и электронные системы. 2016. №9. Том 21.
- [4] О.И. Белоус, А.А. Кириленко, А.И. Фисун. Квазиоптические резонансные системы в приборах твердотельной электроники миллиметровых и субмиллиметровых длин волн // Радиофизика и электроника. Том 13, спец.выпуск, 2008.
- [5] Под редакцией Ю.Н. Хлопова. Основы использования магнетронов. М.: Сов. радио, 1967.

Приближенное решение уравнения Лапласа для нахождения распределения магнитного поля в концевых ячейках МПФС с магнитомягкими вставками

М.В. Ефремова¹, С.П. Морев^{2,3}

¹ ОАО «Плутон», г. Москва,

² АО Научно-производственное предприятие «Торий», г. Москва,

³ Национальный исследовательский ядерный университет МИФИ, г. Москва

Аннотация – Найдено приближенное аналитическое выражение для компонент магнитного поля в первой ячейке магнитной периодической фокусирующей системы (МПФС) со вставками из магнитомягких материалов между полюсными наконечниками.

Представлены результаты расчета электронного потока в МПФС с несинусоидальным распределением магнитного поля для ЛБВО миллиметрового диапазона.

Ключевые слова – ЛБВ миллиметрового диапазона, ЭОС, МПФС, область устойчивой фокусировки электронного потока, параметр магнитного поля.

I. ВВЕДЕНИЕ

При разработке МПФС, предназначенных для электронно-оптических систем (ЭОС) вакуумных СВЧ приборов О-типа часто сталкиваются с проблемой обеспечения малых значений параметра магнитного поля α . В работах [1,2] показано, что за счет ввода в распределение осевой компоненты индукции магнитного поля высших гармонических составляющих удается сдвинуть зону неустойчивой фокусировки электронного потока в сторону более высоких значений параметров магнитного поля. В настоящей работе предложено приближенное аналитическое выражение для гармонического состава концевых ячеек МПФС с магнитомягкими вставками.

II. РЕШЕНИЕ УРАВНЕНИЯ ЛАПЛАСА

A. Распределение магнитного поля в первой ячейке обычной МПФС.

Нахождение распределения продольной и радиальной компонент индукции магнитного поля $B(r,z)$, сводится к решению уравнения Лапласа для магнитного скалярного потенциала в двух связанных областях: цилиндрической, ограниченной радиусом полюсного наконечника, и кольцевой, ограниченной радиусом полюсного наконечника и экрана (рис. 1).

Распределение продольной и радиальной компоненты индукции магнитного поля $B_z(r,z)$ и $B_r(r,z)$:

$$B_z(r, z) = \sum_n \frac{-4\gamma n}{L} \sum_k (A_{k,n}) \sin(\gamma n z) \frac{I_0(\gamma n r)}{I_0(\gamma n R_{kan})}$$

$$B_r(r, z) = \sum_n \frac{-4\gamma n}{L} \sum_k (A_{k,n}) \cos(\gamma n z) \frac{I_1(\gamma n r)}{I_0(\gamma n R_{kan})}$$

$$A_{k,n} = A'_k \left(\frac{\sin((l+\Delta)(\gamma_1 k - \gamma n))}{2(\gamma_1 k - \gamma n)} + \frac{\sin((l+\Delta)(\gamma_1 k + \gamma n))}{2(\gamma_1 k + \gamma n)} \right)$$

$$A'_k = \frac{8U(l+\Delta)}{\Delta \pi^2 k^2} \sin \frac{\pi k}{2} \sin(\gamma_1 k \Delta) \cdot \frac{C_1 \cdot I_0(\gamma_1 k R_{kan}) + C_2 \cdot K_0(\gamma_1 k R_{kan})}{C_1 \cdot I_0(\gamma_1 k R_{kan1}) + C_2 \cdot K_0(\gamma_1 k R_{kan1})}$$

где $\gamma_1 = \pi/2(1+\Delta)$, $\gamma = 2\pi/L$, I_0 и K_0 – модифицированные функции Бесселя первого рода. Коэффициенты C_1 и C_2 находятся из граничных условий при «сшивании» кольцевой и цилиндрической областей.

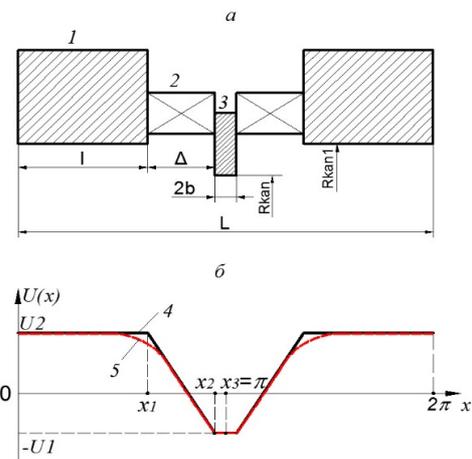


Рис. 1. а – ячейка МПФС, б – распределение скалярного магнитного потенциала на границе области, ограниченной внутренним радиусом экрана (4) и радиусом канала (5).

1 – магнитный экран, 2 – магниты, 3 – полюсный наконечник

Результаты сопоставления распределений продольной компоненты индукции магнитного поля на оси МПФС, полученных в ходе аналитического и численного расчета, представлены на рис. 2 для следующих параметров $2b=2$ мм; $\Delta=5$ мм; $L=12,4$ мм; $R_{kan}=2$ мм; $R_{kan1}=4$ мм; $l > 2 R_{kan1}$.

Следует отметить, что при $l=b$ и $R_{kan}=R_{kan1}$ можно получить распределение магнитного поля для ячейки регулирующей части МПФС с периодом $L=4b+2\Delta$.

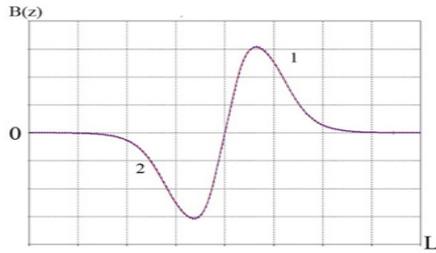


Рис. 2. Распределение осевой компоненты магнитного поля МПФС (1- аналитическое решение, 2 – численный расчет по строгой модели).

В. Распределение магнитного поля в первой ячейке МПФС с магнитомягкой вставкой.

Распределение магнитного поля в первой ячейке МПФС с магнитомягкой вставкой, находилось аналогичным методом, при этом рассматривались три связанные области: цилиндрическая область, ограниченная радиусом магнитомягкой вставки, кольцевая область, ограниченная радиусом магнитомягкой вставки и радиусом магнитного экрана, и кольцевая область, ограниченная радиусом магнитомягкой вставки и радиусом полюсного наконечника (рис. 3).

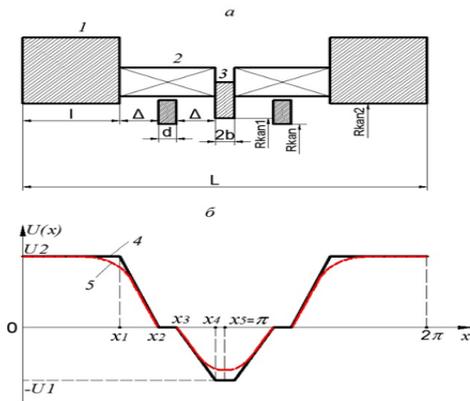


Рис.3. Ячейка МПФС (а) и распределение магнитного потенциала на границе кольцевых областей (4) и цилиндрической (5) соответственно (б).

1 – магнитный экран, 2 – магниты, 3 – полюсный наконечник

Распределение продольной и радиальной компоненты индукции магнитного поля $B_z(r,z)$ и $B_r(r,z)$:

$$B_z(r, z) = \sum_n \frac{-4\gamma n}{L} \sum_k (A_{k,n}) \sin(\gamma n z) \frac{I_0(\gamma n r)}{I_0(\gamma n R_{kan})}$$

$$B_r(r, z) = \sum_n \frac{-4\gamma n}{L} \sum_k (A_{k,n}) \cos(\gamma n z) \frac{I_1(\gamma n r)}{I_0(\gamma n R_{kan})}$$

$$A_{k,n} = A'_k \left(\frac{\sin((b+\Delta)(\gamma_1 k - \gamma n))}{2(\gamma_1 k - \gamma n)} + \frac{\sin((b+\Delta)(\gamma_1 k + \gamma n))}{2(\gamma_1 k + \gamma n)} \right) +$$

$$A''_k \left(\frac{\sin((b+d+\Delta)(\gamma_2 k - \gamma n) - \gamma_2 k L / 2)}{2(\gamma_2 k - \gamma n)} + \right.$$

$$\left. \frac{\sin((b+d+\Delta)(\gamma_2 k + \gamma n) - \gamma_2 k L / 2)}{2(\gamma_2 k + \gamma n)} \right)$$

$$A'_k = \frac{-8U_1(b+\Delta)}{\Delta \pi^2 k^2} \sin \frac{\pi k}{2} \sin(\gamma_1 k \Delta) \cdot$$

$$\frac{C_1 \cdot I_0(\gamma_1 k R_{kan}) + C_2 \cdot K_0(\gamma_1 k R_{kan})}{C_1 \cdot I_0(\gamma_1 k R_{kan1}) + C_2 \cdot K_0(\gamma_1 k R_{kan1})}$$

$$A''_k = \frac{-8U_2(l+\Delta)}{\Delta \pi^2 k^2} \sin \frac{\pi k}{2} \sin(\gamma_2 k \Delta) \cdot$$

$$\frac{C_3 \cdot I_0(\gamma_2 k R_{kan}) + C_4 \cdot K_0(\gamma_2 k R_{kan})}{C_3 \cdot I_0(\gamma_2 k R_{kan2}) + C_4 \cdot K_0(\gamma_2 k R_{kan2})}$$

где $\gamma_1 = \pi/2(b+\Delta)$, $\gamma_2 = \pi/2(l+\Delta)$, $\gamma = 2\pi/L$.

Результаты сопоставления аналитического и численного расчета, представлены на рис. 4 для следующих параметров $2b=2$ мм; $\Delta=2,1$ мм; $d=0,8$ мм; $R_{kan}=0,5$ мм; $R_{kan1}=1,5$ мм; $R_{kan2}=2$ мм; $l > 2 R_{kan2}$.

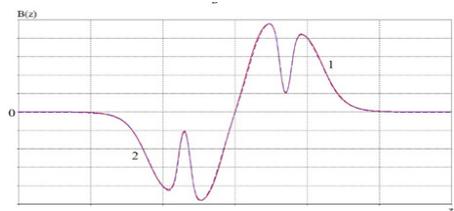


Рис. 4. Распределение продольной компоненты индукции магнитного поля на оси МПФС (1- аналитическое решение, 2 – численный расчет по строгой модели).

III. ФОКУСИРОВКА ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА В МПФС

Была рассмотрена фокусировка электронного пучка в ЭОС ЛБВ миллиметрового диапазона со следующими параметрами: ток пучка 770 мА, ускоряющее напряжение 18 кВ, параметр магнитного поля 0,5 (рис.5).

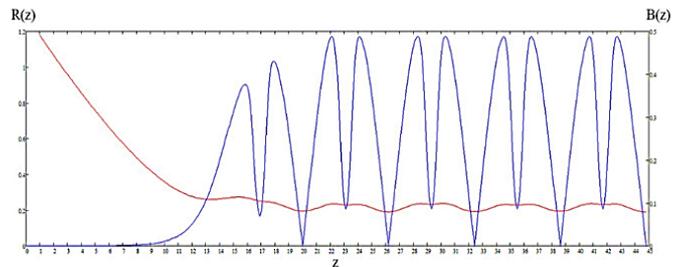


Рис. 5. Фокусировка электронного потока в МПФС с магнитомягкой вставкой

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Дармаев А. Н., Морев С. П. Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2006. Материалы международной науч.-техн. конф., Саратов, 2006, С. 382-389.
- [2] Ефремова М.В., Морев С.П., Муравьев Э.К. Международная науч.-техн. конф. «Современные технологии в науке и образовании», СТНО-2016. Сборник трудов. Рязанский государственный радиотехнический университет. 2016г., Т.2, с.146-150.

Расчет электрических полей и электронных траекторий в приборах М-типа с учетом несоосности катода и анода

Байбурин Вил Бариевич

Информационная Безопасность Автоматизированных Систем

Саратовский государственный технический Университет имени Гагарина Ю.А.

Саратов, Российская Федерация
baiburinvb@rambler.ru

Хусаинов Тимур Шамильевич

Информационная Безопасность Автоматизированных Систем

Саратовский государственный технический Университет имени Гагарина Ю.А.

Саратов, Российская Федерация
tim2137@ya.ru

Розов Александр Станиславович

Информационная Безопасность Автоматизированных Систем

Саратовский государственный технический Университет имени Гагарина Ю.А.

Саратов, Российская Федерация
Fog545@mail.ru

Аннотация – Работа посвящена разработке компьютерной модели магнетронных приборов (приборов М-типа), учитывающей реальные конструктивные особенности прибора, а именно, несоосности катода и анода. Особенность исследования связана с тем, что при переходе к миллиметровому диапазону волн и уменьшении размеров прибора, оказывается практически невозможным обеспечить строгую цилиндричность и соосность электродов.

Ключевые слова – высокочастотные электрические поля, скрещенные поля, катод, анод.

I. ВВЕДЕНИЕ

При переходе в миллиметровый диапазон волн и уменьшению размеров прибора, оказывается практически невозможным обеспечить строгую цилиндричность и соосность электродов (рис. 1).

Опишем модель магнетрона, учитывающую сложную форму пространства взаимодействия, в частности, несоосность анодного блока и катода (рис. 1).

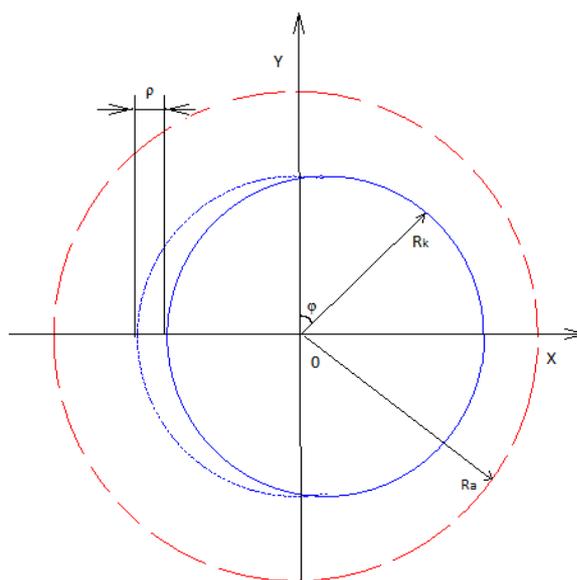


Рис. 1. Схема многорезонаторного магнетрона со смещенными относительно друг друга катодом и анодом. На рисунке: ρ – величина смещения, R_a – радиус, R_k – радиус катода,

Для достижения поставленной цели необходимо численно решить уравнения: [1-3]

- уравнение Лапласа
- уравнение Пуассона
- волновое уравнение

с учетом возможной несоосности катода и анода

Поскольку модель создается практически «заново» необходимо принять общепринятые в теории магнетронов приближения, хорошо зарекомендовавшие себя в численном моделировании электронно-волнового взаимодействия в приборах со скрещенными полями.

К основным приближениям относятся следующие:

1. Двумерное приближение (аксиальные движения электронов не учитываются),
2. Приближение бегущей волны (учитывается только синхронная гармоника ВЧ поля),
3. Приближение гладкого анода (при решении уравнений Лапласа и Пуассона и другие).

Моделирование будем проводить в цилиндрических координатах, одновременно во всем пространстве во всем между катодом и анодом (так называемый многопериодный подход).

II. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ И ЧИСЛЕННАЯ СХЕМА

Пусть центр катода находится в начале координат. Не нарушая общности можно принять, что центр анода смещен относительно начала координат по оси OX на величину ρ . Уравнение линии анода при этом имеет вид:

$$r^2 + [2\rho \cos \varphi]r - (r_a^2 - \rho^2) = 0 \quad (1)$$

Тогда расстояние между катодом и анодом будет зависеть от азимутальной координаты:

$$r_a - r_k = \sqrt{r_a^2 - \rho^2 \sin^2 \varphi - \rho \cos \varphi} + [2\rho \cos \varphi]r - (r_a^2 - \rho^2) - r_k = 0 \quad (2)$$

Следует отметить, что в отличие от классического магнетрона, где рабочее пространство ограничивалось областью $r_k \leq r \leq r_a$, $0 \leq \varphi \leq 2\pi$, в магнетроне с несоосными анодом и катодом рабочее пространство представляет собой более сложную область:

При моделировании процессов в цилиндрическом пространстве магнетронов обычно переходят к нормализованным безразмерным координатам $x = \varphi$, $y = \ln(r/r_k)$, где r_k – радиус катода, в которых основные уравнения модели записываются более компактно.

Потенциал электрического поля представляется в виде суперпозиции электростатического поля ($\Phi_{ст}$), поля пространственного заряда ($\Phi_{пз}$) и высокочастотного поля ($\Phi_{вч}$), которые описываются соответственно уравнениями

Лапласа, Пуассона и волновым уравнением:

$$\Phi = \Phi_{ст} + \Phi_{пз} + \Phi_{вч} \quad (3)$$

Уравнение Лапласа для расчета статического поля имеет вид:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \Phi_{ст}}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \Phi_{ст}}{r^2 \partial \varphi} = 0 \quad (4)$$

с граничными условиями на аноде, катоде и условием периодичности:

$$\begin{aligned} \Phi(r = \sqrt{r_a^2 - \rho^2 \sin^2 \varphi} - \rho \cos \varphi, \varphi) &= U_a, \\ \Phi(r, \varphi + 2\pi) &= \Phi(r, \varphi), \Phi(r = r_k, \varphi) = 0 \end{aligned} \quad (5)$$

В нормализованных координатах уравнения Лапласа примет простой вид:

$$\frac{\partial \Phi_{ст}}{\partial x^2} + \frac{\partial \Phi_{ст}}{\partial y^2} = 0 \quad (6)$$

Для решения уравнения Лапласа будем использовать численный метод сеток, который позволит найти потенциалы в узлах сетки по пятиточечной схеме.

$$\frac{\Phi_{i+1,j} - 2\Phi_{i,j} + \Phi_{i-1,j}}{\Delta x^2} + \frac{\Phi_{i,j+1} - 2\Phi_{i,j} + \Phi_{i,j-1}}{\Delta y^2} = 0 \quad (7)$$

Где

$$\Delta x = \frac{2\pi}{N}, \Delta y = \ln \left[\sqrt{\left(\frac{r_a}{r_k} \right)^2 - \left(\frac{\rho}{r_k} \right)^2 \sin^2(x) - \frac{\rho}{r_k} \cos(x)} \right] / M \quad (8)$$

Граничные условия $\Phi_{0j} = \Phi_{Nj}$, $\Phi_{i,0} = 0$, $\Phi_{i,M} = U_a$, $i = 0..N, j = 0..M$

Главное отличие от предыдущих (уже существующих) решений связано с тем, что шаг по одной из переменных зависит от другой переменной, что обусловлено изменением расстояния между катодом и анодом с изменением азимутальной координаты. При смещении катода и анода напряженности поля резко меняются, в зависимости от азимутальной координаты увеличиваются или ослабевают.

Уравнение Пуассона для расчета полей, создаваемых электрическим зарядом с нулевыми граничными условиями, имеет следующий вид[8]:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \Phi_{пз}}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \Phi_{пз}}{r^2 \partial \varphi} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (9)$$

$$\Phi_{пз}(r, \varphi + 2\pi) = \Phi_{пз}(r, \varphi), \Phi_{пз}(r = r_k, \varphi) = 0$$

$$\Phi_{пз}(r = \sqrt{r_a^2 - \rho^2 \sin^2 \varphi} - \rho \cos \varphi, \varphi) = 0$$

Для решения уравнения(8), запишем его в нормализованных координатах:

III. МОДЕЛИРОВАНИЕ

$$\frac{\partial^2 \Phi_{nz}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi_{nz}}{\partial y^2} = -\frac{1}{\varepsilon} \frac{\Delta Q}{dx dy} \quad (10)$$

Где Q - заряд в пространстве взаимодействия[6], $\varepsilon = 8,854$ Ф/м - диэлектрическая проницаемость вакуума.

Для численного решения можно использовать аналогичную разностную схему:

$$\frac{\Phi_{i+1,j} - 2\Phi_{i,j} + \Phi_{i-1,j}}{\Delta x^2} + \frac{\Phi_{i,j+1} - 2\Phi_{i,j} + \Phi_{i,j-1}}{\Delta y^2} = -\frac{\Delta Q}{\Delta x \Delta y} \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (11)$$

Граничные условия для уравнения (14) определяются как:

$$\Phi_{0,j} = \Phi_{N,j}, \Phi_{i,0} = 0, i = 0..N, j = 0..M \quad (12)$$

Волновое уравнение позволяет вычислить распределения в пространстве ВЧ поля с заданными характеристиками замедляющей системы и ВЧ амплитудой[8]:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{d\Phi_{\text{вч}}}{dr} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \Phi_{\text{вч}}}{\partial \phi^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \Phi_{\text{вч}}}{\partial t^2} = 0 \quad (13)$$

в нормализованных координатах волновое уравнение принимает вид:

$$\left(\frac{\partial^2 \Phi_{\text{вч}}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi_{\text{вч}}}{\partial y^2} \right) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \Phi_{\text{вч}}}{\partial t^2} = 0 \quad (14)$$

Решение будем искать в виде стоячей ВЧ волны на аноде:

$$\Phi_{\text{вч}}(x, y, t) = U_{\text{вч}} \cos(\omega t) \cos(\gamma x) \quad (15)$$

которую можно затем представить в виде двух бегущих волн (синхронной электронному потоку и встречной). В квазистационарном приближении (фазовая скорость ВЧ волны много меньше скорости света $c^2 \ll \omega^2 r^2 / \gamma^2$) уравнение имеет следующее решение

$$\Phi_{\text{вч}}(x, y, t) = F \cos(\gamma x - \omega t) \quad (16)$$

Пространственная функция $F = F(x, y)$ не зависит от времени и может быть найдена из решения уравнения:

$$\frac{\partial^2 F}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial y^2} = \gamma^2 F, \quad (17)$$

с граничными условиями $F(x, 0) = 0, F(x, d) = U_{\text{вч}}$

Функция $F = F(x, y)$ может быть найдена численным методом по пятиточечной схеме с использованием той же пространственной сетки, что и для решения уравнения Лапласа(10), но само уравнение в разностной форме отличается от уравнения Лапласа наличием в правой части, искомой переменной.

$$\frac{F_{i+1,j} - 2F_{i,j} - F_{i-1,j}}{\Delta x^2} + \frac{F_{i,j+1} - 2F_{i,j} - F_{i,j-1}}{\Delta y^2} = \gamma^2 F_{i,j}, \quad (18)$$

В соответствии с предложенными выше приближениями, уравнения движения заряда в скрещенных полях в цилиндрической системе отсчёта имеют вид:

$$\begin{aligned} r \ddot{\phi} - r \dot{\phi}^2 &= \eta E_r + \eta B r \dot{\phi} \\ r \dot{\phi} + 2r \ddot{\phi} &= \eta E_{\phi} + \eta B r \dot{\phi} \end{aligned} \quad (19)$$

где $E_r = \frac{\partial \Phi}{\partial r}, E_{\phi} = \frac{\partial \Phi}{r \partial \phi}$, B - магнитная индукция, $\eta = e/m = 1,7588 * 10^{11}$ Кл/кг. - удельный заряд электрона.

Покажем, как влияет смещение анода в многорезонаторном магнетроне на траекторию (рис. 2, 3).

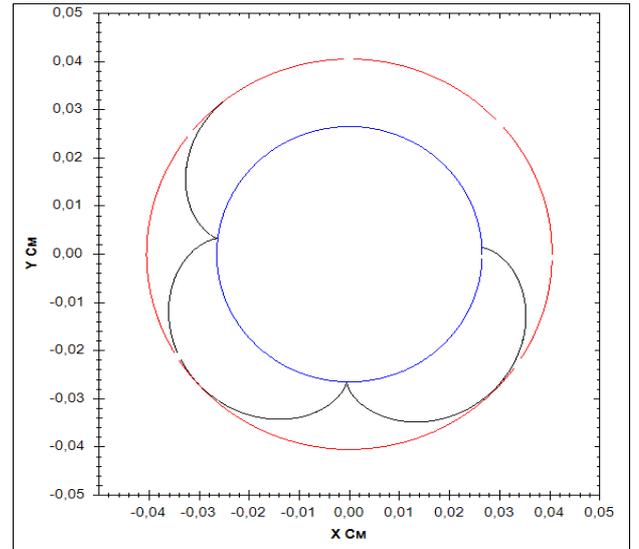


Рис. 2. Типичная траектория в многорезонаторном магнетроне с соосными катодом- и анодом

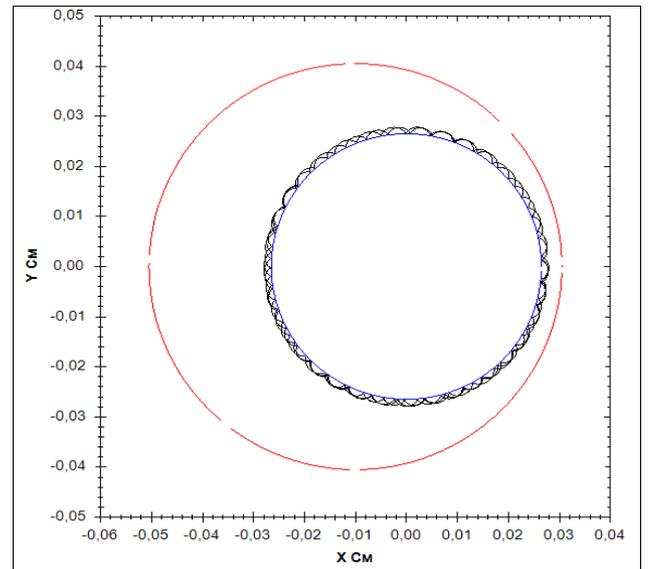


Рис. 3. Траектория в магнетроне со смещением. $\rho = 0,1$ см.

Как видно из траекторий на рис. 2, 3 смещение анода относительно катода, ведёт к срыву траектории.

IV. Выводы

В работе показано как изменятся траектории при несимметрии катода, однако необходимо сделать несколько замечаний:

1. Приведенные алгоритмы расчета электрических полей еще не образуют замкнутую систему для получения самосогласованного описания процессов в магнетроне.
2. Необходимо корректное (подчиняющееся статистике Пуассона) моделирование вторичной эмиссии и термоэмиссии с целью обеспечения режима ограничения эмиссии пространственным зарядом. Это позволило бы определить заряд в пространстве взаимодействия и число крупных частиц с заданным зарядом[8,9]
3. Необходимо решения уравнения баланса мощностей (равенство наведенной электронным потоком ВЧ мощности выходной ВЧ мощности и мощности потерь). Это позволило бы определить амплитуду ВЧ поля и вычислить выходные характеристики.

Таким образом, созданная модель расчетов позволяют определить критические значения смещения электродов, причем эти значения зависят от характеристик прибора, геометрии пространства взаимодействия, высоты электронной втулки и других параметров. Данные исследования могут помочь разработчикам магнетронов в понимании физических процессов, и в практических задачах разработки и оптимизации магнетронных приборов позволит четко формулировать требований к технологической базе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1]. Байбурин В.Б., Терентьев А.А., Пластун С.Б. Многопериодная численная модель магнетронного генератора на основе метода крупных частиц // Радиотехника и электроника. 1996. Т. 41, №2. С. 236-240.
- [2]. Байбурин В.Б., Терентьев А.А., Пластун С.Б., Еремин В.Б. Анализ состояния электронного облака в магнетронах миллиметрового и сантиметрового диапазонов с помощью численной многопериодной модели // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 1998. №1. С.86-89.
- [3]. Байбурин В.Б., Терентьев А.А., Пластун С.Б., Сысуев А.В., Еремин В.Б. "Нулевой" ток в приборах М-типа и самоподдерживающие электронные ступки // Письма в ЖТФ. 1998. Т.24, №12. С.57-62
- [4]. Байбурин В.Б., Терентьев А.А., Сысуев А.В., Еремин В.Б. Численное моделирование магнетронных генераторов с учетом конкуренции видов колебаний // Письма в ЖТФ. 2000. Т.26, Вып.4. С. 37-46.
- [5]. Байбурин В.Б., Терентьев А.А., Вислов В.И., Леванде А.Б., Гурьев И.К., Сысуев А.В. Computer simulation of magnetron devices (компьютерное моделирование магнетронных приборов) // Applied Surface Science. №215 (2003). pp. 301-309.
- [6]. Терентьев А.А., Ляшенко А.В., Ершов А.С. Расчет полей пространственного заряда при компьютерном моделировании приборов М-типа // «Гетеромагнитная микроэлектроника». Вып. 6. Саратов, СГУ, 2009. С. 77-85
- [7]. Терентьев А.А., Ляшенко А.В., Гурьев И.К. Расчет ВЧ полей в численных моделях магнетронов мм-диапазона, работающих на гармониках основного вида // «Гетеромагнитная микроэлектроника». Вып. 6. Саратов, СГУ, 2009. С. 85-94.
- [8]. Байбурин В.Б., Терентьев А.А., Ершов А.С. Численное решение уравнения Пуассона для областей с нелинейными границами в моделях магнетронных приборов // «Вестник СГТУ». №4(51) Вып. 3. Саратов, 2010. С. 7-10.
- [9]. Терентьев А.А., Ляшенко А.В., Ершов А.С. Численная модель магнетронов см- и мм- диапазона, учитывающая конкуренцию разных видов колебаний и наличие пространственных гармоник // «Гетеромагнитная микроэлектроника». Вып.9. Саратов, СГУ, 2011. С. 122-129.

Излучение пространственно развитого многолучевого генератора на потоках электронных осцилляторов при электростатической фокусировке

Мозговой Юрий Дмитриевич,

Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики", профессор, доцент, д.т.н., Москва, Россия, y.mozgovoy@hse.ru

Хриткин Сергей Анатольевич,

Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики", доцент, доцент, к.т.н., Москва, Россия, s.khritkin@hse.ru

Аннотация — Разработана дискретная модель многолучевого пространственно развитого микроволнового генератора, основанная на использовании эквивалентных автогенераторов с медленно меняющимися амплитудами и фазами. Амплитуды и фазы каждого эквивалентного генератора в установившемся режиме соответствуют усредненным значениям амплитуд и фаз генераторов на ансамблях нелинейных электронных осцилляторов. Рассмотрено формирование антенного поля излучения в трехмерном приближении на примере цилиндрической системы кольцевых излучателей. Каждое кольцо состоит из большого числа диполей, ориентированных в продольном направлении.

Ключевые слова — излучение, многолучевые микроволновые генераторы, нелинейные электронные осцилляторы, эквивалентные автогенераторы, диаграмма направленности

IV. ВВЕДЕНИЕ

Методами численного моделирования рассмотрено излучение пространственно-развитых многолучевых электронных генераторов на потоках нелинейных возбужденных осцилляторов, получаемых при помощи центробежной электростатической фокусировки. Многопучковый вариант устройства с параллельно вводимыми винтовыми пучками является примером двумерной пространственно-развитой системы потоков с электростатической фокусировкой [1]. Для получения большой мощности в системах с центробежной электростатической фокусировкой желательно использовать многолучевые потоки. Такой переход соответствует общей тенденции развития мощных электронных приборов [2, 3].

Электроны движутся по спиральным винтовым линиям в полях положительно заряженных стержней и представляют собой ансамбли нелинейных электронных осцилляторов. В плоскости входа в пространство взаимодействия электронные потоки представляют собой последовательности электронных колец. С точки зрения взаимодействия с электромагнитным полем каждое кольцо представляет собой ансамбль нелинейных осцилляторов с произвольными начальными фазами [4]. Взаимодействие потока и заданного поля сводится к индуцированному излучению ансамблей.

Медленное изменение во времени амплитуд и фаз суммарных дипольных моментов генерирующих малых объемов позволяет ввести для каждого из лучей эквивалентные автогенераторы с медленно меняющимися амплитудами и фазами. Единичный электронный поток заменяется автогенератором с нелинейными потерями и нелинейной зависимостью частоты от амплитуды. Взаимодействие автогенераторов происходит путем возбуждения вихревого поля излучения, зависящего от запаздывания. В случае малых поперечных размеров получаем связь без запаздывания, приводящую к сужению спектральной линии взаимно синхронизованных генераторов. Если сдвиг фаз в одном из направлений соответствует распространению медленной волны, то в дальней зоне получаем диаграмму направленности антенны медленной волны [5-6].

V. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ, МОДЕЛИ И МЕТОД АНАЛИЗА

Прямые расчеты генератора на одном луче проводятся с использованием многих ансамблей осцилляторов с большим числом электронов. Эти расчеты требуют значительного машинного времени и мало пригодны для анализа пространственно-развитых генераторов с большим числом лучей [5]. Возможность упрощения расчетов связана с переходом к эквивалентным парциальным генераторам с медленно меняющимися амплитудами и фазами. Амплитуды и фазы каждого эквивалентного генератора в установившемся режиме соответствуют усредненным значениям амплитуд и фаз генераторов на ансамблях осцилляторов, несмотря [6].

Предположим, что каждый малый объем номера n является нелинейной колебательной системой с единой амплитудой и фазой, для которого справедливы уравнения генератора, включая режимы самовозбуждения и вынужденных колебаний.

Тогда единство процессов в колебательной системе номера n и во всем многолучевом устройстве может быть подчеркнута записью уравнений колебания в скалярной форме (линейная поляризация) с учетом нелинейных потерь и зависимости частоты от амплитуды.

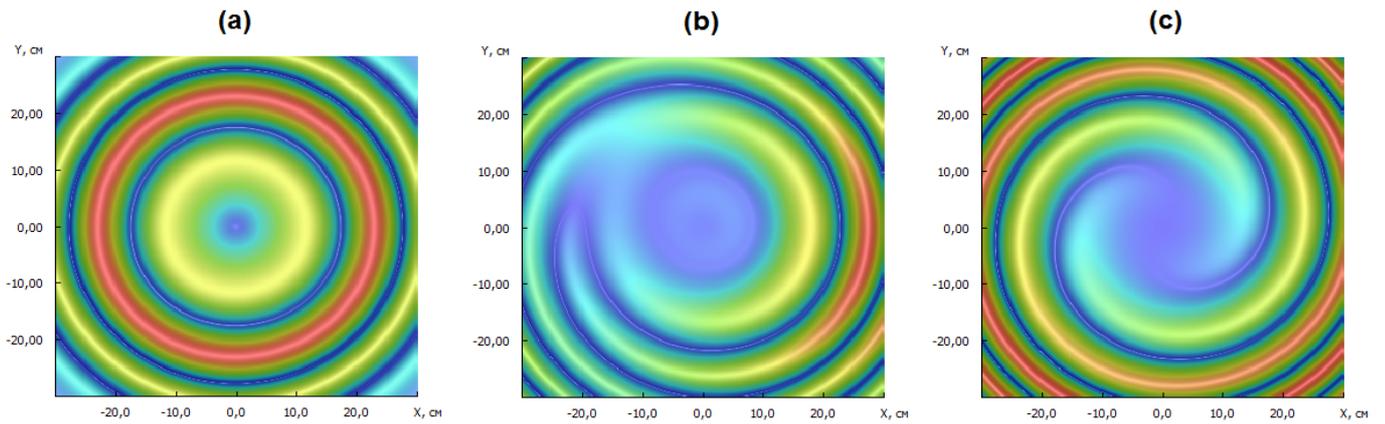


Рис. 1. Распределения амплитуд СВЧ поля на плоскости XOY на расстоянии $r \cong 100$ длин волн от трехмерной системы осцилляторов при изменении фазовых соотношений в поперечном сечении $\varphi =$ (a) 0, (b) π , (c) 2π

Считаем, что направление колебаний для всех автогенераторов фиксировано и совпадает с направлением вектора напряженности электрического поля. Тогда справедлива скалярная формулировка и уравнение колебаний записывается для действительных величин. С учетом внешнего поля, взаимодействия малых объемов и внешнего шума, при фиксированном и одинаковом направлении поляризации для всех автогенераторов, уравнение колебаний имеет вид [6].

$$\frac{d^2 R_n}{dt^2} + \left(\delta_{0n} + \delta_{1n} \left(\frac{dR_n}{dt} \right)^2 \right) \frac{dR_n}{dt} + \omega_{0n}^2 R_n \left(1 + \lambda_n |R_n|^2 \right) = -\frac{e}{m} \left[E_n(R_n, R_{in}, t) + \sum_{m=1, m \neq n}^N E_{mn}(R_n, R_{in}, R_m, R_m, t) \right] + F_{шн} \quad (1)$$

где R_n - отклонение заряда n -го объема Q_n с массой M_n от фиксированного положения равновесия R_{in} (в модели облаков – центр иона), δ_{0n} - параметр отрицательных потерь в малом объеме, δ_{1n} - параметр нелинейной зависимости потерь от амплитуды колебаний, λ_n - параметр нелинейности по частоте колебаний, $F_{шн}$ - шумовое воздействие, $E_n(R_n, t)$ - напряженность поля внешней падающей волны.

При линейной поляризации колеблющийся заряд Q_m образует диполь электрического типа, характеризуемый моментом $P_m = Q_m R_m$. Скалярная одночастотная форма записи предполагает, что рабочая частота находится в пределах области синхронизации или основного резонанса для всех взаимодействующих малых объемов.

VI. АНАЛИЗ АНТЕННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОЛУЧЕВОГО ГЕНЕРАТОРА

На примере цилиндрической системы кольцевых излучателей рассмотрено формирование антенного поля излу-

чения в трехмерном приближении. Фазы осцилляторов на входе в объем задавались с небольшим шумовым отклонением от равномерного распределения.

На рис. 1 приведены зависимости линий уровней напряженности электрического поля в поперечной плоскости на удалении от генератора в 100 длин волн [2]. Из рисунка отчетливо следует, что при аксиальной симметрии излучателей, линии уровня напряженностей электрического поля представляют собой концентрические кольца с минимумом поля на оси (рис. 1а). В случае нарушения симметрии излучателей путем введения поперечного сдвига фазы линий уровней искажаются с появлением радиальной компоненты на оси (рис. 1 б, с).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Чернов З.С.. Системы с центробежно-электростатической фокусировкой электронного потока // Радиотехника и электроника. 1956. Т. 1. №11. С. 1428 – 1431.
- [2] Бугаев С.П., Канавец В.И., Кошелев В.И., Черепенин В.А. Релятивистские многоволновые СВЧ-генераторы. Новосибирск: Наука, 1991. 296 с.
- [3] Канавец В.И., Мозговой Ю.Д., Слепков А.И. Излучение мощных электронных потоков в резонансных замедляющих системах. М.: МГУ, 1993, 207 с.
- [4] Рабинович М.И., Трубецков Д.И. Введение в теорию колебаний и волн. М.: Наука, 1984, 432 с.
- [5] Канавец В.И., Мозговой Ю.Д., Хриткин С.А. Синхронизация электронных генераторов на малых объемах активной резонансной среды при электростатической фокусировке // Радиотехника и электроника. 2003. Т. 48. № 6. С. 753-757.
- [6] Канавец В.И., Мозговой Ю.Д., Хриткин С.А. Самовозбуждение и синхронизация многолучевого микроволнового генератора на потоках электронных осцилляторов // Радиотехника и электроника. 2006. Т. 51. № 3. С. 357-363.

Двулучевое взаимодействие волн пространственного заряда попутных электронных потоков в гладком волноводе

Хриткин Сергей Анатольевич,

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики», доцент, доцент, к.т.н., Москва, Россия,
s.khritkin@hse.ru

Мозговой Юрий Дмитриевич,

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики», профессор, доцент, д.т.н., Москва, Россия,
y.mozgovoy@hse.ru

Евдокимов Юрий Владимирович,

Акционерное общество «Московский радиотехнический институт Российской академии наук», к.т.н., Москва, Россия,
ebdogeo@gmail.com

Аннотация — Развита методика связанных волн в линейном приближении и крупных частиц в рамках нелинейной теории для попутных разноскоростных потоков в гладком волноводе. В режиме малого сигнала при синхронизме медленной и быстрой волн пространственного заряда усиление сигнала в попутных потоках отличается экспоненциальным нарастанием амплитуд волн (аналог режима ЛБВ усилителя). Режимы большого сигнала исследуются в рамках общего подхода на основе нелинейной нестационарной методики и модели крупных частиц.

Ключевые слова — двулучевые электронные потоки, микроволновое излучение; метод связанных волн; метод крупных частиц; дисперсионные характеристики; траекторный анализ

I. ВВЕДЕНИЕ

Электровакуумные усилители широко используются в радиоэлектронной аппаратуре, требующей большой СВЧ-мощности на высоких частотах, а также в области научных исследований, связанных с ускорением частиц высоких энергий и нагревом плазмы. Несмотря на то, что механизм взаимодействия волн пространственного заряда разноскоростных многолучевых потоков для усиления или генерации микроволн известен давно, в последнее время вновь стал проявляться интерес разработчиков к таким устройствам. Это связано, прежде всего, с возможностью продвижения в область более высоких частот, включая терагерцовый диапазон [1-3]. Переход к пространственно-развитым потокам и сверхразмерным электродинамическим системам позволил получать высокие уровни выходной мощности [4-6].

В данной работе развиты методы теории связанных волн пространственного заряда для попутных электронных потоков с учетом коэффициента редукции плазменных колебаний [5-7]. Записаны уравнения связанных волн и получены решения дисперсионного уравнения в режимах трех- и четырехволновой связей. Режимы большого сигнала исследуются в рамках общего подхода, на основе нелинейной нестационарной методики и модели крупных

частиц [8]. Методом крупных частиц проведен траекторный анализ процессов взаимодействия двух попутных разноскоростных электронных потоков.

II. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ВОЛН ПРОСТРАНСТВЕННОГО ЗАРЯДА ПОПУТНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПОТОКОВ В ГЛАДКОМ ВОЛНОВОДЕ

В рамках гидродинамического приближения и метода связанных волн проводилось теоретическое исследование продольного непрерывного взаимодействия двулучевых потоков в круглом гладком волноводе. В линейном приближении методами теории связанных волн исследуются дисперсионные характеристики при непрерывном взаимодействии попутных электронных потоков.

Постоянные распространения волн пространственного заряда в линейном приближении определяются из решения полученного в работе характеристического уравнения, описывающего непрерывное четырехволновое двулучевое взаимодействие и справедливого в широкой полосе частот.

В случае попутных пучков эффективное взаимодействие достигается при синхронизме медленной волны широкого (с большим радиусом действия кулоновских сил) потока и быстрой волны узкого (с малым радиусом действия кулоновских сил) потока. При взаимодействии быстрой волны (a_{q2+}) медленного потока с медленной волной (a_{q1-}) быстрого потока осуществляется режим ЛБВ.

III. МЕТОД КРУПНЫХ ЧАСТИЦ И ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОЙ ТЕОРИИ

При решении задач методом численного моделирования электронный поток представляется в виде последовательности крупных частиц. Их число может меняться во времени из-за влета и вылета частиц во входном и выходном сечениях и оседания медленных частиц на стенки электродинамической структуры. Скорость частиц на входе в систему изменяется согласно заданию импульсов ускоряющего напряжения $V_0(t)$ [8].

Уравнение движения крупной частицы номера n запи-

сывается с учетом кулоновского поля взаимодействия

$$\frac{d^2 z_n}{dt^2} = -\frac{|e|\hbar}{m_0 \gamma^3} (E_{1qz} + E_{2qz}), \quad (1)$$

где $\gamma = \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right)^{-\frac{1}{2}}$ - релятивистский фактор, v -скорость

частицы, c -скорость света в вакууме, E_{1qz} , E_{2qz} - продольные составляющие кулоновского поля, создаваемого в эквивалентной трубе дрейфа первым и вторым потоками соответственно. Для каждой частицы известны время влета во входное сечение t_{0n} , начальная скорость v_{0n} , определяемая ускоряющим напряжением V_0 , и значение заряда $Q_n = \frac{I_0(t_{0n})T}{N}$, где $I_0(t_{0n})$ -ток электронного пучка на входе в систему, N -число крупных частиц, влетающих за время T . Величина квазистатического кулоновского поля вычисляется по значению усредненного по сечению потока потенциала ϕ , который может быть найден в эквивалентном одномерном приближении при решении уравнения Пуассона сеточным методом или с помощью усредненных по поперечному сечению пучка функций Грина.

IV. АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПОПУТНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПОТОКОВ

При рассмотрении процессов в волноводе электронный поток ограничен, действие сил пространственного заряда ослабляется за счет влияния металлических стенок, и происходит переход от бесконечно широкого электронного потока к ограниченному. Влияние стенок волновода учитывается введением обобщенного параметра, характеризующего радиус действия кулоновских сил.

В качестве примера полученных результатов численного моделирования на рис. 1 приведены фазовые траектории и зависимости амплитуды первой гармоники тока «медленного» (рис. 1а) и «быстрого» (рис. 1б) потоков и даны зависимости энергии частиц (рис. 1в) от длины системы при возбуждении системы внешним сигналом с частотой $f=100$ ГГц. Из рис. 1 видно, что существуют области сгущений и разрежений на представленных фазовых траекториях крупных частиц.

Влияние волн пространственного заряда модулированного потока сказывается на быстром немодулированном пучке, что приводит к возбуждению в нем плазменных колебаний. Взаимодействие волн пространственного заряда быстрого и медленного потоков сопровождается перекачкой мощности между ними и приводит к постепенному их группированию. Таким образом, усиление сигнала определяется взаимодействием пучков, имеющих различные скорости, при этом часть кинетической энергии одного потока превращается в энергию возрастающей волны второго потока.

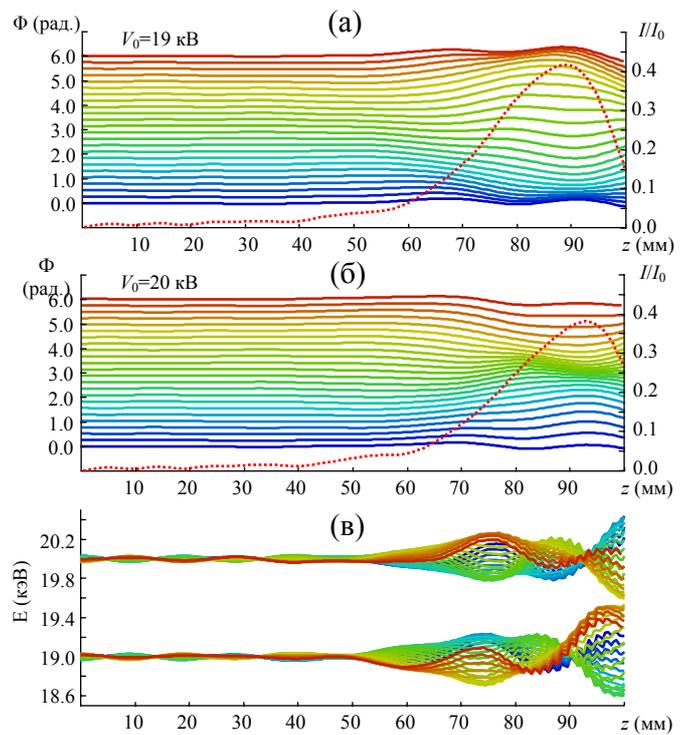


Рис. 1. Фазовые траектории крупных частиц (сплошные линии) и зависимости амплитуды первой гармоники тока (пунктирные линии) для медленного (а) и быстрого (б) электронных потоков и зависимости энергии частиц (в) от аксиального положения для двух взаимодействующих электронных потоков на частоте 100 ГГц ($V_{01}=19$ кВ, $V_{02}=20$ кВ; $I_{01} = I_{02} = 0.5$ А).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Liu W. et al. Two-stream Smith-Purcell free-electron laser //Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment. 2007. V. 570. №. 1. P. 171-175.
- [2] Liu W. et al. Enhancements of Terahertz Radiation From a Grating Waveguide by Two-Stream Instability //IEEE Transactions on Plasma Science. 2008. V. 36. №. 3. P. 748-756.
- [3] Bishofberger K., Svimonishvili T., Faehl R. J., Carlsten B. E. Structureless Generation of Sub-millimeter Radiation. //10th IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC-2009), P. 275-276
- [4] Бугаев С.П., Канавец В.И., Кошелев В.И., Черепенин В.А. Релятивистские много-волновые СВЧ-генераторы. Новосибирск: Наука. 1991. 296 с.
- [5] Канавец В.И., Мозговой Ю.Д., Слепков А.И. Излучение мощных электронных потоков в резонансных замедляющих системах. М.: МГУ. 1993 г.
- [6] Канавец В.И., Мозговой Ю.Д., Слепков А.И., Хриткин С.А. Динамические эффекты и электронные волны в периодическом волноводе //Вестник Московского университета. Серия 3: Физика. Астрономия. 1996. № 1. С. 43-49.
- [7] Канавец В.И., Мозговой Ю.Д., Слепков А.И., Хриткин С.А. Четырехволновое взаимодействие потока и поля в резонансном периодическом волноводе //Радиотехника и электроника. 1997. Т. 42. № 3. С. 341-347.
- [8] Канавец В.И., Мозговой Ю.Д., Хриткин С.А. Волновые процессы и импульсная генерация в периодическом волноводе с электронным потоком //Известия Российской академии наук. Серия физическая. 1999. Т. 63. № 12. С. 2333-2339.

Перспективы повышения плотности тока долговечного автоэмиссионного узла на основе планарной углеродной наноструктуры для ЭВП СВЧ

Якунин А.Н., Аветисян Ю.А, Акчурин Г.Г.,
Акчурин Г.Г. , мл.
ИПТМУ РАН
Саратов, Российская Федерация
e-mail anyakunin@mail.ru

Абаньшин Н.П., Логинов А.П., Мосияш Д.С.
ООО «Волга-Свет»
Саратов, Российская Федерация
С.П. Морев
ФГУП «НПП «Горий»
Саратов, Российская Федерация

Аннотация — В работе даётся обоснование и сравнительный анализ направлений масштабирования разработанного и исследованного планарного триодного автоэмиссионного катодного узла с целью повышения максимальной плотности тока полевой эмиссии до $0.75 \text{ А}\cdot\text{см}^{-2}$ без ущерба для долговечности.

Ключевые слова — алмазоподобный углерод; плёночная наноструктура; полевая эмиссия; долговечность

I. ВВЕДЕНИЕ

Фундаментальные исследования Фаулера и Нордгейма, объясняющие квантовую природу процесса полевой эмиссии (ПЭ), инициировали активность в области создания перспективных электронных и фотонных приборов с высоким быстродействием вплоть до СВЧ и терагерцового диапазонов.

Активная работа с плёнками алмазоподобного углерода (АПУ) не прекращается более 20 лет. Низкий порог начала ПЭ, который не соответствует ни работе выхода алмаза, ни работе выхода графита, в отсутствие явных причин существования высокого форм-фактора объясняется механизмом инжекции электронов из графита в гранулы алмаза, обладающего электронным сродством 2-3 эВ, с последующим туннелированием в вакуум. Гидрогенизация и допирование нанокристаллического алмаза ионами натрия, золота, платины и др. дополнительно снижает его работу выхода электронов. Суммарное снижение работы выхода может достигать 1.5-2.5 эВ [1].

В работах [2, 3, 4] показано, что в трёхэлектродной планарной структуре с наноразмерной плёнкой АПУ удалось добиться одновременно и формирования зоны локализации поля, и защиты эмитирующего лезвия от ионной бомбардировки.

II. ЭКСПЕРИМЕНТ

Экспериментальные испытания на долговечность микровакуумного прибора с планарной плёночной структурой проведены в режиме длинных импульсов: квазистатиче-

ский режим, длительность импульсов 320 мкс, скважность 10, потенциал анода $U_a=0$. В приборе после герметизации и вакуумирования давление остаточной атмосферы составляло 10^{-5} Тор, что соответствует условиям технического вакуума. ВАХ прибора, приведённая на Рис. 1(а) (в координатах Фаулера-Нордгейма – на Рис. 1(б)), демонстрирует максимальный ток 800 мкА. Этот ток соответствует средней плотности $J=300 \text{ мА}\cdot\text{см}^{-2}$. Если учесть, что ширина зоны локализации поля составляет 30 нм, а периметр (длина зоны ПЭ) – 18 мм, то оценка плотности тока эмиссии, усреднённой по площади зоны ПЭ, достигает $300 \text{ А}\cdot\text{см}^{-2}$. Собственно испытания на долговечность проводились при меньшей токовой нагрузке, как показано на Рис. 1 (с). В период 500-1000 ч J составляла $110 \text{ мА}\cdot\text{см}^{-2}$, в течение последующих 2000 ч снизилась до $60 \text{ мА}\cdot\text{см}^{-2}$, а начиная с момента времени 3700 ч J стабилизировалась на уровне $30 \text{ мА}\cdot\text{см}^{-2}$, оставаясь практически неизменной до времени 8700 ч. Потенциал гейт-электрода U_g в течение испытаний имел незначительные вариации, как показано на Рис. 1(д).

III. МЕТОДИКА МАСШТАБИРОВАНИЯ И ОЦЕНКА ПЕРСПЕКТИВ ПОВЫШЕНИЯ ПЛОТНОСТИ ТОКА ЭМИССИИ

Полученные экспериментальные результаты позволяют прогнозировать уровень дальнейшего роста плотности тока ПЭ с учётом существующих ограничений используемой технологической цепочки оборудования планарного цикла. Естественным путём повышения плотности тока ПУ является геометрическое уменьшение периода структуры за счёт ширины эмиттера L_c и ширины управляющего гейт-электрода L_g . Поскольку в поперечном сечении системы электродов катодного узла поле электростатического потенциала является двумерным, то зависимость напряжённости поля в зоне локализации от геометрических параметров может быть и нелинейной. В качестве критерия эквивалентности рассматриваемых решений предлагается использовать уровень максимальной компоненты напряжённости поля E_n , нормальной к поверхности АПУ-плёнки, в зоне локализации (см. рис. 2).

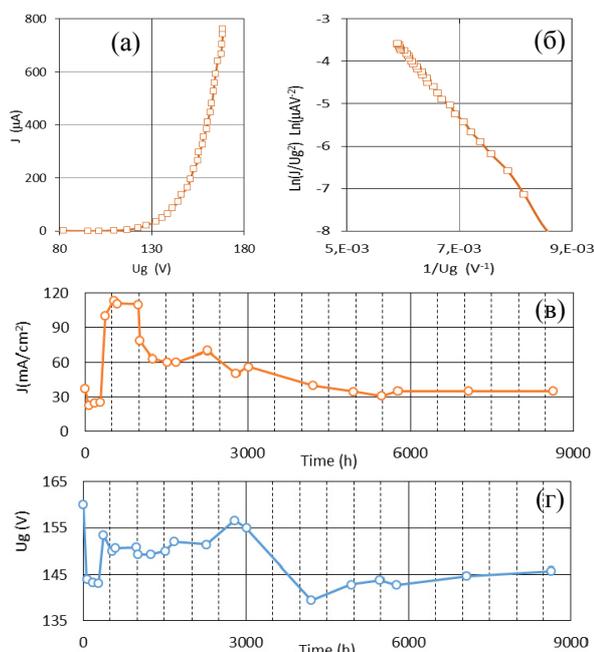


Рис. 1. Результаты испытаний на долговечность прибора с планарным катодом на основе DLC-плёнки с DFL. (а) BAX. (б) BAX в координатах Ф-Н. (в) Зависимость плотности тока эмиссии от времени испытаний. (г) Зависимость потенциала гейт-электрода от времени испытаний.

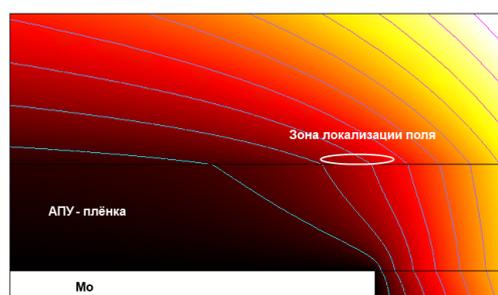


Рис. 2. Распределение поля потенциалов в структуре, зона локализации поля на поверхности АПУ-плёнки с максимальной напряжённостью нормального поля выделена эллипсом.

Проведено численное моделирование методом конечных элементов в среде COMSOL сформированного электростатического поля в структурах, размеры которых варьировались в диапазонах: $6 \text{ мкм} \leq L_c \leq 13 \text{ мкм}$ и $3 \text{ мкм} \leq L_g \leq 14 \text{ мкм}$. На рис. 3 показано, что, как правило, уменьшение геометрических параметров L_c и L_g сопровождается определённым снижением максимальной E_n . Поэтому для обеспечения прежнего уровня напряжённости поля, соответствующего эксперименту, необходимо компенсационное изменение потенциала U_g , которое характеризуется безразмерным коэффициентом K_u . K_u равен отношению потенциала, необходимого для создания условий ПЭ в исследуемой структуре, эквивалентных условиям проведённых испытаний на долговечность структуры, к потенциалу U_g в ней. Аналогично вводится коэффициент K_c повышения плотности тока ПЭ. Полученные зависимости K_u и K_c от геометрических параметров приведены на рис.4 (а) и 4 (б) для различных значений L_g . Видно, что данная структура даёт перспективу повышения J в 2,5

раза (до 0.75 А/см^2) при незначительном повышении потенциала U_g .

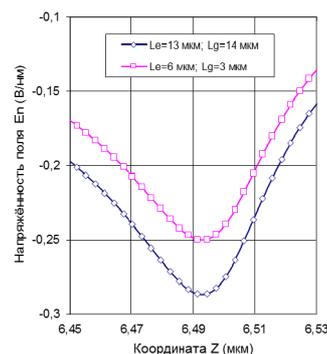


Рис. 3. Распределение компоненты напряжённости поля E_n в зоне локализации поля на поверхности АПУ-плёнки.

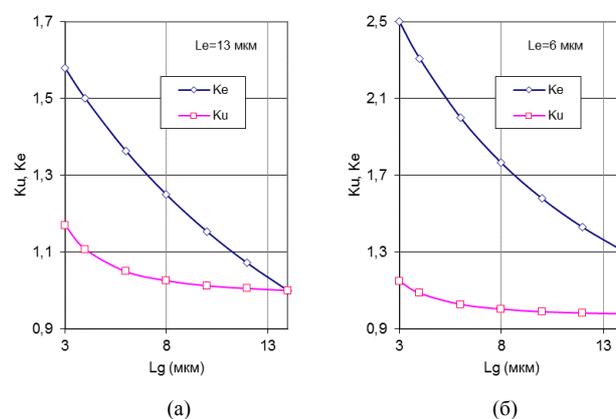


Рис. 4. Зависимость K_u и K_c от ширины гейт-электрода L_g : (а) – для $L_c=13 \text{ мкм}$; (б) – для $L_c=6 \text{ мкм}$.

ACKNOWLEDGMENT

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке РФФИ, грант №16-07-00337-а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] J. Robertson, "Mechanisms of electron field emission from diamond, diamond-like carbon, and nanostructured carbon," *J. Vac. Sci. Technol. B*, 1vol. 7, pp. 659-665, 1999.
- [2] Yu. V. Gulyaev, N. P. Aban'shin, B. I. Gorfinkel', S. P. Morev, A. F. Rezhikov, N. I. Sinitsyn, and A. N. Yakunin, "New Solutions for Designing Promising Devices Based on Low-Voltage Field Emission from Carbon Nanostructures," *Tech. Phys. Let.*, vol. 39, pp. 525–528, 2013.
- [3] N.P. Aban'shin, Y.A. Avetisyan, G.G. Akchurin, A.P. Loginov, S.P. Morev, D.S. Mosiyash, A.N. Yakunin, "A Planar Diamond-Like Carbon Nanostructure for a Low-Voltage Field Emission Cathode with a Developed Surface," *Tech. Phys. Let.*, vol. 42, pp. 509–512, 2016.
- [4] N.P. Aban'shin, G.G. Akchurin, Y.A. Avetisyan, A.P. Loginov, D.S. Mosiyash, A.N. Yakunin, "Stabilization of enhanced field emission of the film DLC structure in conditions of field localization", *Proc. SPIE*, vol. 10337, pp. 1033708-1-10, April 14, 2017.

О механизме стабилизации авто- и фотоэмиссии катода, покрытого наноразмерной пленкой алмазоподобного углерода

Абаньшин Н.П., Якунин А.Н.,
Аветисян Ю.А., Акчурина Г.Г., Акчурина Г.Г., мл.
ИПТМУ РАН
Саратов, Российская Федерация
e-mail anyakunin@mail.ru

Логинов А.П., Мосияш Д.С.
ООО «Волга-Свет»
Саратов, Российская Федерация

Аннотация — Анализируется влияние наноразмерной плёнки алмазоподобного углерода на перераспределение поля потенциалов в объёме планарной структуры. Уменьшение степени локализации поля на поверхности плёнки играет положительную роль, обеспечивая распределённую полевую эмиссию с большей площади. Малая концентрация носителей зарядов приводит к ограничению электропереноса через диэлектрическую плёнку, что способствует стабилизации авто- и фотоэмиссии. Приведены результаты экспериментального исследования туннельных процессов в планарных структурах, которые свидетельствуют о повышении фоточувствительности при покрытии молибденового лезвия плёнкой алмазоподобного углерода.

Ключевые слова — туннельная фотоэмиссия; алмазоподобный углерод; плёночная наноструктура; полевая эмиссия

I. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Проблема обеспечения надёжности и долговременной стабильности автоэмиссионных структур с высокой плотностью тока имеет первостепенную значимость при создании новых поколений современных приборов вакуумной электроники – генераторов и усилителей СВЧ с рабочим диапазоном частот вплоть до терагерцового. Туннельный характер транспорта электронов из материала полевых эмиттеров в вакуум делает их привлекательными также для развития вакуумных фотосенсоров. Баллистический перенос электронов в промежутке «катод-анод» с экстремальной напряжённостью электрического поля, а также малое время реакции на оптический сигнал являются залогом высокого быстродействия таких приборов. Другими не менее важными потребительскими свойствами приборов являются низкий уровень модулирующих потенциалов и способность функционирования в условиях технического вакуума (при давлениях на уровне 10^{-5} Па). На практике это позволяет существенно уменьшить массу источников питания, снизить стоимость приборов вакуумной электроники и фотоники. Противоречивость перечисленных требований делает задачу их одновременного удовлетворения нетривиальной.

Из анализа классического уравнения Ф-Н следует, что повышение напряжённости поля приводит к экспоненциальному росту плотности тока полевой эмиссии (ПЭ). Неоднородность поверхности эмиттера (острия, нанотрубки и др.) вызывает локализацию зон интенсивной

ПЭ. В них происходит локальное тепловыделение за счёт джоулева нагрева и/или эффекта Ноттингема. В острых структурах с гейт-электродом для устранения вероятности пробоя и стабилизации ПЭ формируют индивидуальные микроразмерные элементы, выполняющие роль балластных сопротивлений [1, 2, 3]. Однако, как показано в [4], острия таких структур типа Спиндта подвергаются разрушительной бомбардировке сфокусированного потока ионов, возникающих при взаимодействии электронов с молекулами остаточной атмосферы. Поэтому давление остаточной атмосферы в приборах обеспечивают на уровне не выше 10^{-7} Па. В получивших широкое распространение плёночных углеродных структурах [5] локальное уменьшение работы выхода, эквивалентное локализации поля, обеспечивается модифицированием морфологии плёнки, допированием молекулами и ионами N_2 , Li, La, Pt и др. использованием углеродных нанотрубок. При этом максимальная long lifetime упомянутых структур составляет 10-20 часов при J_{FE} на уровне до 25 mA/cm^2 . В отличие от структур с гейт-электродом уровень модулирующего напряжения повышается от десятков вольт до киловольт. Несколько выше плотность тока массивов SiC острий, покрытых для стабилизации монослоем Mo и диэлектрическим слоем [6]. Напряжение в диодном катоде имеет уровень 6 кВ, долговечность – 60 часов.

Описанная в [4, 7] планарная структура с гейт-электродом является низковольтной, обеспечивает защиту от ионной бомбардировки. В настоящей работе исследовано влияние АПУ-плёнки на перераспределение поля потенциалов в объёме планарной структуры и на условия туннелирования носителей заряда.

II. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЯ ПОТЕНЦИАЛОВ

Расчёт распределения поля потенциалов проведён для двух вариантов исполнения планарной наноструктуры – с диэлектрической АПУ-плёнкой толщиной 20 нм и без неё. Результаты представлены на рис. 1(а) и 1(б). Наблюдается существенное перераспределение эквипотенциалей, которое приводит к изменению напряжённости поля в первом случае – на поверхности АПУ-плёнки, во втором – на поверхности молибденового лезвия. Результаты распределения нормальной компоненты вектора напряжённости в зоне локализации поля даны на рис. 1(в) и 1(г).

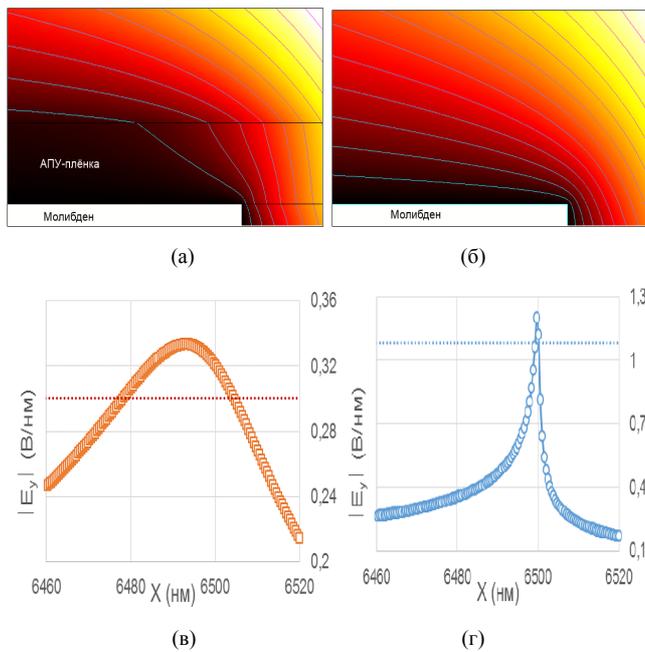


Рис. 1. Топограмма распределения эквипотенциалей (а) в структуре с АПУ-плёнкой, (б) – без АПУ плёнки. Шаг эквипотенциалей составляет 1 В. Распределение нормальной компоненты вектора напряжённости поля в зоне максимальной локализации (в) в структуре с АПУ-плёнкой, (г) – без АПУ плёнки.

На поверхности АПУ-плёнки в зоне активной эмиссии распределение $|E_y|$ имеет плавный максимум. Ширина зоны по уровню $|E_y|$ не ниже 90% от максимума, в которой эмитируется основной ток, составляет 30 нм. Без АПУ-плёнки максимум $|E_y|$ на Мо основании возрастает, а ширина зоны локализации по уровню 90% от максимума уменьшается и становится менее 2 нм. Такое изменение степени локализации означает, что одинаковый ток эмиссии в структуре без АПУ-плёнки может быть достигнут лишь при условии повышения локальной плотности тока более, чем в 15 раз выше по сравнению с плёночной структурой с АПУ. При повышенной плотности тока структура более критична по отношению к флуктуациям управляющих потенциалов, ухудшается стабильность ПЭ катода, растёт вероятность появления необратимых разрушающих процессов. Также необходимо отметить, что малая концентрация носителей зарядов приводит к ограничению электропереноса через диэлектрическую плёнку, что способствует стабилизации авто- и фотоэмиссии [8, 9].

III. ФОТОЭМИССИЯ ПЛАНАРНЫХ СТРУКТУР

Экспериментальные исследования планарных структур показали, что формирование АПУ-плёнки повышает фоточувствительность структур, как видно из данных на рис. 2.

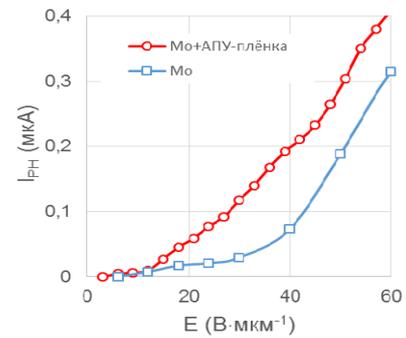


Рис. 2. Зависимость туннельного фототока I_{PH} от средней напряжённости поля E в зазоре «эмиттер – гейт-электрод».

ACKNOWLEDGMENT

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда (проект №16-19-10455).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] A.Wisitsora-at, S.-H. Hsu, W.P. Kang, J.L. Davidson, A.Tuantranont, "Advanced nanodiamond emitter with pyramidal tip-on-pole structure for emission self-regulation," *J. Vac. Sci. Technol. B*, vol. 30(2), 022204-1-6, 2012.
- [2] Z. Huang, Y. Huang, Z. Pan, J. She, S. Deng, J. Chen, and N. Xu, "Self-modulated field electron emitter: Gated device of integrated Si tip-on-nano-channel," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 109, pp. 233501-1-5, 2016.
- [3] S.A. Guerrero and A.I. Akinwande, "Nanofabrication of arrays of silicon field emitters with vertical silicon nanowire current limiters and self-aligned gates," *Nanotechnology*, vol. 27, pp. 295302-1-11, 2016.
- [4] Yu. V. Gulyaev, N. P. Aban'shin, B. I. Gorfinkel, S. P. Morev, A. F. Rezhnikov, N. I. Sinityn, and A. N. Yakunin, "New Solutions for Designing Promising Devices Based on Low-Voltage Field Emission from Carbon Nanostructures," *Tech. Phys. Lett.*, vol. 39, pp. 525–528, 2013.
- [5] K.J. Sankaran, K. Srinivasu, C.J. Yeh, J.P. Thomas, S. Drijkoningen, P. Pobedinskas, B. Sundaravel, K.C. Leou, K.T. Leung, M.K. VanBael, M. Schreck, I.N. Lin, and K. Haenen, "Field electron emission enhancement in lithium implanted and annealed nitrogen-incorporated nanocrystalline diamond films," *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 110, pp. 261602-1-5, 2017.
- [6] G.G. Sominski, V.E. Sezonov, E.P. Taradaev, T.A. Tumareva, Y.M. Zadiranov, S.Y. Kornishin, A.N. Stepanova, "Innovative Field Emitters for High-Voltage Electronic Devices," *Radioph. and Quantum Electronics*, vol. 58, pp. 511-519, 2015.
- [7] N.P. Aban'shin, Y.A. Avetisyan, G.G. Akchurin, A.P. Loginov, S.P. Morev, D.S. Mosiyash, A.N. Yakunin, "A Planar Diamond-Like Carbon Nanostructure for a Low-Voltage Field Emission Cathode with a Developed Surface," *Tech. Phys. Lett.*, vol. 42, pp. 509–512, 2016.
- [8] N.P. Aban'shin, B.I. Gorfinkel, and A.N. Yakunin, "Control of Electrostatic Field Localization in Field-Emission Structures," *Technical Phys. Lett.*, vol. 37, pp. 336-339, 2011.
- [9] N.P. Aban'shin, G.G. Akchurin, Y.A. Avetisyan, A.P. Loginov, D.S. Mosiyash, A.N. Yakunin, "Tunnel electron photoemission in the nanoscale DLC film structure with electrostatic field localization", *Proc. SPIE*, vol. 10337, pp. 1033707-1-6, April 14, 2017.

О проблемах построения АФАР и возможном облике ФАР на основе ЭВП

Борисов Александр Анатольевич, АО «НПП «Исток» им. Шокина»; Ул. Вокзальная 2а, г. Фрязино, 141190, Россия; генеральный директор, д.т.н.; e-mail info@istokmw.ru

Галдецкий Анатолий Васильевич, АО «НПП «Исток» им. Шокина»; Ул. Вокзальная 2а, г. Фрязино, 141190, Россия; нач. отделения, к.ф.-м.н.; e-mail galdetskiy@istokmw.ru

Щербаков Сергей Владиленович, АО «НПП «Исток» им. Шокина»; Ул. Вокзальная 2а, г. Фрязино, 141190, Россия; зам. генерального директора, к.т.н.; e-mail info@istokmw.ru

Аннотация – Указано, что для реализации потенциала АФАР в помеховой обстановке необходимо обеспечить очень жесткие (трудновыполнимые) требования к динамическому диапазону модулей АФАР. Показано, что перспективы использования вакуумных СВЧ приборов в радиолокации зависят не только от прогресса в их характеристиках, но и от уровня развития быстродействующих мощных фазовращателей. Отмечаются возможности ослабления требований к усилению и понижению массогабаритных показателей вакуумных приборов благодаря повышению выходной мощности твердотельных усилителей. Проведено сравнение технических характеристик и возможностей применения вакуумных и полупроводниковых СВЧ приборов в радарных системах.

Ключевые слова – АФАР, GaN транзистор, фазовращатель, MEMS, ЛБВ, клистрон.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы в радиолокации и телекоммуникациях впечатляющий прогресс демонстрируют твердотельные приборы на основе GaN. В США эти приборы прошли сертификацию для промышленных и военных применений. Комбинация приборов такого класса с концепцией суммирования мощности в пространстве (АФАР) обещает создание радара сантиметрового диапазона вполне конкурентоспособного по уровню мощности с системами на основе ЛБВ или клистронов. Так например, одиночный GaN транзистор достиг уровня мощности 300 Вт в X-диапазоне при кпд по добавленной мощности 37% и полосе 16% [1]. Обсуждается радар дальнего обнаружения в S-диапазоне Space Fence [2], который должен содержать 36000 передающих модулей общей мощностью 2.69 МВт (средняя мощность 0.81 МВт).

В результате может сложиться впечатление, что эпоха вакуумных приборов в радиолокации проходит, и твердотельные АФАР способны вытеснить пассивные ФАР на основе ЭВП из радарных приложений в сантиметровом диапазоне. Цель данной работы – указать на некоторые проблемы использования твердотельных АФАР и на акту-

альность разработки быстродействующих фазовращателей для ФАР, что позволит успешно конкурировать ФАР на основе электровакуумных приборов (ЭВП).

2. ПЕРСПЕКТИВЫ РАДАРНЫХ ПРИМЕНЕНИЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ И ВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ

Мощные транзисторы и МИС на основе нитрида галлия имеют значительное преимущество по сравнению с другими твердотельными приборами (Рис. 1) [3]. Однако, на частотах от 100 ГГц и выше наблюдается провал в выходной мощности более чем на 20 дБ, и в этих диапазонах вакуумные приборы определенно имеют преимущество. В сантиметровом диапазоне имеет место острая конкуренция.

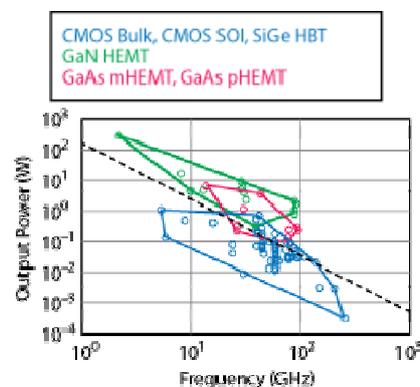


Рис. 1. Область достижимых мощностей полупроводниковых приборов [3]

Выбор вакуумного прибора для радара всегда диктуется набором компромиссов и ограничений: требуемая частота и полоса частот, требуемая выходная мощность, допустимые масса и габариты, допустимый уровень фазовых шумов, допустимое напряжение питания (в том числе исходя из высотности применения) и его качество, технологичность, надежность и др. По этой причине промышленные лампы разрабатываются с уникальным комплексом параметров, каждый из которых не является рекордным.

Для радара всегда требуется усилитель, а не генератор (кроме самых простых систем).

На практике в РЛС в основном нашли применение ЛБВ и многолучевые клистроны. Типичные характеристики многолучевых клистронов показаны в табл. 1.

Таблица 1

Характеристики многолучевых клистронов для радарных применений

Диапазон	Рвых имп, кВт	Рвых сред, кВт	Полоса, %	Укат, кВ	Умод, кВ
X	120	≥6	2	21–23	6–6,5
C	90	≥15	4,5	14	3,5
	200	≥11	3,2	21-24	4,5–5,5
	200	≥11	6,3	21-24	4,5–5,5
	600	≥12	3,6	31-34	6,5–7
S	700	12	10	31-33	5,5

Исходя из имеющихся данных по разработанным и применяемым ЛБВ и клистроном можно представить область их применения в координатах частота-мощность (Рис. 2)

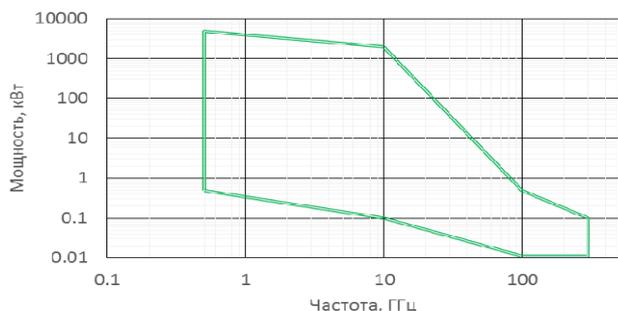


Рис. 2. Область достижимых мощностей клистронов и ЛБВ для радарных применений

4. РАБОТА АФАР В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

Существенной особенностью АФАР является отсутствие частотной и пространственной избирательности каждого отдельного элемента АФАР, поскольку каждый приемный модуль принимает сигналы помех со всей полусферы, а диаграмма направленности решетчатой формируется после цепей суммирования (рис.3б). Рассмотрим требования к линейности приемного тракта модуля АФАР (рис. 3а).

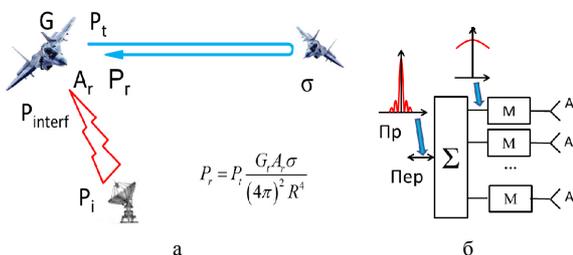


Рис. 3. а – схема работы АФАР в присутствии помех, б – формирование диаграммы направленности модуля и системы в целом

При типичных параметрах: мощность передатчика $P_t = 10$ кВт, коэффициент усиления антенны передатчика $G_t = 30$ дБ, дальность до цели $R = 300$ км, площадь антенны приемника $A_r = 1$ м², ЭПР цели $\sigma = 0.1$ м², импульсная

мощность помехи $P_i = 1$ кВт, расстояние до источника помехи $R_i = 3$ км получаем отношение мощности полезного сигнала к мощности помехи -117 дБ, что требует динамического диапазона приемного тракта модуля не менее 125 дБ, что является непростой задачей. Таким образом, радар с АФАР имеет повышенную уязвимость для мер противодействия и помех. В отличие от АФАР пассивные входные фазовращатели ФАР (пропускающие сигнал передатчика) имеют очень высокий динамический диапазон. Это обеспечивает реализацию узкой диаграммы направленности в последующем усилительном тракте и дополнительное подавление мешающих сигналов на 25-30 дБ за счет малого уровня боковых лепестков диаграммы направленности решетки.

5. БЫСТРОДЕЙСТВИЕ ФАЗИРОВАННЫХ РЕШЕТОК

Важной характеристикой радара является скорость управления лучом, которая определяет количество одновременно обслуживаемых целей. В радаре на основе вакуумного прибора управление лучом, как правило, выполняется с помощью ферритовых фазовращателей. Характерные времена переключения таких фазовращателей составляют десятки микросекунд. В активных твердотельных решетках времена переключения определяются транзисторными ключами и составляют единицы и десятки наносекунд. Таким образом, твердотельные радары в принципе могут одновременно обрабатывать значительно большее число задач, чем локаторы на основе пассивных ФАР с вакуумными приборами (если это не ограничивается цифровой частью системы). Это заставляет мириться с тем, что радары на основе АФАР значительно дороже чем радары на основе вакуумных приборов с пассивной ФАР.

Поэтому ключевой возможностью несимметричного ответа на вызов АФАР и сохранения конкурентоспособности вакуумных приборов в радарах сантиметрового диапазона является разработка быстрых, мощных фазовращателей с малыми потерями. Наиболее вероятными кандидатами на эту роль могут быть фазовращатели на основе MEMS ключей [4-6] (быстродействие ~5 мкс) и сегнетоэлектрические фазовращатели [7, 8] (время переключения единицы-десятки наносекунд).

4. БЫСТРЫЕ ФАЗОВРАЩАТЕЛИ – КЛЮЧЕВОЙ КОМПОНЕНТ ДЛЯ ФАР НА ОСНОВЕ ЭВП

Рассмотрим физические ограничения и компромиссы, возникающие при разработке сегнетоэлектрических фазовращателей. Они обладают высоким быстродействием, малыми потерями, высокой пропускаемой СВЧ мощностью, малой мощностью управления, простой конструкцией и низкой стоимостью, потенциалом продвижения в миллиметровый диапазон. Основной их недостаток – сильная температурная зависимость параметров. Однако имеются возможности компенсации этой зависимости путем подбора материалов в многослойной конструкции подложки. В традиционной конструкции низковольтное управление достигается при уменьшении расстояния между управляющим электродами, однако это приводит к уменьшению пропускаемой СВЧ мощности и увеличению омических потерь в электродах (рис. 4а).

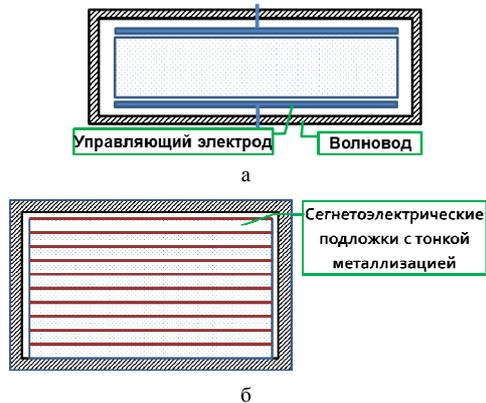


Рис. 4. а – традиционная конструкция фазовращателя, б – многослойная конструкция

Аналоговое управление фазой (временем задержки) сигнала приводит к преобразованию шумов схемы управления в фазовые шумы СВЧ сигнала, а также требует высокой линейности высоковольтных АЦП и влечет за собой необходимость компромисса между быстродействием цепей управления и малым энергопотреблением.

Из-за указанных выше недостатков представляется разумным использовать фазовращатель с набором большого числа тонких сегнетоэлектрических слоев, что позволит обеспечить высокую пропускаемую мощность и низковольтное управление (Рис. 4б). Омические потери в электродах могут быть кардинально понижены при использовании низкоомных электродов с толщиной много меньше глубины скин-слоя.

Использование дискретного фазовращателя, имеющего набор секций с фиксированными фазовыми сдвигами (и фиксированными управляющими напряжениями), значительно ослабит проблемы с быстродействием, мощностью управления, фазовыми шумами.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Благодаря значительному прогрессу в развитии GaN приборов в сантиметровом диапазоне они способны конкурировать с радарными на основе пассивных ФАР и ЭВП. Одно из основных преимуществ твердотельных АФАР – высокое быстродействие управления лучом. Однако их стоимость очень велика, и они могут иметь серьезные проблемы при работе в условиях помех. Перспективы радарного применения вакуумных приборов в сантиметровом диапазоне зависят не только от параметров ламп, но и от характеристик системы управления лучом. Поэтому актуальной является задача разработки мощных, быстродействующих фазовращателей. Это позволит создавать недорогие радары с высоким уровнем параметров как разумную альтернативу АФАР. В миллиметровых диапазонах радары на основе ЭВП имеют заметное преимущество по уровню мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Kikuchi K., Nishihara M., Yamamoto H. et al, An X-Band 300-Watt Class High Power GaN HEMT Amplifier for Radar Applications // SEI Technical Review, 2015, V. 81, P. 40-44.
- [2] Gallagher J., Haimerl J. A., Higgins T. and Gruber M., Space Fence Radar Leverages Power of GaN // Microwave journal, 2016, V. 8, P. S6-S10.
- [3] Andersson K., Gustafsson D. and Hansryd J. GaN Powers Microwave Point-to-Point Radios // Microwave journal, 2017, V. 2, P. 22-34
- [4] Nordquist C.D., Dyck W., Kraus M. et al. A DC to 10-GHz 6-b RF MEMS time delay circuit // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2006. V. 16. № 5. P. 305-307.
- [5] Maciel J.J., Slocum J.F., Smith J.K. et al. MEMS Electronically Steerable Antennas for Fire Control Radars // in 2007 IEEE Radar Conference, 2007, P. 677-682.
- [6] Косьмин Д.М., Котельников И.В., Осадчий В.Н., Лучинин В.В., Козырев А.Б. Фазовращатели для связанных фазированных антенных решеток диапазона частот 2 ÷ 30 ГГц // Всероссийская конференция Микроволновая СВЧ. Санкт-Петербург. СПбГЭТУ. 4-7 июня 2012. Сборник трудов Т. 2, С. 102-105.
- [7] Kozyrev A.B., Osadchy V.N., Pavlov A.S. et al. 30 GHz steerable beam antenna based on ferroelectric phase shifters. // Proc. of Progress In Electromagnetics Research Symposium, July 5-14, 2000, V. 1, P. 48.
- [8] Kazakov S., Shchelkunov S., Yakovlev V. et al, Fast High-Power Microwave Ferroelectric Phase Shifters for Accelerator Application // AIP Conference Proceedings, 2009, V. 1086, P. 477-482.

СЕКЦИЯ 2.

Специализированные электродинамические структуры (замедляющие системы, метаматериалы, трансформаторы мод)

Анализ возможности использования резонаторного и щелевого типов волн в ЛБВ на ЦСР с обращенной щелевой модой

Накрап И.А., Савин А.Н.

Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
savinan@info.sgu.ru

Аннотация — Получены различные варианты применяемых в ЛБВ О-типа цепочек связанных резонаторов (ЦСР) на обращенной щелевой моде (ОЩМ) с изменением фазовой скорости 3% в 40%-й полосе частот щелевой моды. Переход к ОЩМ достигнут в основном за счёт уменьшения диаметра резонатора ЦСР при угле раскрыва щели связи резонаторных ячеек ЦСР, не превышающем 160° . Проведено экспериментальное исследование динамики перехода к ОЩМ ЦСР при изменении диаметра резонатора, коэффициента связи и периода ЦСР. Анализ исследуемых ЦСР с ОЩМ показал возможность одновременного взаимодействия с электронным потоком, как в резонаторной, так и в щелевой полосах пропускания

Ключевые слова — электродинамические характеристики; цепочка индуктивно связанных резонаторов; обращенная щелевая мода; резонаторная мода; полоса пропускания; фазовая скорость.

I. ВВЕДЕНИЕ

Разработка ЛБВ миллиметрового диапазона длин волн в значительной мере связана с поиском и реализацией конструктивно-технологичных и эффективных волноведущих систем. Известны работы [1, 2] по созданию ЛБВО с замедляющей системой (ЗС) типа ЦСР, работающей на обращенной щелевой моде (ОЩМ). При разработке ЗС использовался традиционный способ совмещения (слияния) резонаторной и щелевой полос с последующим переходом к ЗС на ОЩМ: одновременное уменьшение диаметра резонатора и увеличение угла раскрыва щели связи [3]. Данная модификация обычной ЛБВ на ЦСР [1] имела ряд преимуществ: нулевое сопротивление на частоте верхней границы полосы пропускания, возможность использования МПФС с встроенной волноведущей системой. Основными недостатками данной ЗС являлись значительное уменьшение механической прочности и термостойкости, а также ухудшение магнитной фокусировки электронного потока из-за значительного увеличения угла раскрыва

фасолевидной щели связи ($\alpha=242^\circ$). Результаты физического и численного эксперимента, полученные авторами [4], показали, что оптимизация дисперсионных характеристик (ДХ) ЦСР с ОЩМ может проводиться за счёт изменения не только диаметра резонатора и угла раскрыва щели связи, но и других «весомых» геометрических параметров. В работе [4] приведены основные закономерности изменения дисперсии фазовой скорости щелевого и резонаторного типов от размеров ЦСР при исследовании динамики слияния их полос пропускания. Исследование динамики слияния полос и последующего перехода к системе с обращенной щелевой модой проведено авторами в [5] при варьировании диаметра резонатора, зазора и внешнего диаметра трубки дрейфа. С целью устранения недостатков ЗС работы [1] угол раскрыва щели связи резонаторов не увеличивался по сравнению с его значениями в обычной широкополосной ЛБВ. В данной работе приведены экспериментальные дисперсионные характеристики (ДХ) ЦСР в динамике обращения резонаторной и щелевой полос пропускания при изменении диаметра и коэффициента связи резонаторов, а также периода системы. Проведен анализ дисперсионных свойств полученных вариантов ЦСР с ОЩМ: ширины полос пропускания и крутизны дисперсии основных резонаторной и щелевой мод.

II. МЕТОДЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ЦСР ОЩМ

Исследуемая конфигурация ЗС типа цепочки индуктивно связанных резонаторов (ЦСР) с асимметричными трубками дрейфа и щелями связи в виде части кольца дана на рис. 1.

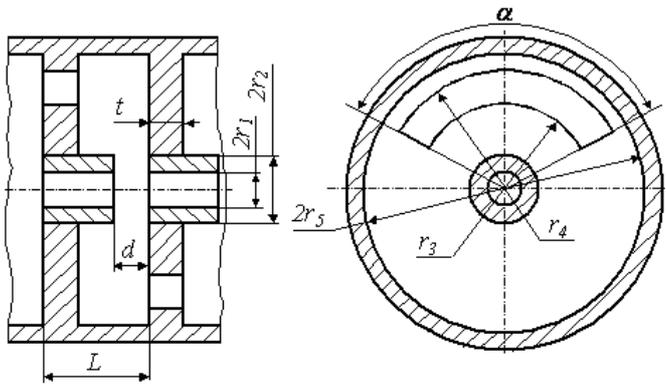


Рис. 1. Продольный и поперечный разрезы ЗС ЦСР с повернутыми на 180° щелями связи.

Экспериментальные ДХ резонансных макетов ЗС, закороченных по плоскостям их симметрии, определялись методом малых резонансных возмущений с определением номера вида колебаний по продольному распределению электрического поля. Погрешность определения ДХ не превышала 0,02%. Для исследования ДХ и процесса обращения резонаторной и щелевой полос пропускания ЦСР при изменении ее размеров была выбрана система с углом раскрытия щели связи резонаторов $\alpha=160^\circ$ для сохранения механической прочности и термостойкости. Переход к ОЦМ в ЦСР осуществлялся при уменьшении диаметра резонатора в системах с различными периодами. В качестве примера на рис. 2 приведены экспериментальные ДХ минус первой гармоники волны в первой полосе пропускания и плюс первой гармоники волны во второй полосе пропускания вариантов ЗС с периодом $L=12.5$ мм (табл. 1) в динамике совмещения исследуемых полос с последующим переходом к ЦСР с ОЦМ.

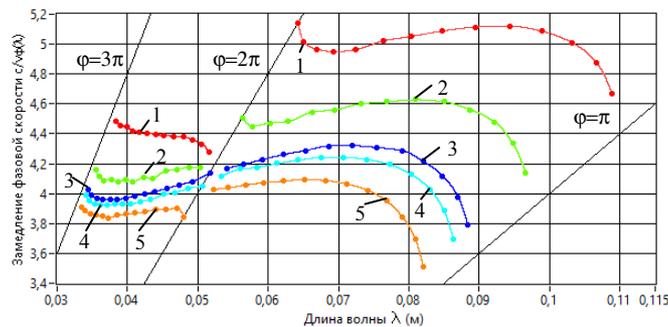


Рис. 2. Динамика обращения резонаторной и щелевой полос пропускания в ЗС ЦСР.

TABLE II. ОТНОСИТЕЛЬНЫЕ РАЗМЕРЫ МАКЕТОВ

№ ЗС	d/L	t/L	$2r_5/L$	$r_4/2r_5$	r_3/r_4	r_2/r_5	r_1/r_2	α/π
1	0.64	0.16	3.73	0.5	0.39	0.22	0.78	0.89
2	0.64	0.16	3.12	0.5	0.467	0.26	0.78	0.89
3	0.64	0.16	2.88	0.5	0.506	0.28	0.78	0.89
4	0.64	0.16	2.8	0.5	0.52	0.29	0.78	0.89
5	0.64	0.16	2.64	0.5	0.55	0.31	0.78	0.89

При данных размерах ЗС (табл. 1) совмещение резонаторной и щелевой полос происходит при величине диаметра резонатора, равной ~ 36 мм (ЗС № 3). Последующее уменьшение диаметра резонатора приводит к обращению исследуемых полос (см. ДХ ЗС № 4,5 на рис. 2). Электродинамические характеристики ЗС с ОЦМ (ЗС № 3-5) приведены в (табл. 2).

TABLE III. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗС ЦСР ОЦМ

№ ЗС	Щелевая мода			Резонаторная мода		
	$\Delta\lambda/\lambda_{ср}$ %	$c/v_{ф} \pm \Delta(c/v_{ф})$	$\Delta\lambda_{рад}/\lambda_{ср}$ %	$\Delta\lambda/\lambda_{ср}$ %	$c/v_{ф} \pm \Delta(c/v_{ф})$	$\Delta\lambda_{рад}/\lambda_{ср}$ %
3	50	4,32-3%	38	41	3,96+3%	36
4	49	4,25-3%	43	40	3,92+3%	30
5	47	4,094-3%	40	37	3,84+2%	35

Аномальный характер ДХ и величина замедления в обеих полосах уменьшаются с уменьшением диаметра резонатора. Величина аномального перепада фазовой скорости волн ЗС (крутизна аномальных участков дисперсии) может быть снижена при уменьшении внешнего диаметра трубки дрейфа и зазора резонаторов. С увеличением периода ЦСР при неизменных остальных размерах ячеек (за исключением переменного диаметра резонатора) переход к ЦСР ОЦМ (переворот резонаторной и щелевой полос) происходит при большем диаметре резонатора.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе полученных авторами закономерностей изменения дисперсионных характеристик основных резонаторной и щелевой полос пропускания от размеров ЦСР смоделированы варианты ЦСР ОЦМ с различными шириной и крутизной дисперсии обеих полос.

Электродинамические параметры представленных вариантов ЦСР ОЦМ допускают возможность их применения в ЛБВ коротковолнового диапазона при работе, как на обращенной щелевой моде, так и на резонаторной. Последнее позволяет проектировать ЛБВ с большим смещением в коротковолновый диапазон без уменьшения размеров ячеек. Размеры резонаторов разработанных ЗС (особенно небольшой угол раскрытия щели связи) обеспечивают сохранение механической прочности и термостойкости диафрагм, а также предотвращает возможное появление значительной поперечной составляющей магнитного поля на оси МПФС.

ИСТОЧНИКИ ФИНАНСИРОВАНИЯ

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности № 3.1155.2014/К, а также при поддержке гранта РФФИ №15-07-06307.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Frey J.R., Tammaru I. A coupled cavity TWT operating in the inverted slot mode./ IDEM, Washington, 1981. P. 504-506.
- [2] Kumar L., Christie V.L., Balakrishnan N. Inverted slot mode slow wave structures for traveling wave tubes. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2007. vol. 55. № 6. pp. 1112-1116.
- [3] Karp A., Ayers W.R. Design concepts for an octave-band width coupled-cavity TWT/ IDEM, Washington, 1978. P. 546-549.
- [4] Nakrap I.A., Savin A.N., Sharaevskii Yu. P. Modeling of Wideband Slow-Wave Structures of Coupled-Cavities-Chain Type by the Impedance Design of Experiments. Journal of Communications Technology and Electronics. 2006. 51 (3), pp. 333-340.
- [5] Накрап И.А., Савин А.Н. Электродинамические характеристики ЦСР с обращенной щелевой модой // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 27-ой Международной Крымской конференции (КрыМиКо2017). 10-16 сентября 2017 г., Севастополь, Россия. (в печати).

Комплексный подход при параллельном использовании различных методов исследования ЭДХ волноведущих структур

Савин А.Н., Накрап И.А.

Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
savinan@info.sgu.ru

Аннотация — Проведен анализ расширения возможностей экспериментального исследования электродинамических характеристик (ЭДХ) замедляющих систем с нарушением их периодичности методом малых резонансных возмущений. Параллельное использование методов, основанных на спектральной концепции состава волн почти периодических систем (ППС), позволило выявить ряд особенностей этих систем: локальные колебания, связанные колебания в многомерных ПС, изменение дисперсионных свойств и спектрального состава распространяющихся волн. Эффективность данного подхода продемонстрирована на примерах выполненных авторами исследований ЭДХ реальных ПС конечной длины с нарушением их периодичности.

Ключевые слова — электродинамические характеристики; цепочка индуктивно связанных резонаторов; многорядная замедляющая система; периодические неоднородности; метод резонансных возмущений.

I. ВВЕДЕНИЕ

Метод резонансных возмущений (МРВ) [1], используемый при измерении ЭДХ периодических структур (ПС) в силу наиболее адекватного отображения режима бегущей волны бесконечной ПС, показал себя наиболее достоверным при исследовании однородных систем (ПС с идентичными ячейками). Разработанный автоматизированный комплекс, основанный на самонастройке на резонансные частоты ПС при проведении измерений МРВ, обеспечивает относительную погрешность $5 \cdot 10^{-7}$ [2]. Дисперсионные характеристики (ДХ) измеряются МРВ на резонансных частотах макетов ПС, закороченных по плоскостям их симметрии, с определением номера вида колебаний по продольному распределению электрического поля. В отличие от бесконечной ПС с идентичными ячейками (или их аналогов – короткозамкнутых по плоскостям симметрии отрезков ПС), реальная система конечной длины является системой с детерминированными и случайными неоднородностями. Нарушение периодичности ограниченной системы в отдельных ячейках, включая ее границы, приводит к нарушению периодичности поля распространяющихся типов волн ППС, а также к возникновению локализованных полей вблизи этих ячеек [3]. При этом появляется неопределенность в определении номера вида колебаний по искаженному полю, т.е. уменьшается информативность и точность МРВ. В данной работе представлены результаты анализа возможностей МРВ для исследования ДХ реальных ПС конечной длины

с нарушением их периодичности при параллельном использовании методов, основанных на спектральной концепции состава волн почти периодических систем (ППС).

II. МЕТОДЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ППС

Измерение МРВ ДХ многорядных встречно-штыревых ППС с выводами энергии показало значительное нарушение распределения поля на некоторых резонансных частотах. При этом для определения сдвигов фазы между ячейками применялся спектральный анализ с отысканием скрытых периодичностей [4], что позволило выявить особенности процесса распространения волн в ППС.

В условиях короткого замыкания одной из границ ЗС типа многорядной встречно-штыревой с выводами энергии обнаружено локальное колебание на частоте $f = 3023$ МГц в полосе непропускания высшего поперечного вида многорядной системы – H_{30} (вблизи его длинноволновой границы – $f = 3123$ МГц) (рис. 1). При распределении поля на небольшом участке системы (порядка одной четверти длины макета) амплитуда поля локального колебания вблизи неоднородности в несколько раз превышает амплитуду поля на ближайших частотах распространяющихся типов волн (рис. 1а) и экспоненциально спадает при удалении от неоднородности (границы ПС) (рис. 1б).

МРВ использовался при исследовании ЭДХ короткозамкнутой неоднородной двухсекционной ЦСР с одноступенчатым изменением периода между ее однородными участками, ДХ которых приведены на рис. 2. В первой секции ($N = 1-15$) обнаружено локальное колебание (рис. 3а), расположенное вблизи высокочастотной границы невозмущенной полосы пропускания этой секции (в ее полосе непропускания). Это колебание имеет одинаковый фазовый сдвиг $\Delta\varphi = 0,042\pi$ на период ПС с более низкочастотным видом (рис. 3б) распространяющегося типа волны второй секции ($N = 16-28$) («возмущенный» нулевой вид).

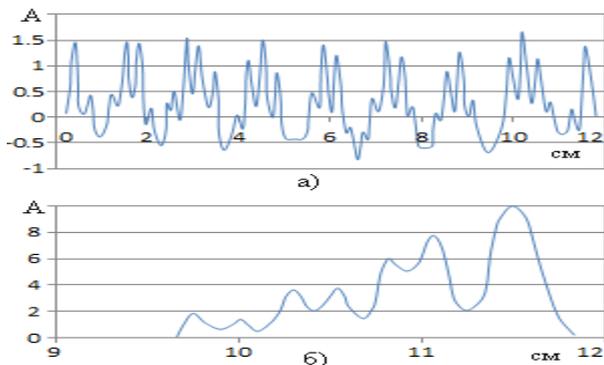


Рис. 1. Продольное распределение поля $A=|E_z|^2$ (а) – основного поперечного вида колебаний $-f=2920$ МГц, $\Delta\varphi=0,805\pi$; (б) – локального колебания $-f=3023$ МГц, $\Delta\varphi=0,98\pi$.

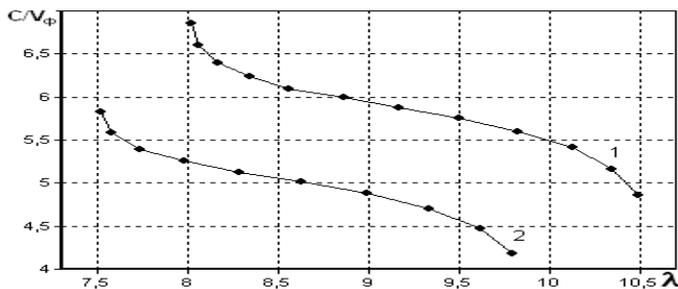


Рис. 2. ДХ однородных участков ЦСНР. 1 – $N=1-15$ ($L=11,7$ мм), 2 – $N=16-28$ ($L=12,9$ мм).

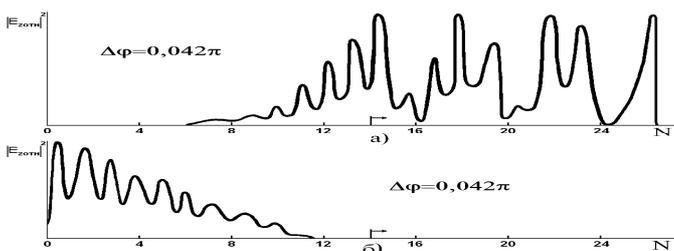


Рис. 3. Распределение поля по резонаторам ЦСНР. (а) $-f=3760$ МГц (полоса не пропускания секции 2), (б) $-f=3742$ МГц.

С помощью МРВ исследовались ЭДХ резонансной цепочки связанных неидентичных резонаторов (ЦСНР), содержащей одиночные или периодические неоднородности в виде отклонения величины зазоров (d) отдельных резонаторов от номинальной. Исследуемые неоднородности вводились симметрично относительно плоскости диафрагмы, не нарушая скользящей плоскости симметрии ЦСР. ПС с периодическими неоднородностями может быть рассмотрена как две связанные ПС: одна с периодом невозмущенной системы, другая – с периодом неоднородностей [5]. Известно, что полоса пропускания однородной системы при введении периодической неоднородности разрывается на Q полосовых составляющих, где Q – число ячеек в периоде неоднородности [1, 5]. На основе рассмотренной спектральной концепции, соотношений амплитуд полосовых составляющих многоступенчатых систем и свойств симметрии неоднородной ЦСР авторами была предложена методика измерения ДХ ПС с периодическими неоднородностями [6]. Изменение расположения короткозамыкающих стенок (рис 4) в

середине периода неоднородности (+) или по неоднородности (o) позволяет возбуждать резонансные виды на границах соседних полосовых составляющих и, соответственно, оценить ширину полосы не пропускания между ними [6]. При этом необходимо учитывать знак дисперсии соответствующих гармоник полосовых составляющих ДХ.

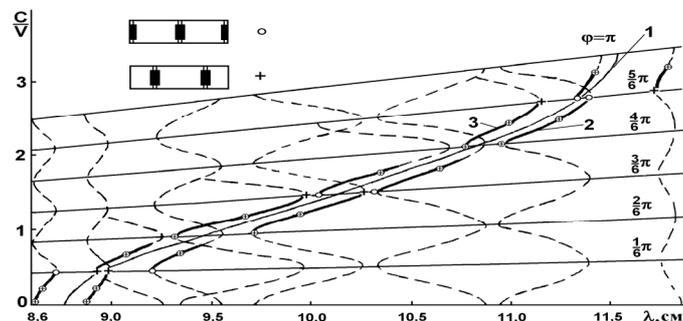


Рис. 4. ДХ ЦСНР с двумя периодами неоднородности. 1 – однородная; 2 – $\Delta d/d=-0,18$; 3 – $\Delta d/d=0,19$.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Комплексное применение МРВ и спектральных методов исследования ЭДХ ПС позволило выявить особенности процесса распространения волн при нарушении периодичности.

Источники финансирования

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности № 3.1155.2014/К, а также при поддержке гранта РФФИ №15-07-06307.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Силин Р.А., Сазонов В.П. Замедляющие системы. М.: Сов. радио, 1966. 632 с.
- [2] Savin A.N., Nakrap I.A., Vakhlaeva S.P., Korniyakov V.V. The automation of a resonant perturbation method to research electrodynamic characteristics of microwave devices. Proceedings of the 2015 International Conference on Testing and Measurement: Techniques and Applications (tmta2015), 16-17 January 2015, Phuket Island, Thailand. P. 7-9.
- [3] Накрап И.А., Савин А.Н. Физическая природа и особенности волнового процесса в почти периодических структурах вблизи границ полос пропускания и в полосах не пропускания // Труды Всероссийской научной конференции «Проблемы СВЧ Электроники». Москва, 24-25 октября 2013. М.: МИЭМ НИУ ВШЭ, 2013. С. 93-98.
- [4] Ланцош К. Практические методы прикладного анализа. Справочное руководство. Пер. с англ. М. 3. Кайнера; под ред. А. М. Лопшица. – М.: ГИФМЛ, 1961. 524 с.
- [5] Дашенков В.М. Методы исследования замедляющих систем: Дис. на соискание... докт. физ.-мат. наук. Саратов: СГУ, 1972.
- [6] Накрап И.А., Савин А.Н. Электродинамические характеристики цепочки связанных резонаторов с периодическими неоднородностями // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 17-ой Междун. Крымской конф. (КрыМиКо2007). –Украина. Севастополь: Вебер, 2007. С. 139-140.

Современное исследование микроволновых частотно-селективных устройств на основе периодических замедляющих структур и метаматериалов

Елизаров Андрей Альбертович

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»,
Департамент электронной инженерии
Москва, Россия
a.yelizarov@hse.ru

Кухаренко Александр Сергеевич

Отдел экспертизы АРМ
ООО «Сбербанк-Сервис»
Москва, Россия
alexk.05@mail.ru

Аннотация — В статье представлен анализ исследования физических и конструктивных особенностей, а также технической реализации новых конструкций микроволновых частотно-селективных устройств на основе периодических замедляющих систем и грибовидных метаматериалов.

Ключевые слова — замедляющие системы; метаматериалы; микроволновые частотно-селективные устройства; грибовидные структуры, миниатюризация

IV. ВВЕДЕНИЕ

В микроволновом диапазоне частотно-селективные и частотно-разделительные устройства реализуются на основе линий передачи с распределенными параметрами – волноводных, коаксиальных, микрополосковых и др., а также в виде комбинированных устройств с распределенными и сосредоточенными элементами. Особо следует выделить устройства, выполненные на основе периодических замедляющих систем и метаматериалов. Применение таких структур, благодаря резонансным явлениям в диэлектриках с большой диэлектрической проницаемостью и эффекту замедления электромагнитных волн, позволяет создавать микроволновые частотно-селективные устройства (МЧСУ) с габаритными размерами значительно меньшими рабочих длин волн, обладающие улучшенными электрическими характеристиками и низкой стоимостью [1 – 3].

I. ФИЗИЧЕСКИЕ И КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ МЧСУ

Физические и конструктивные особенности элементов МЧСУ в значительной мере определяются рабочим диапазоном длин волн.

В дециметровом диапазоне в качестве элементов МЧСУ используются полусосредоточенные структуры в виде компактных спиральных конструкций проводников и диэлектрических подложек с высокими значениями относительной диэлектрической и (или) магнитной проницаемости. Для этого участка спектра остро стоит проблема повышения добротности элементов частотно-селективных и частотно-разделительных устройств.

В сантиметровом диапазоне для элементов МЧСУ ис-

пользуется множество технических решений, основанных на применении схем, как с сосредоточенными, так и с распределенными элементами на основе регулярных и нерегулярных микрополосковых линий: спиральные, мандровые, на основе линий с гребенчатой и встречно-штыревой структурой, имеющие множество видов и модификаций.

Элементы МЧСУ миллиметрового диапазона отличаются особой спецификой и часто их выделяют в отдельный подраздел микроволновой техники.

Проблема миниатюризации полупроводниковых устройств микроволнового диапазона частично решена благодаря созданию миниатюрных гибридных и объемных интегральных схем СВЧ, включающих в себя различные устройства и их элементы, такие как смесители, гетеродины, усилители, генераторы, переключатели устройств и т.п. Однако в сравнении с активными твердотельными элементами, МЧСУ наиболее трудно поддаются миниатюризации даже в случае планарных схем СВЧ, вследствие достаточно высоких потерь на излучение и существенных трудностей при согласовании устройств по волновому сопротивлению. Использование же сосредоточенных элементов и комбинированных схем с распределенными и сосредоточенными элементами весьма ограничено из-за низкой добротности последних. Заметное улучшение параметров МЧСУ можно получить, используя в конструкциях проводники в виде замедляющих систем, а также керамику с высокими значениями ϵ и (или) μ .

Особо следует отметить возможность существенного улучшения характеристик МЧСУ за счет применения сосредоточенных, распределенных и комбинированных резонаторов при криогенных температурах с использованием явления высокотемпературной сверхпроводимости (ВТСП), а также метаматериалов.

II. МЧСУ НА ОСНОВЕ ГРИБОВИДНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ

Интерес к исследованию полосно-заграждающих структур на основе грибовидных метаматериалов обусловлен перспективностью их использования для создания МЧСУ с улучшенными характеристиками. В частно-

сти, разработки пространственных фильтров для развязки элементов в антенных решетках, проектирования специализированных экранов прецизионных антенн спутниковых систем навигации, антенн Фабри-Перо, конструирования облучателей и элементов поверхностей зеркальных антенн [4-6].

За последние несколько лет авторами предложен и исследован ряд МЧСУ, новые технические решения которых демонстрируют электродинамические и массогабаритные характеристики на уровне лучших мировых аналогов, а в ряде случаев превосходят их:

– планарный развязывающий фильтр на однослойном грибовидном метаматериале, позволяющий достичь значительного роста затухания колебаний (121,2 – 115,1 дБ) по сравнению с затуханием, обеспечиваемым импедансной металлической поверхностью (55,4 – 34,8 дБ), при ширине полосы запираания 130 МГц [1-3, 7];

– планарный развязывающий фильтр на многослойном грибовидном метаматериале с кольцевыми разомкнутыми резонаторами, обеспечивающий более чем двукратное расширение полосы запираания (до 270 МГц), по сравнению с фильтром на однослойной структуре, при среднем снижении затухания на 28,6 дБ [1 - 3, 7, 8];

– частотно-селективная поверхность на основе грибовидного метаматериала с 10% электронной перестройкой полосы запираания, осуществляемой с помощью варикапов в диапазоне L1 [5, 7, 8, 10];

– волноводный режекторный фильтр с магнитной стенкой из грибовидного метаматериала, обеспечивающий затухание 21-24 дБ в диапазоне 4,0 – 4,6 ГГц при ширине полосы запираания 500 МГц [6, 11, 13];

– планарный чувствительный элемент на грибовидном метаматериале, обеспечивающий контроль зазора до металлической поверхности и мониторинг относительной диэлектрической проницаемости по смещению резонансной частоты с чувствительностью 0,010-0,011, и по изменению коэффициента затухания с чувствительностью 0,012-0,014 [9, 12, 14].

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследованные физические и конструктивные особенности, а также предложенные технические решения МЧСУ на основе периодических замедляющих систем и метаматериалов могут быть также использованы в различных системах связи, радиолокации, в измерительной и медицинской аппаратуре, в трактах микроволновой термообработки материалов и изделий, и других областях науки, техники и промышленного производства.

Статья подготовлена в результате проведения исследования (№ 17-05-0009) в рамках Программы «Научный фонд Национального исследовательского университета „Высшая школа экономики“ (НИУ ВШЭ)» в 2017-2018 гг. и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации «5-100».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Елизаров А.А., Закирова Э.А. Микрорешетчатые СВЧ устройства на печатных платах с многослойными диэлектрическими подложками. М.: ИД Медиа Паблшер, 2016.
- [2] Кухаренко А.С., Елизаров А.А. Практическое использование метаматериалов в конструкциях устройств СВЧ. Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016.
- [3] Кухаренко А.С., Елизаров А.А. Анализ физических особенностей метаматериалов и частотно-селективных СВЧ-устройств на их основе // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. №5. С. 36-41.
- [4] Kukhareno A.S., Yelizarov A.A. Influence of Metamaterial Surface Impedance on Patch Antenna Coupling, in: Metamaterials 2016. Proceedings of the 10th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, September 17-22, 2016. Chania: FORTH, 2016. P. 222-224.
- [5] Yelizarov A.A., Kukhareno A.S. Metamaterial-based frequency selective surface with a band gap electronic adjustment, in: Proceedings of the 2016 German Microwave Conference, Bochum: IMATech e.V. Ratingen, 2016. P. 271-273.
- [6] Елизаров А.А., Назаров И.В., Кухаренко А.С. Исследование прямоугольного волновода с магнитной стенкой из грибовидного метаматериала // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2016. Т. VIII. № 5. С. 50-56.
- [7] Кухаренко А.С., Елизаров А.А. Методы расширения полосы заграждения сверхвысокочастотных устройств на основе планарных модифицированных грибовидных структур метаматериалов // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61. № 2. С. 192-198.
- [8] Кухаренко А.С., Елизаров А.А. Исследование частотно- селективной поверхности на основе планарного грибовидного метаматериала с электронной перестройкой полосы запираания // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61. № 9. С. 865-870.
- [9] Елизаров А.А., Кухаренко А.С., Скуридин А.А. Исследование чувствительного элемента на планарном грибовидном метаматериале // В кн.: Актуальные проблемы электронного приборостроения 2016. Материалы Международной научно-технической конференции. Т. 1. Саратов, 2016. С. 266-271.
- [10] Елизаров А.А., Кухаренко А.С. Патент РФ на изобретение №2585178. Частотно-селективная высокоимпедансная поверхность на основе метаматериала // Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень. 2016. № 15.
- [11] Кухаренко А. С., Елизаров А. А., Назаров И. В., Закирова М. И. Патент РФ на полезную модель № 166 254. Волноводный режекторный фильтр на метаматериале // Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень. 2016. № 32.
- [12] Кухаренко А.С., Елизаров А.А., Скуридин А.А., Закирова М.И. Патент РФ на полезную модель № 170 145. Чувствительный элемент на метаматериале // Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень. 2017. №11.
- [13] Yelizarov A.A., Nazarov I., Kukhareno A.S., Skuridin A.A. Investigation of a rectangular waveguide with a magnetic wall made of mushroom-shaped metamaterial, in: Proceedings of the 18th IEEE International Vacuum Electronic Conference (IVEC-2017), London, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2017. P. 129-130.
- [14] Yelizarov A.A., Nazarov I., Kukhareno A.S., Skuridin A.A. Investigation of microwave sensor on the planar mushroom-shaped metamaterial, in: Proceedings of the 18th IEEE International Vacuum Electronic Conference (IVEC-2017), London, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2017. P. 131-132.

Исследование широкополосного метаматериала на основе микрополосковой меандр-линии с щелевым экраном

Кухаренко Александр Сергеевич
Отдел экспертизы АРМ
ООО «Сбербанк-Сервис»
Москва, Россия
alexk.05@mail.ru

Елизаров Андрей Альбертович
Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»,
Департамент электронной инженерии
Москва, Россия
a.yelizarov@hse.ru

Аннотация — Исследованы физические свойства и предложена конструкция широкополосного метаматериала на основе микрополосковой меандр-линии с щелевым экраном, обладающая свойствами полосно-запирающего фильтра. Представлены экспериментальные измерения полосы запирающей частотно-селективной поверхности, изготовленной на основе описанной структуры, охватывающей полосы спутниковых систем навигации L1, L2, L3 и L5.

Ключевые слова — метаматериал; частотно-селективная поверхность; полосно-запирающие структуры; полосковые структуры СВЧ

I. ВВЕДЕНИЕ

Современные исследования физических свойств метаматериалов подтверждают преимущества использования этих структур при создании частотно-селективных поверхностей, развязывающих фильтров, а также радиомаскирующих покрытий и экранов [1-5].

Чаще всего метаматериалы образуются большим количеством резонансных элементов, равномерно распределенных на плоскости или по объему структуры. Поскольку размеры таких элементов, по крайней мере, в десять раз меньше рабочей длины волны, они обладают очень узкой рабочей полосой, которая может быть расширена путем использования многорезонансных конструкций [6-8], однако этого по-прежнему не достаточно для создания широкополосных структур.

Для получения существенного расширения рабочей полосы метаматериала предложена конструкция, образованная суперпозицией микрополосковой меандр-линии и щелевого экрана [9-11]. В настоящей работе исследованы физические особенности такого метаматериала, а также представлены экспериментальные результаты измерения его полосы запирающей.

II. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ МЕТАМАТЕРИАЛА

Структура исследуемого метаматериала представлена на рис. 1. Она была спроектирована с целью обеспечить полосу запирающей, охватывающую все рабочие диапазоны спутниковых систем навигации.

Конструкция представляет собой трехслойную печатную плату (1). Микрополосковая меандр-линия (2) с периодом T и шириной W , равной четверти длины волны на центральной частоте полосы запирающей, расположена на верхнем слое платы. Щелевой экран (3) сформирован на среднем слое платы и равномерно распределен вдоль всей длины меандр-линии L параллельно с ней. Длина щелевых линий экрана не должна быть при этом меньше ширины меандр-линии W . На нижнем слое платы расположен общий металлический экран (4). Щелевой экран (2) отделен от меандр-линии (3) и металлического экрана (4) слоями диэлектрика (5).

Такая конструкция является частотно-селективной поверхностью, работающей следующим образом. Микрополосковая меандр-линия выступает в виде фильтра нижних частот (ФНЧ), в то время как линии щелевого экрана образуют фильтр верхних частот (ФВЧ). Используя комбинацию этих структур, можно получить полосно-пропускающий или полосно-задерживающий фильтр в зависимости от положения частот отсечек ФНЧ и ФВЧ. В данном случае эти частоты определяются геометрическими размерами микрополосковой меандр-линии и линий щелевого экрана. Наличие большого числа неоднородностей, равномерно распределенных по длине структуры вдоль направления распространения электромагнитной волны и обладающих резонансными свойствами, обуславливает получение искусственного материала, обладающего отрицательными значениями диэлектрической и магнитной проницаемости в полосе запирающей полосно-запирающего фильтра, образованного суперпозицией микрополосковой меандр-линии и линиями щелевого экрана.

Экспериментальный макет конструкции метаматериала по рис. 1 был изготовлен со следующими геометрически-

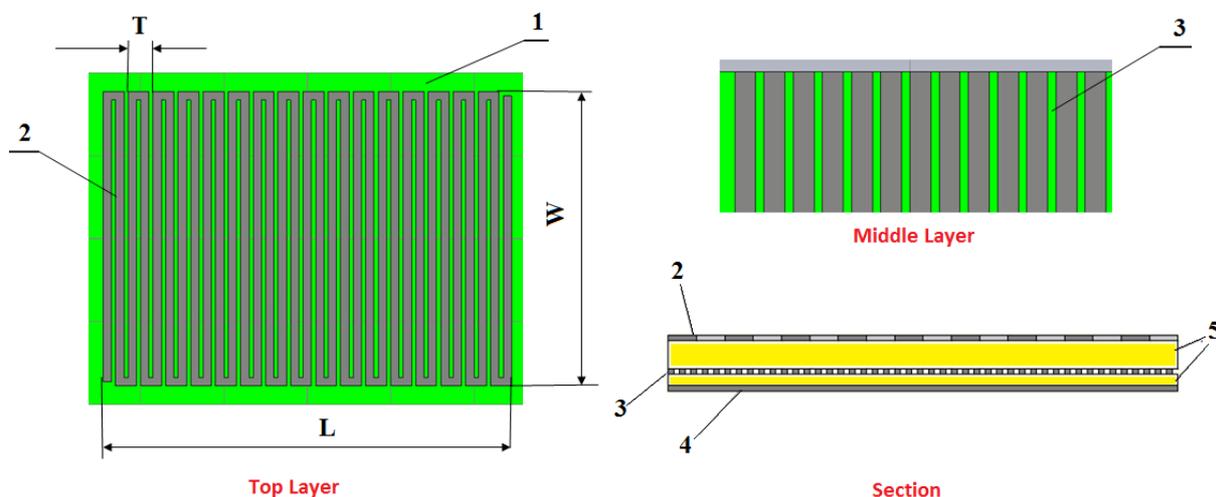


Рис. 1. Конструкция широкополосного метаматериала.

ми размерами: $W=61$ мм, $T=6$ мм, $L=240$ мм, ширина щелевых линии экрана – 0.2 мм. Материал подложки - Arlon AD250 ($\epsilon = 2.5$). Толщина подложки между микрополоско-

риала демонстрируют полосу записания шириной почти в октаву. Полученная конструкция может быть использована при конструировании широкополосных полосонозапирающих структур СВЧ различного назначения.

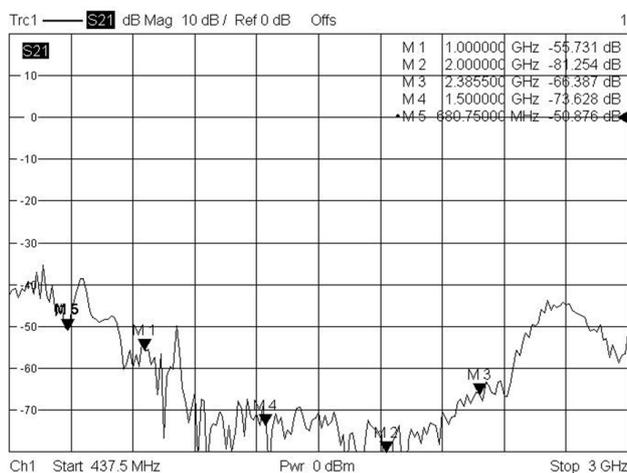


Рис. 2. Результаты измерений полосы записания метаматериала

вой меандр-линией и щелевым экраном – 2 мм, а между щелевым экраном и общим металлическим экраном – 0,5 мм.

Результаты измерения полосы записания представленной конструкции приведены на рис. 2. Видно, что структура обладает широкой полосой записания (0,9-2,5 ГГц по уровню минус 10 дБ и 1,25-2,25 ГГц по уровню минус 30 дБ), покрывая рабочие полосы систем спутниковой навигации L1, L2, L3 и L5. Это позволяет использовать предложенную конструкцию в качестве развязывающего фильтра при конструировании специальных экранов антенных систем.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлен широкополосный метаматериал, выполненный на основе микрополосковой меандр-линии и щелевого экрана. Приведенные экспериментальные результаты измерений параметров конструкции метамате-

Статья подготовлена в результате проведения исследования (№ 17-05-0009) в рамках Программы «Научный фонд Национального исследовательского университета „Высшая школа экономики“ (НИУ ВШЭ)» в 2017-2018 гг. и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации «5-100».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Кухаренко А.С., Елизаров А.А. Практическое использование метаматериалов в конструкциях устройств СВЧ. Saarbrucken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016.
- [2] A.K. Rashid, B. Li and Z. Shen, “An overview of tree-dimensional frequency-selective structures,” *IEEE AP Magazine*, vol. 56, No 3, pp. 43-67, 2014.
- [3] F. Capolino, *Metamaterials handbook. Vol. II. Applications of Metamaterials*, Taylor & Francis Group, 2009, 724 p.
- [4] N. Engheta and R. W. Ziolkowsky, *Metamaterials - physics and engineering exploration*, Danvers, USA: John Wiley & Sons Inc., 2006, 414 p.
- [5] S.N. Boyko, A.S. Kukhareno and Y.S. Yaskin, “EBG metamaterial ground plane application for GNSS antenna multipath mitigation,” *IEEE IWAT 2015 conference proceedings*, pp. 178-181, 2015.
- [6] A. Sanada, C. Calos and T. Itoh, “Planar distributed structures with negative refractive index,” *IEEE Trans. MTT*, vol. 52, No 4, pp.1252-1263, 1999.
- [7] Кухаренко А.С., Елизаров А.А. Анализ физических особенностей метаматериалов и частотно-селективных СВЧ-устройств на их основе // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т 9. №5. С. 36-41.
- [8] Кухаренко А.С., Елизаров А.А. Методы расширения полосы заграждения СВЧ устройств на основе планарных модифицированных грибовидных структур метаматериалов // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61. № 2. С. 192-198.
- [9] D.M. Pozar, *Microwave engineering*, New-York, USA: John Wiley & Sons Inc., 1998, 720 p.
- [10] Бойко С.Н., Кухаренко А.С., Косякин С.В., Яскин Ю.С. Патент РФ на изобретение № 2594947. Метаматериал. Оpubл. в БИ № 23, 20.08.2016.
- [11] A.B. Numan and M. S. Sharawi, “Extraction of material parameters of metamaterials using a full-wave simulator,” *IEEE AP Magazine*, vol. 55, No 5, pp. 202-211, 2013.

Моделирование волноводной нагрузки с торцевой стенкой из грибовидного метаматериала

Малинова О.Е., Сидорова Т.В., Назаров И.В., Елизаров А.А.

Национальный исследовательский университет

«Высшая школа экономики»,

Департамент электронной инженерии

Москва, Россия

a.yelizarov@hse.ru

Аннотация — С использованием программных средств Ansoft HFSS проведено моделирование волноводной согласованной нагрузки с торцевой стенкой, выполненной из грибовидного метаматериала. Получены зависимости КСВН и коэффициента отражения от частоты. Преимуществом предложенной конструкции является достижение высокой собственной добротности грибовидной структуры метаматериала при геометрических размерах распределенных контуров, значительно меньших рабочей длины волны, что позволяет создать малогабаритную волноводную нагрузку микроволнового диапазона.

Ключевые слова — волноводная нагрузка, коэффициент стоячей волны; грибовидный метаматериал; частотно-селективная поверхность; ферромагнитная пленка

I. ВВЕДЕНИЕ

Волноводная согласованная нагрузка является одним из стандартных узлов современной микроволновой аппаратуры. Основными техническими требованиями, предъявляемыми на практике к таким устройствам, являются широкополосность, высокий уровень рассеиваемой и низкий уровень отражаемой мощности, малые габариты и масса.

В сантиметровом диапазоне длин волн применяются согласованные нагрузки, выполненные в виде короткозамкнутого отрезка волновода со встроенным поглощающим элементом в виде одноэкспоненциального или двухэкспоненциального клина из диэлектрика с резистивным покрытием, или ферроэпоксидного композитного материала, имеющего длину, равную половине длины волны в волноводе и более [1]. Такие нагрузки обладают минимальным значением коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН) - 1,02-1,05 в достаточно широкой полосе частот, составляющей 20-30% и более от средней рабочей частоты, однако отличаются сравнительно большими габаритными размерами и массой.

При создании согласованных нагрузок для миллиметрового диапазона возникают трудности, связанные с необходимостью обеспечения широкополосного согласования при достаточно сильной дисперсии диэлектрической и магнитной проницаемостей резистивных материалов и ферроэпоксидных компонентов, применяющихся в качестве поглощающих элементов.

II. ВОЛНОВОДНЫЕ НАГРУЗКИ НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛОВ

В настоящее время параметры согласованных нагрузок микроволнового диапазона удается значительно улучшить при использовании частотно-селективных поверхностей из метаматериалов (фотонных кристаллов).

Примером конструкции такой нагрузки является короткозамкнутый с одной стороны, отрезок прямоугольного волновода с размещенной в нем структурой из чередующихся слоев диэлектриков с различными значениями толщины и диэлектрической проницаемости, и нанометровых слоев металла с различными значениями толщины и удельной электропроводности [2]. Такая волноводная нагрузка является широкополосной, однако требует создания нанометровых металлических слоев с определенным значением поверхностного сопротивления, и диэлектрических слоев, обладающих строго определенными значениями диэлектрической проницаемости, тангенса угла диэлектрических потерь и толщины. Только в этом случае в ней обеспечивается монотонное уменьшение электрического поля вдоль структуры по направлению к торцевой стенке и достигается величина КСВН менее 1,20 в рабочей полосе частот.

При создании волноводных нагрузок перспективно также использование частотно-селективных поверхностей, содержащих ряд элементарных резонансных ячеек на основе грибовидных метаматериалов. Однако, как показано в работе [3], такая поверхность, используемая в качестве торцевой стенки прямоугольного волновода, обеспечивает сравнительно малый уровень затухания, не превышающий (-4,5 дБ) на резонансной частоте 4,412 ГГц в узкой рабочей полосе, а также высокий КСВН, превышающий 1,5.

Для увеличения коэффициента затухания волны в грибовидной структуре, расширения полосы рабочих частот и снижения КСВН [4, 5], авторами предложена конструкция волноводной согласованной нагрузки, в которой на поверхность метаматериала нанесена ферромагнитная пленка.

III. МОДЕЛЬ ВОЛНОВОДНОЙ НАГРУЗКИ НА ГРИБОВИДНОМ МЕТАМАТЕРИАЛЕ

На рисунке 1 показана модель волноводной нагрузки в программе Ansoft HFSS ver.13 и силовые линии напряженности поля волны H_{10} , возбуждающей магнитную торцевую стенку из метаматериала.

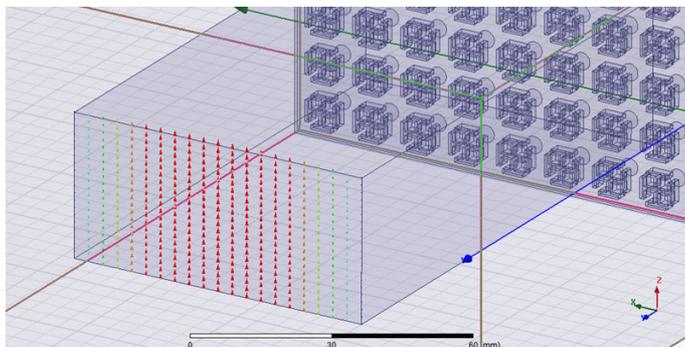


Рис. 1. Модель волноводной нагрузки в программе Ansoft HFSS.

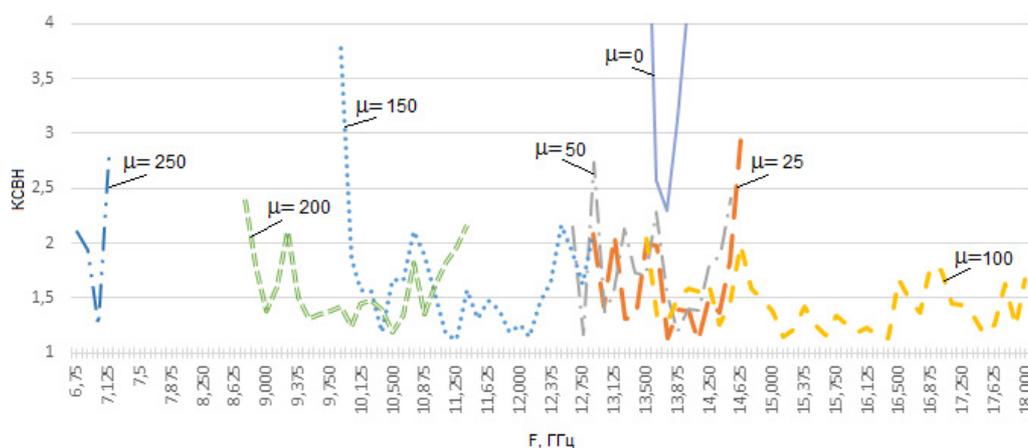


Рис. 2. Зависимости КСВН от частоты для волноводной нагрузки на грибовидном метаматериале.

При равенстве длины волноводной нагрузки половине рабочей длины волны, на торцевой стенке достигается минимальное значение напряженности электрического поля, что способствует плавному затуханию электромагнитной волны. Торцевая стенка волноводной нагрузки представляет собой периодическую структуру, выполняется из грибовидного метаматериала и является магнитной. На такой стенке все тангенциальные компоненты магнитного поля и нормальные компоненты электрического поля устанавливаются равными нулю. Нанесение ферромагнитной пленки, толщина которой выполняется не меньшей, чем толщина проводников колебательных контуров метаматериала, позволяет обеспечить необходимое затухание электромагнитной волны и расширить рабочую полосу частот предлагаемой волноводной нагрузки.

На рис.2 показаны зависимости КСВН волноводной нагрузки от частоты при изменении относительной магнитной проницаемости пленки, нанесенной на грибовидный метаматериал: $\mu = 0$ (пленка отсутствует); 25; 50; 100; 150; 200; 250. Анализ полученных кривых показывает, что при отсутствии ферромагнитной пленки минимальный КСВН равен 2,3 на резонансной частоте 13,75 ГГц, что свидетельствует об отсутствии согласования. При нанесении на

грибовидный материал ферромагнитной пленки, с увеличением ее относительной магнитной проницаемости, согласование улучшается, что позволяет получить КСВН менее 1,5 в различных по ширине интервалах частот. Так при $\mu = 150$ на частоте 10,375 ГГц КСВН = 1,182, на частоте 11,250 ГГц, КСВН = 1,118; на частоте 12,125 ГГц, КСВН = 1,152. Наиболее широкая рабочая полоса достигается при $\mu = 100$ в интервале частот 14,875 – 16,500 ГГц, при этом КСВН изменяется от 1,13 до 1,15. Следует также отметить, что изменением относительной магнитной проницаемости пленки можно обеспечить частотный сдвиг и

некоторое расширение рабочей полосы частот волноводной нагрузки.

Статья подготовлена в результате проведения исследования (№ 17-05-0009) в рамках Программы «Научный фонд Национального исследовательского университета „Высшая школа экономики“ (НИУ ВШЭ)» в 2017 — 2018 гг. и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации «5-100».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. М.: Высшая школа, 1970. Т.1.С.244-245.
- [2] Усанов Д.А. Мещанов В.П., Скрипаль А.В., Попова Н.Ф., Пономарев Д.В., Мерданов М.К. Согласованные нагрузки сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн на СВЧ фотонных кристаллах // ЖТФ. 2017. Т. 87, № 2. С. 216-220.
- [3] Li L., Li B., Liu H., Liang C. Locally resonant cavity cell model for electromagnetic band gap structures // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. V. 54, № 1. P. 90-100.
- [4] Кухаренко А. С., Елизаров А. А. Практическое использование метаматериалов в конструкциях устройств СВЧ. Saarbrucken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016.
- [5] Кухаренко А.С., Елизаров А.А. Анализ физических особенностей метаматериалов и частотно-селективных СВЧ-устройств на их основе // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т 9. №5. С. 36-41.

Анализ замедляющей системы типа «коаксиальная ребристая линия» и разработка СВЧ устройств на ее основе

Савина Наталья Сергеевна

Московский Технический Университет Связи и Информатики

Москва, Россия

ymnayablondina4ka2009@rambler.ru

Аннотация — Работа посвящена исследованию особенностей аксиально-симметричной замедляющей системы типа «коаксиальная ребристая линия», ее аналитическому расчету, моделированию параметров исследуемой системы и созданию на ее основе малогабаритных СВЧ устройств различного назначения.

Ключевые слова — замедляющие системы; коаксиальная ребристая линия; волновое сопротивление; коэффициент замедления; дисперсионная характеристика

IV. ВВЕДЕНИЕ

Аксиально – симметричные периодические структуры и резонаторы обладают рядом преимуществ по сравнению со спиральными системами. Они более технологичны, механически жестки и электрически прочны, допускают рассеяние больших мощностей. Электродинамические системы, однородные по азимуту, обладают такими важными свойствами, как гибридность возбуждаемых в них азимутально – неоднородных типов волн и способность неискаженной передачи произвольного поляризованного состояния электромагнитного поля. Такие системы обладают симметрией вращения бесконечного порядка и трансляционной симметрией, т.е. структуры совмещаются сами с собой при повороте на произвольный, в том числе бесконечно малый угол [1-3].

Основными достоинствами коаксиальной ребристой линии являются азимутальная однородность формируемого электромагнитного поля, малая дисперсия и широкополосность, с возможностью их коррекции, а также способность рассеивать большие мощности по сравнению со спиральными замедляющими системами.

Теоретический и практический интерес изучения волновых процессов в коаксиальной ребристой линии обусловлены возможностью создания на ее основе высокоэффективных миниатюрных СВЧ узлов и модулей, отличающихся от существующих высокой надежностью, быстродействием, стабильностью электрофизических параметров и характеристик, отвечающих требованиям электромагнитной совместимости и обладающих низкой стоимостью.

V. ДИСПЕРСИОННОЕ УРАВНЕНИЕ

Главным достоинством СВЧ устройств на основе коаксиальной линии является возможность уменьшения габаритных размеров этих устройств за счет эффекта за-

медления электромагнитных волн, если один или оба электрода коаксиальной линии сделать ребристыми [4-5]

Рассмотрим резонансный отрезок коаксиальной линии, внутренний и внешний электроды которого имеют кольцевые ребра (Рис.1). Внешний радиус внутреннего электрода – c , внутренний радиус внешнего электрода – a , радиусы выточек p и b соответственно.

Ограничимся рассмотрением случая, когда длина волны в резонансном отрезке коаксиальной линии значительно превышает ширину выточек и расстояние между ними, т.е. толщину ребер. Толщину ребер считаем бесконечно малой.

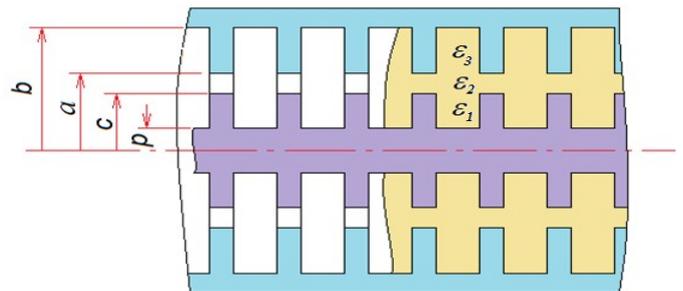


Рис. 1. Отрезок замедляющей системы на основе коаксиальной ребристой линии

Так как в большинстве случаев практического применения такой электродинамической структуры требуется возбуждение аксиально – симметричной волны E – типа, то для получения дисперсионного уравнения достаточно найти проводимости электрического типа и приравнять их на границах областей, образующих рассматриваемый резонансный отрезок [6]. Таких областей три. Первая образована выточками во внутреннем электроде, вторая – область между электродами, третья – образована выточками во внешнем электроде. Все три области заполнены средой с разными относительными диэлектрическими проницаемостями. Так как выточки во внутреннем и внешнем электродах образуют последовательность радиальных линий, то проводимости в произвольном сечении этих линий определяются следующими выражениями:

$$Y_1^E(r) = -\frac{j\omega\varepsilon_1 J_1(rk_1) + D_1 N_1(rk_1)}{k_1 J_0(rk_1) + D_1 N_0(rk_1)}$$

$$Y_2^E(r) = -\frac{j\omega\varepsilon_2 J_1(rk_2) + D_2 N_1(rk_2)}{k_2 J_0(rk_2) + D_2 N_0(rk_2)}$$

Здесь k_1, k_3 – волновые числа, соответствующие средам в первой и третьей областях, ω – угловая частота, $J_{0,1}; N_{0,1}$ – функции Бесселя, D_1, D_3 – постоянные интегрирования. Отрицательный знак в выражениях взят потому, что поток мощности противоположен направлению радиальной координаты. При этом за направление проводимости выбираем направление, совпадающее с направлением координаты.

Считая проводимость у основания ребер, т.е. при $r = p$ и $r = b$, бесконечной и подставляя значения постоянных интегрирования в этом случае получим выражения для проводимостей на внутренней и внешней границах второй области:

$$Y_1^\varepsilon(c) = -\frac{j\omega\varepsilon_1}{k_1} bct(ck_1, pk_1),$$

$$Y_2^\varepsilon(a) = -\frac{j\omega\varepsilon_2}{k_3} bct(ak_3, bk_3),$$

где $bct(x,y)$ – разностный (радиальный) котакгенс [7].

Во второй области фазовая скорость волны меньше скорости света в среде, поэтому решение волнового уравнения для этой области находится в виде комбинации модифицированных функций Бесселя. Выражение для радиальной проводимости электрического типа во второй области имеет следующий вид:

$$Y_2^\varepsilon(r) = -\frac{j\omega\varepsilon_2}{\tau} \frac{I_1(r\tau) + D_2 K_1(r\tau)}{I_0(r\tau) + D_2 K_0(r\tau)},$$

где D_2 – постоянная интегрирования.

Задавая значения r на внутренней и внешней границах второй области и учитывая, что проводимости на границах второй области должны быть непрерывны, решаем это уравнение относительно D_2 и получаем:

$$\frac{I_1(c\tau) + \frac{\tau}{k_1} \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} I_0(c\tau) bct(ck_1, pk_1)}{K_1(c\tau) - \frac{\tau}{k_1} \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} K_0(c\tau) bct(ck_1, pk_1)} = \frac{I_1(a\tau) + \frac{\tau}{k_3} \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} I_0(a\tau) bct(ak_3, bk_3)}{K_1(a\tau) - \frac{\tau}{k_3} \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} K_0(a\tau) bct(ak_3, bk_3)}$$

Это уравнение и является дисперсионным уравнением рассматриваемой системы. Для его упрощения введем следующие обозначения:

$$y_1 = -\sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}} bct(ck_1, pk_1), \quad y_2 = -\sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}} bct(ak_3, bk_3),$$

$$\varphi_{1\varepsilon} = \frac{I_1(c\tau) K_1(a\tau)}{K_1(c\tau) I_1(a\tau)}$$

С учетом этих обозначений дисперсионное уравнение можно записать так, что в его левой части будет стоять произведение собственных уравнений внутреннего и внешнего электродов:

$$\left[1 - \tau \frac{K_0(c\tau)}{K_1(c\tau)} y_1\right] \left[1 - \tau \frac{I_0(a\tau)}{I_1(a\tau)} y_2\right] = \varphi_{1\varepsilon} \left[1 + \tau \frac{I_0(c\tau)}{I_1(c\tau)} y_1\right] \left[1 + \tau \frac{K_0(a\tau)}{K_1(a\tau)} y_2\right].$$

Из этого уравнения следует, что при большом расстоянии между электродами, функция $\varphi_{1\varepsilon}$ близка к нулю, и дисперсионное уравнение распадается на два независимых уравнения, решение каждого из которых позволяет найти фазовые постоянные поверхностных волн, распространяющихся около ребристого стержня и внутри диафрагмированного волновода.

VI. СЛУЧАЙ ОТНОСИТЕЛЬНО НИЗКИХ ЧАСТОТ

В случае относительно низких частот поперечные размеры коаксиальной линии обычно выбираются существенно

меньше, чем длины волны сигнала. При этом аргументы функций Бесселя, входящие в дисперсионное уравнение малы, и эти функции могут быть заменены приближенными выражениями. Учитывая это и то, что внутреннее пространство между электродами заполнено изотропной средой с относительной диэлектрической проницаемостью ε , для расчета коэффициента замедления находим:

$$N \approx \beta/k \approx \sqrt{\varepsilon \frac{\ln(b/p)}{\ln(a/c)}}.$$

На рисунке 2 показаны рассчитанные в MathCAD зависимости коэффициента замедления коаксиальной ребристой линии от отношения b/p при $\varepsilon=1$ и изменении отношения внутреннего радиуса внешнего электрода a к внешнему радиусу внутреннего электрода c .

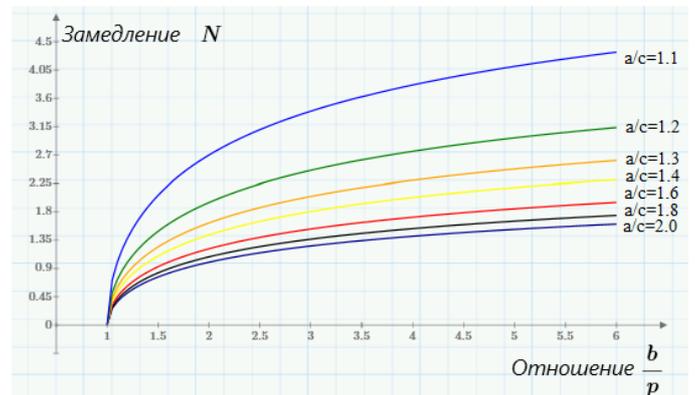


Рис.2. Зависимости коэффициента замедления коаксиальной ребристой линии от ее геометрических размеров

Из формул и полученных кривых следует, что замедление волны в коаксиальной ребристой линии при относительно низких частотах определяется только отношением радиусов электродов и выточек в них.

В случае относительно низких частот дисперсионное уравнение коаксиальной ребристой линии может быть также найдено путем замены рассматриваемой системы эквивалентной длинной линией:

$$\frac{\beta}{k_2} \approx \sqrt{\frac{L_0 C_0}{\varepsilon \mu_0}},$$

где L_0 – эквивалентная погонная индуктивность, C_0 – эквивалентная погонная емкость, μ_0 – магнитная проницаемость среды.

Знание эквивалентных параметров L_0 и C_0 позволяет найти волновое сопротивление:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}.$$

Величину емкости C_0 можно определить как погонную емкость между двумя коаксиально расположенными цилиндрами с радиусами c и a :

$$C_0 = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{a}{c}}$$

Индуктивность L_0 складывается из индуктивности, создаваемой выточками в электродах, и индуктивности, определяемой магнитным потоком, пронизывающим область между электродами. В результате получаем:

$$L_n = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{b}{p}$$

Тогда волновое сопротивление определяется по следующей формуле:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}} \ln \frac{b}{p} \ln \frac{a}{c}$$

На Рис.3 показаны рассчитанные по полученной формуле с помощью MathCAD зависимости волнового сопротивления в [Ом] от отношения b/p при $\epsilon=1$ и изменении отношения a/c .

Из полученных кривых видно, что при сравнительно небольшом зазоре между электродами, при $a/c = 1,1 \dots 1,4$, волновое сопротивление достаточно велико, в то время как коэффициент замедления превышает 2...4. Это делает возможным уменьшить практически в 2...4 раза продольные размеры элементов, изготовленных из отрезков коаксиальной ребристой линии [8].

Абсолютное значение замедления:

$$N_{\text{abs}} = \frac{D}{k} \approx \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0}}$$

Подставляя численные значения постоянных и выражение для абсолютного значения замедления в формулу волнового сопротивления, получаем:

$$Z_0 = 60 N_{\text{abs}} \ln \frac{a}{c}$$

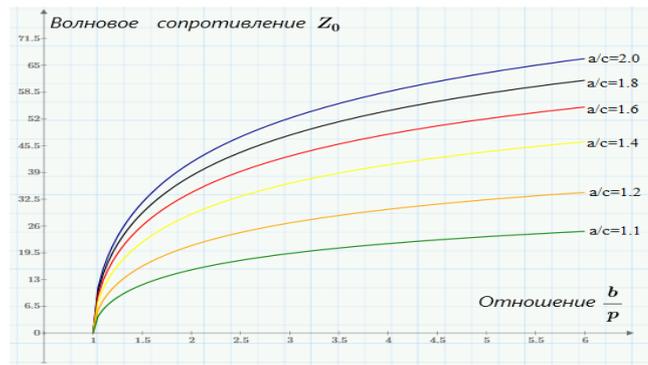


Рис. 3. Зависимости волнового сопротивления коаксиальной ребристой линии от ее геометрических размеров

Таким образом, волновое сопротивление оказывается в N_{abs} раз больше, чем в такой же коаксиальной линии без радиальных выточек и без диэлектрического заполнения.

Полученное соотношение позволяет рассчитать замедление волны, а также волновое сопротивление в коаксиальной ребристой линии. Применение такой линии представляет практический интерес, так как позволяет уменьшить её продольный размер при сохранении электрической длины [9].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Силин Р.А., Сазонов В.П. Замедляющие системы. М.: Сов. радио, 1966.
- [2] Силин, Р.А. Периодические волноводы. М.: Фазис, 2001.
- [3] Найденко В.И., Дубровка Ф.Ф. Аксиально-симметричные периодические структуры и резонаторы. Киев: Вища шк., 1985.
- [4] Елизаров А.А., Шаймарданов Р.В. // Т-Comm: телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 54-55.
- [5] Елизаров А.А., Пчельников Ю.Н. Радиоволновые элементы технологических приборов и устройств с использованием электродинамических замедляющих систем. М.: Радио и связь, 2002.
- [6] Лошаков Л. Н., Пчельников Ю. Н. Теория и расчет усиления лампы с бегущей волной. М.: Сов. радио, 1964.
- [7] Грэй Э., Мэтьюз Г.Б. Функции Бесселя и их приложения к физике и механике. М.: ИЛ, 1953.
- [8] Yelizarov A.A., Pchel'nikov Y.N., Karavashkina V.N., Shaymardanov R.V. In proc. 16th IEEE Int. Vacuum Electron. Conf. IVEC-2015 (Beijing, 2015). P. 142.
- [9] Елизаров А.А., Каравашкина В.Н., Нестерова Д.А., Шаймарданов Р.В. // Т-Comm: телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 10. С. 24.

Исследование возможностей применения микроволнового излучателя на основе коаксиального ребристого стержня

Каравашкина Валентина Николаевна
Московский технический университет связи
и информатики, кафедра «Электроника»
Москва, Россия
box2807@mail.ru

Елизаров Андрей Альбертович,
Шаймарданов Руслан Варисович
Национальный исследовательский университет
«Высшая школа экономики»,
Департамент электронной инженерии
Москва, Россия
a.yelizarov@hse.ru

Аннотация — В статье рассмотрены особенности применения замедляющей системы типа «коаксиальный ребристый стержень в анизотропно-проводящем экране» в качестве излучающего элемента для медицинского применения. Проанализированы конструктивно-технологические особенности такой системы.

Ключевые слова — замедляющие системы; ребристый стержень; микроволновые излучатели; физиотерапия, миниатюризация

VII. ВВЕДЕНИЕ

В качестве одного из перспективных направлений применения замедляющих систем можно рассматривать создание облучателей для физиотерапии на их основе. Как правило, замедляющие системы изготавливаются в виде периодических в продольном направлении структур, характеристики излучения которых во многом зависят от конструктивного исполнения, используемых материалов и рабочей среды, в которую направляется энергия. В зависимости от конфигурации проводников, электромагнитное поле может быть сформировано вблизи поверхности излучателя так, чтобы основная часть его приходилась на заданный объем окружающего пространства. Поскольку энергия электромагнитного поля концентрируется пропорционально квадрату коэффициента замедления, появляется возможность дополнительно уменьшить геометрические размеры облучателя, что позволяет расширить область применения облучателя при лечении меньших по размерам участков биоткани [1, 2]. В данной работе рассмотрены результаты моделирования облучателя в виде коаксиального ребристого стержня при различных условиях экранирования. Приведены и проанализированы результаты теоретических и экспериментальных исследований. Получены частотные зависимости КСВН замедляющей системы в различных по конфигурации экранах.

I. ФИЗИЧЕСКИЕ И КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ КОАКСИАЛЬНОГО РЕБРИСТОГО СТРЕЖНЯ

Физические и конструктивные особенности замедляющих систем во многом определяются рабочей длиной волны и формой проводников.

Замедляющие системы обладают рядом особенностей, благодаря которым можно повысить эффективность взаимодействия устройств на их основе с окружающей средой. Возможность концентрации энергии пропорционально квадрату обеспечиваемого структурой замедления вместе с поверхностным характером распределения электромагнитного поля позволяет добиться ограничения области взаимодействия волны с рабочим объемом ткани. Такой вид распределения сохраняется в широком диапазоне частот и при различных коэффициентах замедления из-за дисперсионных явлений в структуре. В большинстве случаев в таких структурах существует гибридная волна с преимущественным сосредоточением энергии электрического или магнитного поля в заданных областях. Когда поле представлено небольшой суммой пространственных гармоник, его энергия концентрируется в слое, меньшем $1/6$ периода замедляющей системы, что позволяет использовать относительно низкочастотные источники излучения с заданными параметрами излучения. При достаточно больших коэффициентах замедления возможно излучение даже в такую оптически плотную среду как биоткань.

Ребристый стержень отдельно представляет собой один из видов замедляющих систем с чисто поперечным излучением, распределением которого можно управлять. Для этого было предложено поместить его в азимутально-неоднородный экран [3, 4]. Наличие экрана позволяет улучшить направленные свойства электромагнитной волны, сосредоточить излучение в узком секторе и лучше согласовать экранированную часть структуры с окружающим пространством.

II. МОДЕЛЬ ИЗЛУЧАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ КОАКСИАЛЬНОГО РЕБРИСТОГО СТЕРЖНЯ В РАЗЛИЧНЫХ ВИДАХ ЭКРАНОВ

На рисунке 1 представлена диаграмма направленности в вертикальной плоскости ребристого стержня без экрана, излучение которого распределено по азимутальному направлению.

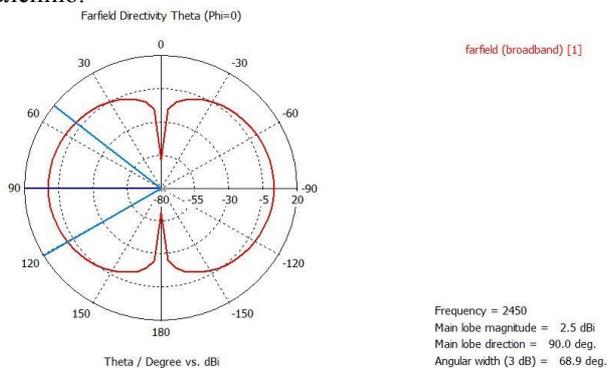


Рис. 1. Диаграмма направленности коаксиального ребристого стержня в продольной плоскости.

При различных количестве и конфигурациях прорезей в экране можно добиться существования одного или нескольких максимумов излучения в азимутальном направлении, а также изменить угол излучения как в азимутальном, так и в продольном направлениях [5, 6].

На рисунке 2 представлен результат моделирования коаксиального ребристого стержня в экране с прорезью шириной 10° при относительной диэлектрической проницаемости среды $\epsilon=5,6$ (слева) и $\epsilon=1$ (справа).

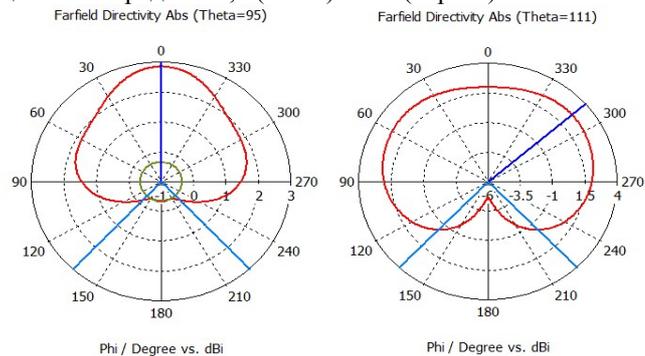


Рис. 2. Диаграммы направленности коаксиального ребристого стержня в экране с одной прорезью в азимутальной плоскости.

Благодаря наличию щелевого разреза волновое сопротивление конструкции возрастает с увеличением его углового разреза. Плавное увеличение размера щели по направлению к торцу стержня позволяет избежать скачка волнового сопротивления на конце структуры. Вне зависимости от углового размера щели, максимум излучения будет находиться в плоскости симметрии экранирующего проводника, что позволяет зафиксировать главный лепесток диаграммы направленности в азимутальном направлении.

Практический интерес представляют диаграммы направленности излучателя, находящегося в среде с относительной диэлектрической проницаемостью, большей 1, так как ткани живого организма оптически более плотные. Затухание электромагнитного поля в такой среде сужает область излучения, при этом в структуре с узкими щелями появляется обратный лепесток. Данное явление может применяться для получения симметричной области излучения в продольной плоскости. В таком случае большой эффект достигнут при помещении коаксиального ребристого стержня в цилиндрический экран с двумя симметричными прорезями.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследованные физические и конструктивные особенности замедляющей системы в виде коаксиального ребристого стержня позволяют разрабатывать способы получения излучения заданной мощности в узком направлении и на сравнительно небольшом расстоянии от излучателя. Полученное за счет формы внутренних и внешних проводников распределение электромагнитного поля обеспечивает дополнительное замедление в структуре, что дает возможность уменьшать геометрические размеры устройств с сохранением их электрической длины.

Статья подготовлена в результате проведения исследования (№ 17-05-0009) в рамках Программы «Научный фонд Национального исследовательского университета „Высшая школа экономики“ (НИУ ВШЭ)» в 2017 — 2018 гг. и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации «5-100».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Пчельников Ю.Н. Излучение замедленной электромагнитной волны в магнитодиэлектрик // Радиотехника и электроника. 1995. Т.40. № 4. С.532-538.
- [2] Елизаров А.А. Особенности применения замедленных электромагнитных волн в биологии и медицине / А.А. Елизаров, Р.В. Шаймарданов // Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2012. 121 Материалы 10-й юбилейной Международной научно-технической конференции, Саратов: Саратовский государственный технический университет, 2012. – С. 219-227.
- [3] Yelizarov A.A., Pchelnicov Y.N., Karavashkina V.N., Shaymardanov R.V. Medical application of microwave radiator on coaxial ribbed line // Proceedings of the 16th IEEE International Vacuum Electronic Conference (IVEC-2015). Beijing: Institute of Electrical and Electronics Engineers. 2015. P. 413-414.
- [4] Елизаров А.А., Шаймарданов Р.В., Пчельников Ю.Н., Каравашкина В.Н. Исследование замедляющей системы типа "ребристый стержень в азимутально-неоднородном экране"// Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10. № 7. С. 3-12.
- [5] Yelizarov A.A., Pchelnicov Y.N., Karavashkina V.N., Shaymardanov R.V. Computer Simulation of Microwave Radiator on Coaxial Ribbed Line // Proceedings of the 16th IEEE International Vacuum Electronic Conference (IVEC-2015). Beijing: Institute of Electrical and Electronics Engineers. 2015. P. 142-143.
- [6] Елизаров А.А., Каравашкина В.Н., Нестерова Д.А., Шаймарданов Р.В. Моделирование микроволнового излучателя на основе коаксиального ребристого стержня // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 10. С. 24-26.

СЕКЦИЯ 3.

Пассивные СВЧ-устройства, антенны и фазированные антенные решетки

Адаптивная антенна для мобильной связи четвертого поколения

Григорьев А. Д., Джалилов Б.О.

Кафедра радиотехнической электроники

СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

Санкт-Петербург, Россия

adgrigoriev@mail.ru

Аннотация – Рассматривается перестраиваемая антенна для мобильных телефонов, содержащая высокочастотную и низкочастотную ветви. Антенна работает в одном из четырех низкочастотных и одновременно в одном высокочастотном диапазонах частот стандарта LTE. Электрическая перестройка частоты осуществляется с помощью варакторного диода, подключенного к низкочастотной ветви. Результаты исследования показали, что данный способ перестройки обеспечивает радиационный КПД 48-68% в низкочастотных диапазонах частот и 83% в высокочастотном диапазоне. Экспериментальное исследование макета антенны подтвердило возможность перестройки и результаты моделирования

ТАБЛИЦА 1.

Ключевые слова – антенна, мобильная связь, перестройка частоты, варактор, математическое моделирование

В настоящее время практически все мобильные телефоны работают в стандарте 4G (четвертое поколение) и разработчики активно разрабатывают аппаратуру 5-го поколения. Соответственно, все производители мобильных телефонов включают в свои изделия функцию поддержки стандарта LTE. В табл. 1 указаны некоторые наиболее часто используемые частотные диапазоны этого стандарта.

ТАБЛИЦА 1.

	Название диапазона	Центральная частота, МГц	Диапазон частот, МГц
1	B17	725	704-746
2	B13	766.5	746-787
3	B20	826.5	791-862
4	B5-B8	892	824-960
5	B7	2595	2500-2690

При разработке телефонов, использующих эти и другие диапазоны, разработчики сталкиваются с трудностями, вызванными отсутствием свободного места для размещения антенн. Одна широкополосная антенна, ввиду ее малых размеров по отношению к длине волны, крайне неэффективна, а для нескольких антенн нет свободного места. Кроме того, между близко расположенными антеннами возникают паразитные связи. Эффективным способом решения данной проблемы является применение перестраиваемой антенны, которую можно быстро настроить на требуемый диапазон частот. Это приводит к значительно-

му сокращению габаритов антенных систем беспроводной связи.

В качестве элемента электрической перестройки можно использовать *переменные цифровые конденсаторы (ПЦК), варакторные диоды (ВД), PIN диоды (ПД) или электромеханические переключатели (МЭМС)*. Перестраиваемый конденсатор с цифровым управлением типа PE-62304 фирмы «Peregrine Semiconductor» используется для перестройки частот в работе [1]. Данный способ позволяет настраивать антенну на требуемые диапазоны, но низкое значение КПД в низкочастотных диапазонах (11-22%) делает его малоприменимым для практики.

Для перестройки антенны на 4 диапазона были также использованы два *p-i-n* диода [2]. Антенна может быть настроена на разные диапазоны частот путем переключения PIN-диодов. Однако ее недостатком является большое потребление тока диодами (до 10 мА) в открытом состоянии.

Электромеханические переключатели были использованы для перестройки резонаторной антенны в [3]. В ней используется копланарный волновод, нагруженный МЭМС с конденсаторами. Описанная антенна имеет сравнительно большой размер и сложна в изготовлении, что ограничивает ее использование в современных мобильных телефонах.

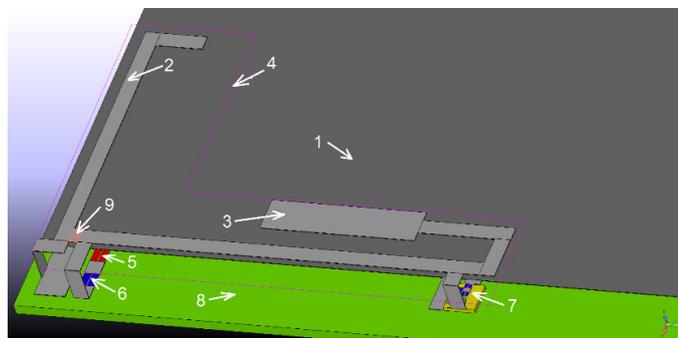


Рис. 1. Модель антенны

Электрическая перестройка рабочей частоты описываемой антенны осуществляется с помощью варактора. Антенна содержит две ветви, одна из которых настроена на ВЧ-диапазон В7, а другая – на НЧ-диапазоны В5...В20 (рис. 1). Каждая ветвь выполнена в виде планарной инвер-

тированной F-антенны (PIFA). Антенна содержит металлизированное основание 1 (металлизацию печатной платы), ВЧ-ветвь 2 и НЧ-ветвь 3, между которыми включен развязывающий конденсатор 9. Антенна возбуждается портом 5 через согласующую LC цепь 6. Порт, согласующие цепи и элемент перестройки расположены на диэлектрической плате (носителе) 8, выполненной из FR4, а сама антенна – на внутренней поверхности задней крышки телефона (на рис. 1 не показана). Антенна возбуждается источником (портом) 5 с внутренним сопротивлением 50 Ом, который включен между металлизацией печатной платы и антенной. Печатная плата имеет размеры обычного мобильного телефона. Элемент перестройки частоты 7 подключен к НЧ-ветви. Конфигурация и размеры ветвей были выбраны исходя из рабочих частот и доступного места для их размещения (ограничено линией 4 на рис. 1). Более широкий сегмент на конце низкочастотной ветви играет роль укорачивающей емкости. Подбор размеров ветвей проводился путем моделирования по программе RFS3 [4].

В качестве элемента перестройки был выбран варакторный диод типа MA27V19 фирмы Panasonic [5]. Он имеет низкое сопротивление $R_s = 0.35$ Ом и большой коэффициент перекрытия $K = C_{\text{max}} / C_{\text{min}} = 2.03$. Максимальное обратное напряжение на варакторе не превышает 6 В, что позволяет использовать для управления емкостью имеющиеся в телефоне источники питания. При этом мощность, потребляемая варактором, пренебрежимо мала, так его обратный ток не превышает 10 нА.

Развязывающий конденсатор 9 служит для предотвращения попадания низкочастотного сигнала в высокочастотную ветвь, а согласующий последовательный LC-контур 6 необходим для компенсации реактивного сопротивления антенны. Точка подключения управляющего элемента подбиралась путем моделирования в программе RFS3, при этом критерием служили получаемый диапазон перестройки и радиационный КПД антенны.

Для моделирования электромагнитного поля и параметров антенны использовалась программа RFS3, основанная на методе векторных конечных элементов. Для ограничения расчетной области использовался воздушный параллелепипед, на стенках которого задавались абсорбционные граничные условия. Расстояние между стенками и деталями антенны составляло $1/4$ максимальной длины волны. Использовались тетраэдральные конечные элементы и векторные базисные функции высокого порядка. Число конечных элементов сетки составляло 150...200 тысяч. Время решения не превышало 15 мин. на компьютере с процессором Intel i5 с тактовой частотой 2,6 ГГц и оперативной памятью 16 Гб.

На рисунке 2,а, показаны частотные зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) оптимизированной антенны для различных значений емкости варактора C_s .

Как видно, с помощью данного варактора можно достичь переключения между частотами 724, 770, 827, 887 МГц путем изменения подаваемого на него запирающего

напряжения в интервале $-4.5...-1.5$ В, что соответствует изменению емкости от 2,4 до 0,9 пФ. При этом частотная зависимость КСВН в высокочастотном диапазоне В7 практически не меняется. Полученные частоты соответствуют определенным в стандарте LTE (см. табл. 1). Ширина полосы пропускания в НЧ диапазонах достигает до 10,5 %, а в ВЧ диапазоне – 9,5 %.

На рисунке 2б, изображены зависимости радиационного КПД антенны от частоты для различных значений емкости варактора. В НЧ диапазонах этот параметр составляет 48-68 %, а в ВЧ диапазоне он достигает 83%, что является очень хорошим результатом для малогабаритной антенны.

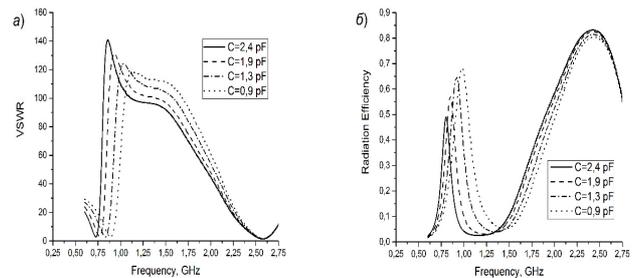


Рис. 2. а) – Зависимости КСВН антенны от частоты, б) – зависимости радиационного КПД от частоты для различных значений емкости варактора

Для подтверждения результатов моделирования был изготовлен экспериментальный макет антенны. Измерения параметров макета проводились на установке, включающей источник питания для управления емкостью варактора и векторный анализатор цепей ZWB8 фирмы Rohde & Schwarz. Результаты измерений представлены в табл. 2. Они подтверждают результаты моделирования.

ТАБЛИЦА 2.

U, В	f_0 , МГц	КСВН
-2.4	725	1.7
-2.7	767	1.67
-3.2	828	1.75
-5	890	1.5
0-5	2600	2.85

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Григорьев А.Д., Джалилов Б.О. Электрически перестраиваемая антенна для сотовых телефонов // Изв. Вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып 5. С. 39-41.
- [2] Tunable antenna for mobile applications / Andrey Grigoriev, Bahrom Djalilov // Proceedings of the 2016 EIConRus (DOI: 10.1109/EIConRusNW.2016.7448207).
- [3] Erdil, Emre; Topalli, K.; Unlu, M.; Civi, O.A.; Akin, T., "Frequency Tunable Microstrip Patch Antenna Using RF MEMS Technology," IEEE Trans. Antennas Propagat. V.55, No. 4, pp.1193-1196, 2007.
- [4] Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. М.: Физматлит, 2012, 432 с.
- [5] <https://www.digchip.com/datasheets/parts/datasheet/353/MA27V19-pdf.php>.

Аналитическое решение задачи дифракции электромагнитной волны на многослойном диэлектрическом шаре

Афанасьев Павел, Акопов Александр, Лерер Александр, Мануилов Михаил

Физический факультет
Южный федеральный университет
Ростов-на-Дону, Россия
m_manuilov@sfedu.ru

Аннотация — Методом разделения переменных решена задача дифракции плоской электромагнитной волны на многослойном диэлектрическом шаре. Ключевая особенность предложенного аналитического решения заключается в новой рекуррентной схеме расчета полей в многослойной структуре, которая обеспечивает высокую численную эффективность метода. Приведено сравнение полученных результатов с результатами пакета FEKO, показано их графическое совпадение. Данное аналитическое решение было использовано для анализа фокусирующих свойств антенн базовых станций мобильной связи на основе линз Лянеберга.

Ключевые слова — линза Лянеберга; метод разделения переменных; присоединенные функции Лежандра; потенциалы Дебая

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время для повышения пропускной способности базовых станций мобильной связи используются многолучевые антенны на основе линз Лянеберга (ЛЛ). Благодаря сферической симметрии антенны на основе ЛЛ позволяют проводить сканирование луча в широком диапазоне углов, формировать несколько независимых ДН с высоким уровнем развязки между лучами и высокой скоростью переключения. Для анализа фокусирующих свойств ЛЛ необходимо решение соответствующей дифракционной задачи.

Решению задачи дифракции плоской волны на многослойном диэлектрическом шаре посвящено большое число работ, наиболее детальный обзор которых приведен в [1]. Ниже предложено новое строгое эффективное аналитическое решение задачи дифракции плоской волны на многослойном диэлектрическом шаре.

II. МЕТОД РАСЧЕТА

Рассмотрим дифракцию плоской электромагнитной волны на многослойном диэлектрическом шаре, состоящем из N слоев однородного диэлектрика с проницаемостями ϵ_i , $i=1, \dots, N$ (рис. 1). Диэлектрические проницаемости слоев могут принимать комплексные значения. Вектор напряженности электрического поля ориентирован вдоль оси X , падающая волна распространяется вдоль Z .

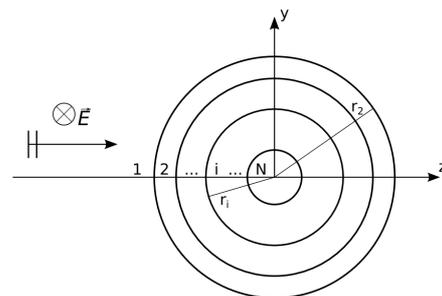


Рис. 1. Дифракция плоской волны на многослойном шаре

Решение в каждой области структуры записывается для электрического и магнитного потенциалов Дебая в виде разложений:

$$A_p(r, \theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} a_{p,n,m} R_{p,n}^a(r) P_n^m(\cos \theta) \cos m \varphi \quad (1)$$

$$F_p(r, \theta, \varphi) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} f_{p,n,m} R_{p,n}^f(r) P_n^m(\cos \theta) \sin m \varphi \quad (2)$$

где $p=1, 2, \dots, N$ номера слоев, $a_{p,n,m}, f_{p,n,m}$ – неизвестные коэффициенты, $R_{p,n}^{a,f}(r)$ – радиальные функции, которые записаны ниже, $P_n^m(x)$ – присоединенные функции Лежандра.

Падающая волна в свободном пространстве ($p=1$) может быть записана в виде разложений [2]:

$$A^{ext}(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n^{ext} \frac{j_n(k_1 r)}{j_n(k_1 r_2)} P_n^1(\cos \theta) \cos \varphi \quad (3)$$

$$F^{ext}(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} f_n^{ext} \frac{j_n(k_1 r)}{j_n(k_1 r_2)} P_n^1(\cos \theta) \sin \varphi \quad (4)$$

где k_1 – волновое число, $j_n(x)$ – сферические функции Бесселя 1-го рода, а коэффициенты в (3), (4) вычисляются как:

$$a_n^{ext} = \frac{j_n(k_1 r_2)}{k_1} (-i)^{n-1} \frac{2n+1}{n(n+1)}, \quad (5)$$

$$f_n^{ext} = \frac{1}{Z_{c,1}} \frac{j_n(k_1 r_2)}{k_1} (-i)^{n-1} \frac{2n+1}{n(n+1)} \quad (6)$$

Удовлетворяя условиям непрерывности на поверхности шара, получим выражения для коэффициентов разложения в (1), (2):

$$a_{1,n} = \frac{\varepsilon_1 \dot{R}_{2,n}^a(r_2) - \varepsilon_2 \frac{k_1 j_n'(k_1 r_2)}{j_n(k_1 r_2)}}{\Delta_a} a_n^{ext} \quad (7)$$

$$f_{1,n} = \frac{\mu_1 \dot{R}_{2,n}^f(r_2) - \mu_2 \frac{k_1 j_n'(k_1 r_2)}{j_n(k_1 r_2)}}{\Delta_f} f_n^{ext} \quad (8)$$

$$\Delta_a = \varepsilon_2 \dot{R}_{1,n}^a(r_2) - \varepsilon_1 \dot{R}_{2,n}^a(r_2), \Delta_f = \mu_2 \dot{R}_{1,n}^f(r_2) - \mu_1 \dot{R}_{2,n}^f(r_2)$$

где точка над функциями обозначает производную по аргументу.

Для вычисления поля внутри шара радиальная часть решения $R_{p,n}^a(r)$ в разложениях (1), (2) в пределах каждого слоя записывается в следующей форме

$$R_{p,n}^{a,f}(r) = \begin{cases} D_N \frac{j_n(k_N r)}{j_n(k_N r_N)} = D_N \Phi_{N,n}^-(r), & p = N, 0 \leq r \leq r_N; \\ B_p \Phi_{p,n}^-(r) + C_p \Phi_{p,n}^+(r), & 2 \leq p < N, r_{p+1} \leq r \leq r_p \end{cases} \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} \Phi_{p,n}^+(r) &= -\frac{1}{\delta} [j_n(k_p r) y_n(k_p r_p) - j_n(k_p r_p) y_n(k_p r)], \\ \Phi_{p,n}^-(r) &= \frac{1}{\delta} [j_n(k_p r) y_n(k_p r_{p+1}) - j_n(k_p r_{p+1}) y_n(k_p r)], \\ \delta &= j_n(k_p r_p) y_n(k_p r_{p+1}) - j_n(k_p r_{p+1}) y_n(k_p r_p). \end{aligned} \quad (10)$$

D_N, B_p, C_p — неизвестные коэффициенты, $y_n(x)$ — сферические функции Бесселя 2-го рода.

Функции (10) удовлетворяют следующим граничным условиям при $r = r_{p+1}, p = 2, \dots, N-2$

$$\begin{aligned} \Phi_{p,n}^-(r_p) &= 1, \\ \Phi_{p,n}^+(r_p) &= 0 \\ \Phi_{p,n}^-(r_{p+1}) &= 0, \\ \Phi_{p,n}^+(r_{p+1}) &= 1 \end{aligned}$$

В результате выполнения условий непрерывности функций $\varepsilon_p R_{p,n}^a(r), d(r R_{p,n}^a(r))/dr, \mu_p R_{p,n}^f(r), d(r R_{p,n}^f(r))/dr$ на границах слоев получены эффективные рекуррентные соотношения для вычисления неизвестных функций в (9). Таким образом, соотношения (1)-(10) дают

решение для рассеянного поля как во внешней области, так и внутри рассматриваемого многослойного шара. Были также получены представления для полей в дальней зоне.

III. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Для тестирования изложенного аналитического метода было исследовано рассеянное поле в случае однослойного, двухслойного и трехслойного диэлектрического шара при падении плоской волны. Сравнение с численными методами, реализованными в пакете FEKO (метод конечных элементов, метод моментов) показало графическое совпадение результатов с аналитическим решением. При этом время счета аналитического метода на несколько порядков меньше, чем у численных методов.

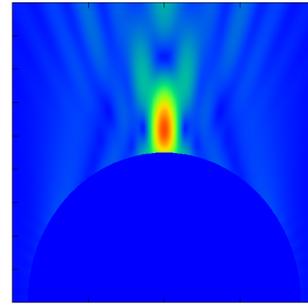


Рис. 2. Распределение рассеянного электрического поля на многослойном шаре ($N = 4, r_2 = 900$ мм, $r_1 = r_2 / N, f = 2$ ГГц)

Предложенный метод расчета был использован для анализа фокусирующих свойств многослойных линз Люнеберга в диапазоне частот 1.7-2.7 ГГц. На основе таких линз были разработаны многолучевые антенны для базовых станций мобильной связи. В качестве примера на рис. 2 приведено распределение напряженности поля E для 4-слойной линзы. Были исследованы зависимости положения фокуса от числа слоев линзы при $N \leq 12$. Аппроксимируемый профиль диэлектрической проницаемости определялся выражением [3]

$$\varepsilon(r) = (1 + F^2 - (r/r_2)^2) / F^2, \quad (11)$$

при $F=1.1, r_2=900$ мм.

Анализ показал, что с увеличением количества слоев, аппроксимирующего профиль диэлектрической проницаемости линзы (11) напряженность электрического поля в точке фокусировки возрастает нелинейно и, начиная с некоторого значения N , остается практически постоянной. Данное значение зависит от частоты и в рассматриваемом диапазоне для реализации реальных антенн было выбрано $N=8$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] R. A. Shore, "Scattering of an Electromagnetic Linearly Polarized Plane Wave by a Multilayered Sphere", IEEE Antennas & Propagation Magazine, vol. 57, No. 6, 2015, pp. 69-116.
- [2] М.Борн, Э.Вольф. Основы оптики. М: Издательство "Наука", 1973
- [3] Lock J. A. Scattering of an electromagnetic plane wave by a Luneburg lens. I. Ray theory // Optical Society of America. 2008. December. Vol. 25, no. 12.

Деполяризация излучения в решетках антенн Вивальди

Банков С.Е., Дупленкова М.Д.

лаборатория Электродинамики сложных сред и структур ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН
Москва, Россия
sbankov@yandex.ru

Аннотация — Численно и теоретически исследована двумерная решетка антенн Вивальди. Предложена ее модель в виде системы связанных щелевых линий с плавно изменяющимися параметрами. Получены и решены интегральные уравнения, описывающие все типы волн в решетке: ТЕ, ТМ, ТЕМ. Численно исследован эффект деполяризации. Предложена аналитическая модель указанного эффекта. Проведено сравнение теоретических и численных результатов.

Ключевые слова — антенна Вивальди; антенная решетка; сингулярные интегральные уравнения

I. ВВЕДЕНИЕ

Актуальной научно – технической задачей является создание сверхширокополосных фазированных антенных решеток (ФАР) [1]. Наибольшее распространения в настоящее время получили СШП ФАР на основе антенн Вивальди (АВ) разных видов. Такие решетки многократно исследовались численно при помощи стандартных систем электродинамического моделирования и экспериментально. В ходе численного моделирования был обнаружен ряд эффектов, ухудшающих показатели качества СШП ФАР данного типа. К их числу относятся эффект ослепления [2], деполяризации и аномального обратного излучения [3].

Данная работа посвящена построению теории эффекта деполяризации и объяснению причин его возникновения с позиций предложенной теории.

Существенной частью работы является проведение численных расчетов при помощи стандартных систем электродинамического моделирования, сравнение их результатов и исследование интересных электромагнитных эффектов.

В качестве объекта исследования мы взяли двумерно-периодическую решетку АВ без диэлектрической подложки. Ее период показан на рис. 1. Часто такую структуру называют каналом Флоке. На поверхностях 1-4 установлены граничные условия периодичности. На торцах находятся порт Флоке и волноводный порт 1, моделирующий вход АВ. Порт Флоке является двухволновым портом, что соответствует двум волнам свободного пространства с ортогональными линейными поляризациями. Им соответствуют входы 2 и 3 канала Флоке.

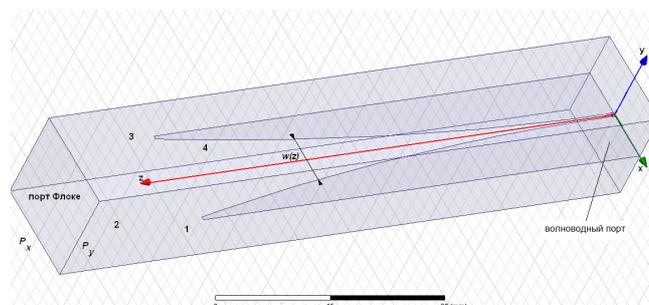


Рис. 1. Период решетки

Отметим, что структура на рис. 1 наряду с геометрическими размерами характеризуется фазовыми сдвигами полей в соседних периодах: $\psi_{x,y} = \kappa_{x,y} L_{x,y}$, которые связаны с углами сканирования решетки - φ, θ : $\kappa_x = k \sin \theta \cos \varphi$, $\kappa_y = k \sin \theta \sin \varphi$, k - волновое число свободного пространства. Углы сканирования задаются стандартным образом в сферической системе координат.

II. ЭФФЕКТ ДЕПОЛЯРИЗАЦИИ

В рамках исследования поляризационных характеристик были проведены расчеты частотных зависимостей коэффициентов передачи S_{21}, S_{31} при изменении углов излучения θ, φ и длины антенны. В антенной технике для оценки поляризационных свойств принято использовать такие величины как коэффициент эллиптичности и поляризационные потери. Они выражаются через элементы матрицы рассеяния канала Флоке.

На рис. 2 показана частотная зависимость фаз коэффициентов передачи канала Флоке из входа 1 в порт Флоке. Кривые 1,2 получены для $P_{x,y}=15$, $w(0)=1$, $w(L)=14$, $L=70$, $a=0.001$, $\varphi=45^\circ$, $\theta=40^\circ$.

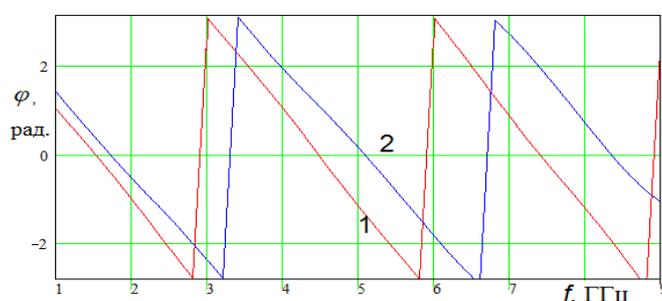


Рис. 2. Фазы коэффициентов передачи $S_{21,31}$ при $\varphi=45^\circ$

Все размеры здесь и ниже приводятся в миллиметрах. При численных расчетах использовалась АВ с экспоненциальным законом изменения ширины щели. Параметр a

задает скорость ее изменения. Отметим, что именно фазовые свойства определяющим образом сказываются на поляризационных потерях, частотная зависимость которых приведена на рис. 3.

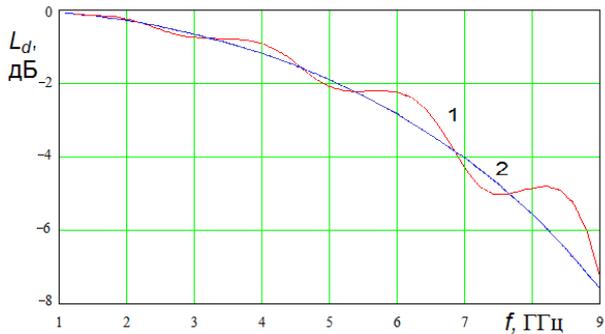


Рис. 3. Поляризационные потери при $\varphi=45^\circ$

Кривая 1 получена численно, а кривая 2 по аналитической модели, которая будет описана ниже. Видно, что поляризационные потери достигают весьма существенных значений. Происходит это, потому что из решетки излучается поле, сильно отличающееся от ожидаемой линейно поляризованной волны. Большие поляризационные потери при сканировании в плоскостях близким к диагональным составляет существо эффекта деполаризации.

III. СОБСТВЕННЫЕ ВОЛНЫ РЕШЕТКИ ЩЕЛЕВЫХ ЛИНИЙ

Модель эффекта деполаризации предполагает следующую схему функционирования решетки. В сечении $z=0$ источник возбуждает собственные волны решетки щелевых ЛП. Эти волны распространяются вдоль оси Oz , плавно трансформируясь в волны свободного пространства благодаря увеличению ширины щели w . В сечении $z=L$ происходит излучение собственных волн решетки в свободное пространство.

Таким образом, ключевой для построения модели является задача о собственных волнах решетки связанных щелевых ЛП. Для ее решения была сформулирована граничная задача, которая сводилась к системе сингулярных интегральных уравнений относительно электрического поля в щели. Получено ее аналитическое решение методом преобразований Швингера.

Кратко опишем свойства основных волн решетки. Основными волнами рассматриваемой структуры являются ТЕМ - волна и ТЕ - волна основного типа. Они распространяются вплоть до нулевой частоты без отсечки. Волны ТМ типа имеют критические частоты.

Коэффициент замедления ТЕ - волны U зависит от угла сканирования, в отличие от ТЕМ - волны, у которой $U=1$. При $\theta=0$ ТЕ - волна переходит во вторую ТЕМ - волну, то есть наблюдается эффект вырождения. Две волны отличаются структурой поля. Они имеют разную поляризацию. Структура поля волн решетки весьма сложна, что затрудняет точное определение их поляризации. Однако, можно сказать, что в первом приближении ТЕ и

ТЕМ - волны имеют ортогональные линейные поляризации. При $\theta=0$ данное утверждение выполняется строго. Линейная комбинация основных ТЕМ и ТЕ - волн позволяет формировать поле произвольной поляризации.

Важно отметить, что коэффициент замедления ТЕ - волны зависит от геометрических параметров структуры и от углов сканирования.

IV. МОДЕЛЬ ЭФФЕКТА ДЕПОЛЯРИЗАЦИИ

Аналитическая модель, основанная на представлении поля в решетке в виде двух основных волн позволяет объяснить причину возникновения эффекта деполаризации и дать ему хорошую количественную оценку. В сечении $z=0$ источник возбуждает основные волны решетки. В рамках аналитической модели их коэффициенты возбуждения и, следовательно, коэффициенты передачи S_{21} , S_{31} по модулю пропорциональны $\cos\varphi$ и $\sin\varphi$, а их фазы определяются интегралами от постоянных распространения волн по длине антенны. В рамках такой модели запишем:

$$S_{21} = \cos\varphi \exp(-ikL), \quad S_{31} = \sin\varphi \exp(-i\psi), \quad (1)$$

где ψ - фазовый набег ТЕ - волны решетки, постоянная распространения которой зависит от координаты z . Для поляризационных потерь L_d следует соотношение:

$$L_d = 1 - \sin^2 2\varphi \sin^2 \Delta\psi / 2, \quad \Delta\psi = kL - \psi. \quad (2)$$

Численные расчеты показывают, что результаты, полученные из модели (1), (2) с хорошей точностью совпадают с результатами электродинамического моделирования (см. кривые 1,2 на рис. 3). Из формулы (2) можно увидеть все закономерности изменения поляризационных характеристик. Видно, что минимума (максимума в децибелах) параметр L_d достигает при $\varphi=45^\circ$, а при $\varphi=0,90^\circ$ он равен единице, то есть поляризационные потери в главных плоскостях равны нулю. Также можно увидеть, что разность фазовых набегов двух волн $\Delta\psi$ увеличивается с ростом длины антенны L . Аналогично, при увеличении угла θ увеличивается расхождение между постоянными распространения двух волн, вызывающее рост потерь.

В заключение отметим, что основная причина деполаризации в решетках АВ состоит в том, что ее основные ТЕ и ТЕМ - волны в отличие от волн свободного пространства имеют разные постоянные распространения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Д.И.Воскресенский, Котов Ю.В., Овчинникова Е.В. // Антенны. № 11(102). 2005. С. 7.
- [2] D. Schaubert, "A class of E-plane Scan Blindnesses in single-polarized arrays of tapered-slot antennas with a ground plane", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1996, Vol. 44, N7, pp. 954-959.
- [3] Банков С.Е., Калошин В.А., Нгуен К.З. К теории антенных решеток из ТЕМ рупоров // Труды 4-ой Всероссийской Микроволновой конференции. Москва. Ноябрь 2016. С. 410-413.

Сравнительный анализ четырехрезонаторных микрополосковых фильтров различных типов в базе распределено-сосредоточенных структур

Аристархов Г.М., Аринин О.В.
Московский технический университет связи и информатики,
Кафедра «Электроника»
g.aristarkhov2010@yandex.ru

Аннотация — Проведен сравнительный анализ двух типов фильтров, реализуемых в базе распределено-сосредоточенных структур. Показана возможность формирования в этих структурах нескольких полюсов рабочего затухания на конечных частотах, которые могут достаточно произвольно располагаться на частотной оси, реализуя как симметричные амплитудно-частотные характеристики, так и характеристики с повышенной односторонней частотной избирательностью при одновременной разрядке спектра паразитных полос пропускания. Представлены результаты численного электродинамического 3D-моделирования этих фильтров.

Ключевые слова — СВЧ фильтры, отрезки микрополосковых линий передачи, распределено-сосредоточенные цепи, коэффициент прямоугольности рабочего затухания, полюсы рабочего затухания

I. ВВЕДЕНИЕ

Как известно, микроминиатюризация современного радиоэлектронного оборудования невозможна без существенного уменьшения масса-габаритных показателей пассивных устройств СВЧ, в том числе и фильтров как его базовых элементов. Это становится возможным при использовании распределено-сосредоточенных структур [1], в рамках которых гребенчатые- и Y-звенья составляют основу для состояния высокоизбирательных фильтров, так как в них возможно формирование полюсов рабочего затухания на конечных частотах, а также обеспечивается разрядка спектра паразитных полос пропускания [2-3]. Для увеличения коэффициента прямоугольности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтров повышается их порядок, что обычно достигается каскадированием звеньев. Это, однако, приводит к возникновению несанкционированных электромагнитных связей между звеньями, которые обуславливают вырождение полюсов рабочего затухания.

Данная работа посвящена анализу двух типов структур, в которых магнитные связи между всеми микрополосковыми линиями рационально используются для формирования и управления расположением полюсов рабочего затухания на частотной оси.

II. ЧЕТЫРЕХРЕЗОНАТОРНЫЕ СТРУКТУРЫ И ИХ ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА

На рис 1 представлены два варианта четырехрезонаторных фильтров на основе: двух Y-звеньев с распределенным электромагнитным взаимодействием между ними (а) и структуры встречно-стержневого типа с одним Y-звеном (б).

Отличительной схемотехнической особенностью этих структур является возможность формирования в них полюсов рабочего затухания вследствие электромагнитного взаимодействия только между смежными резонаторами и при этом не требуется введение дополнительных связей между несмежными резонаторами. Это существенно упрощает планарную конструкцию фильтров. Расположение полюсов рабочего затухания относительно полосы пропускания достигается выбором соответствующего баланса электрических и магнитных связей между резонаторами. Существенное уменьшение геометрических размеров резонаторов обеспечивается введением укорачивающих их конденсаторов C1-C4.

На рисунке 2 представлены частотные зависимости рабочего затухания обеих структур, реализующих симмет-

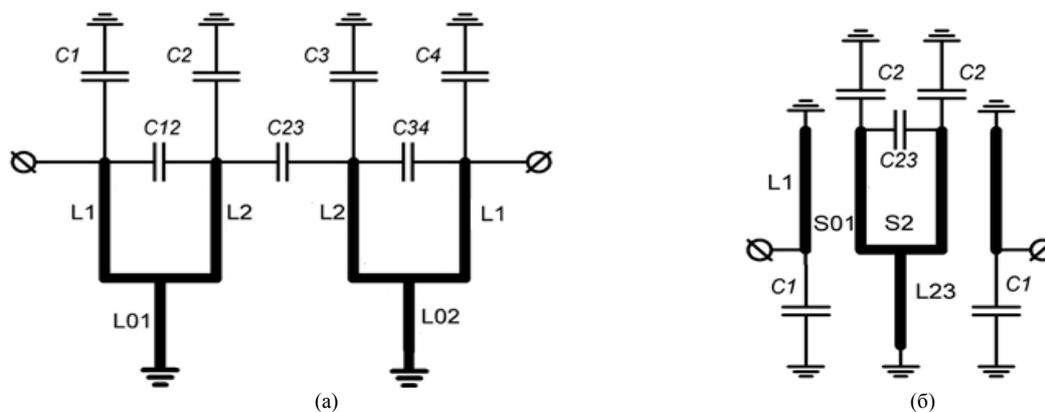


Рис. 1. Структуры четырехрезонаторных фильтров

ричную АЧХ. При прочих равных условиях в структуре, представленной на рис. 1, б, доминирующей связью между всеми резонаторами является магнитная связь, а в структуре представленной на рис. 1, а, – электрическая. Реализуемый коэффициент прямоугольности рабочего затухания, определяемый по уровням затухания минус 3 дБ и минус 40 дБ, для обеих структур составляет менее двух.

Показано, что формирование обоих полюсов рабочего затухания в области нижних частот возможно только в структуре, представленной на Рис 1, б (Рис 3, АЧХ – (б)), обладающей более высокой компактностью. Односторонний коэффициент прямоугольности АЧХ этой схемы, определяемый по уровням затухания минус 3 дБ и минус 50 дБ также составляет менее двух.

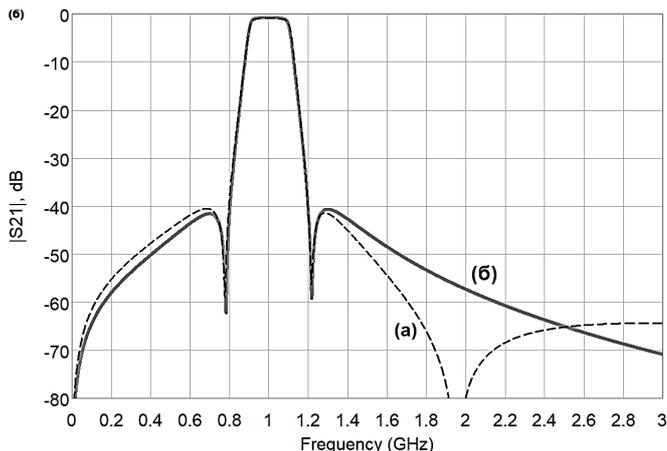


Рис 2. Рабочее затухание фильтров с симметричной АЧХ

В структуре на двух Y-звеньях в этом режиме работы магнитная связь между звеньями проявляется как паразитная и обуславливает или вырождение полюсов рабочего затухания или существенно ухудшает частотную избирательность как в области нижних, так и верхних частот (АЧХ (а) на рис. 3).

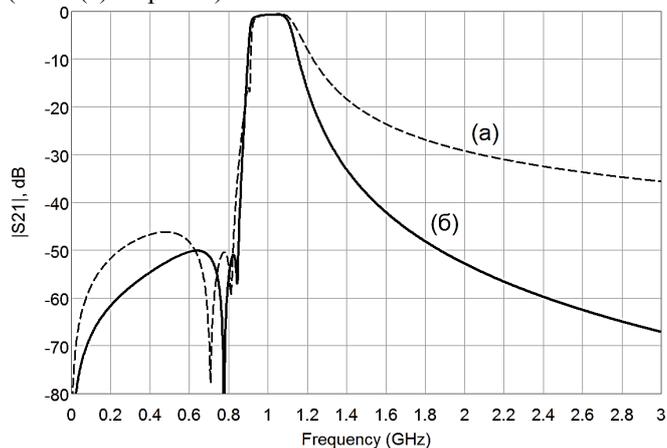


Рис 3. Рабочее затухание фильтров с повышенной частотной

избирательностью в области нижних частот

При реализации полюсов рабочего затухания в области верхних частот обе схемы практически идентичны и физически реализуемы (рис. 4).

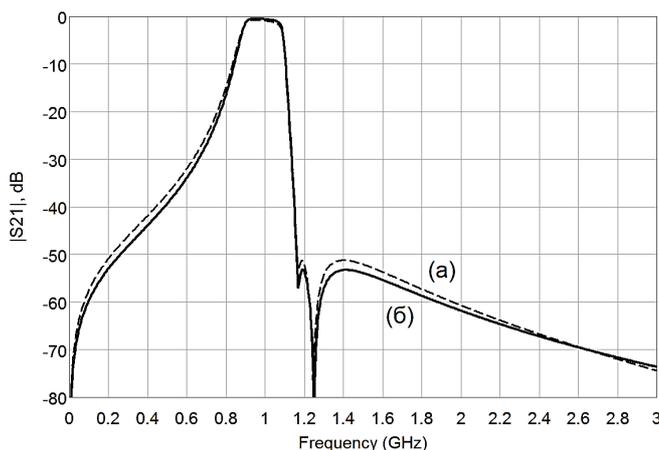


Рис 4. Рабочее затухание фильтров с повышенной частотной избирательностью в области верхних частот

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полосно-пропускающие фильтры встречно-стержневой структуры с одним Y-звеном, реализуемые в базе распределенно-сосредоточенных цепей, обладают функциональной полнотой, так как в них возможно формирование полюсов рабочего затухания в любой из частотных областей без введения каких-либо дополнительных электромагнитных связей между несмежными резонаторами. Кроме того, они содержат минимальное число дискретных реактивных элементов, а доминирующей связью между резонаторами является магнитная связь, что определяет более высокую компактность этой структуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Симин А.В., Холодняк Д.В., Вендик И.Б., Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига // Компоненты и технологии. 2006. № 6, с. 7.
- [2] Аристархов Г.М., Арсенин А.В., Сверхминиатюрные высокоизбирательные фильтры СВЧ в базе распределенно-сосредоточенных структур // Антенны, 2007. Вып.7 (122). С.49-58.
- [3] Аристархов Г.М., Арсенин А.В., Аринин О.В. Схемотехнический базис сверхминиатюрных высокоизбирательных СВЧ фильтров на основе Y-звеньев. Часть 1. Базовые Y-звенья // Т-Сопт: Телекоммуникации и транспорт. 2012. №4. С. 42-45.

Электрически малые излучатели для перспективных систем РЛС

А.С. Годин¹, Е.И. Степанов², М.С. Мацаян³, К.Н. Климов⁴

АО «НПО «Лианозовский электромеханический завод»

АО «НПО «ЛЭМЗ»

Москва, Российская Федерация

¹ andrey.godin@gmail.com

² evgeniybookah@rambler.ru

³ mik7379@yandex.ru

⁴ const0@mail.ru

Аннотация — Использование импедансногласованных материалов в антенных системах является перспективным направлением в развитии современных РЛС и позволяют унифицировать номенклатуру излучателей. Одно из возможных использований импедансногласованных материалов - перенос рабочих частот уже изготовленных излучателей в более длинноволновые диапазоны.

Ключевые слова — электрически малые излучатели, увеличение рабочей длины волны, импедансногласованный материал.

I. ВВЕДЕНИЕ

Материалы, у которых относительная диэлектрическая проницаемость равна относительной магнитной проницаемости, называют импедансногласованными с вакуумом [1]. Они называются импедансногласованными с вакуумом, поскольку для плоской волны импеданс этой среды равняется импедансу для плоской волны вакуума. Это означает, что плоская волна не будет отражаться от границы этого материала с вакуумом [2, 3].

II. РАБОТЫ ЗАРУБЕЖНЫХ АВТОРОВ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ИМПЕДАНСНОГЛАСОВАННЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ АНТЕНН

Импедансногласованные материалы используются для уменьшения рабочей частоты для уже существующих патчевых излучателей. В работе Буелла (Buell, 2005) [4], в числе прочих, рассматривается излучатель, помещаемый в прямоугольный параллелепипед из импедансногласованного материала при различных значениях относительных диэлектрических и магнитных проницаемостей. Топология такого излучателя показана на рис. 1.

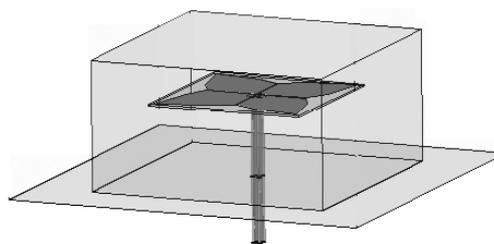


Рис. 1: Топология излучателя, помещенного в прямоугольный параллелепипед из импедансногласованного материала

В работе Карилайна (Karilainen, 2012) [5] рассматривается возможность уменьшения рабочего диапазона частот излучателя меандрового типа с помощью вставок из импедансногласованного материала. Фотография излучателя и вставок из импедансногласованного материала приведена на рис. 2.

В патенте Парше (Parsche, 2009) [6] импедансногласованный материал используется для уменьшения габаритов спирального излучателя на сфере. Топология излучателя Парше приведена на рис. 3: в шар из импедансногласованного материала 1, помещается спиральный излучатель на сфере 4, который питается от генератора 2 с помощью двухпроводной линии 3.

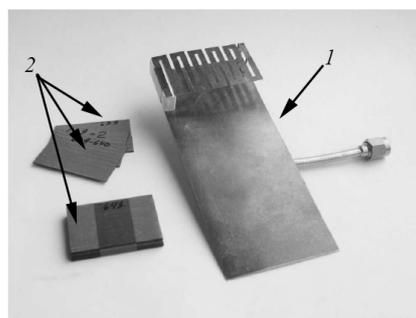


Рис. 2. Фотография излучателя меандрового типа 1, диапазон рабочих частот которого изменяется с помощью вставок 2 из импедансногласованного материала

III. МЕТОДИКА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИМПЕДАНСНОГЛАСОВАННЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ РАБОЧЕЙ ДЛИНЫ ВОЛНЫ СУЩЕСТВУЮЩИХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

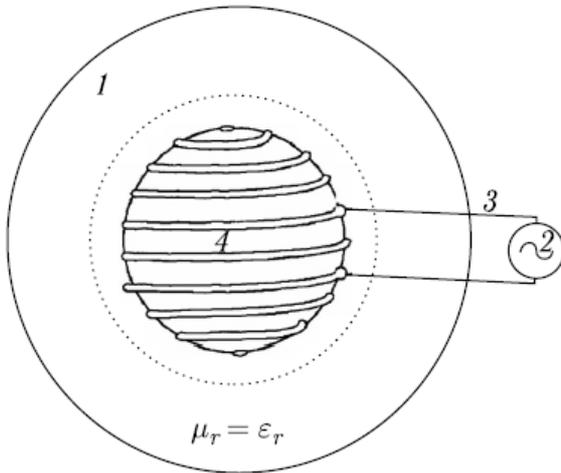


Рис. 3. Топология излучателя Парше

Диаметр шара 1 из импедансногласованного материала должен быть в 2π раз меньше самой длинной волны в свободном пространстве, на которой должна работать антенна [7]. Сам же спиральный излучатель 4 уменьшается в $\epsilon_r = \mu_r$ раз по сравнению с подобным же излучателем, спроектированным для случая, когда импедансногласованный материал отсутствует.

В качестве импедансногласованного материала Парше предложил использовать никель-цинковый феррит (Light Nickel Zinc (High Curie Temperature) Ferrite), частотная характеристика действительных частей диэлектрической и магнитной проницаемостей которого приведена на рис. 4 [6].

Импедансногласованные материалы на основе шпинелей и гексаферритов за рубежом производятся компаниями Trans-Tech Ceramics and Advanced Materials [8] и Fair-Rate Products Corp. [9].

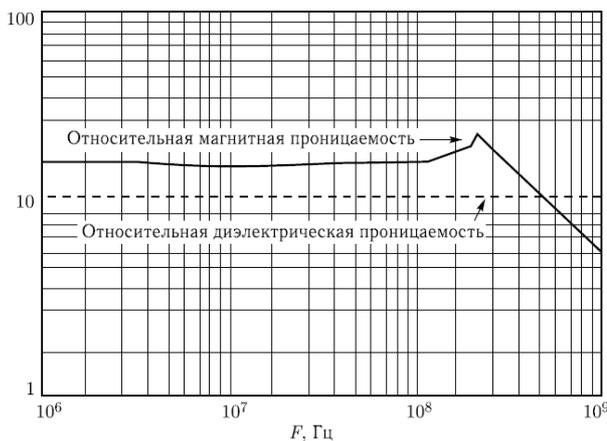


Рис. 4. Частотные характеристики действительных частей диэлектрической и магнитной проницаемостей никель-цинкового феррита излучателя Парше

Для переноса рабочих частот уже изготовленных излучателей в более длинноволновые диапазоны [10, 11], импедансногласованные материалы должны обладать следующими свойствами:

- 1) малыми потерями;
- 2) отношение относительных диэлектрической и магнитных проницаемостей должно лежать в интервале от $1/2$ до 2 .

Данные свойства позволяют обеспечить сохранение исходных КПД и КСВ излучателя.

Использование импедансногласованных материалов позволяет провести уменьшение рабочей частоты f_0 уже существующих излучателей без изменения их габаритных размеров. Такой эффект достигается за счет того, что излучатель помещается в шар из импедансногласованного с вакуумом материала, у которого действительная часть относительной диэлектрической проницаемости в ϵ_r раз больше диэлектрической проницаемости вакуума и действительная часть относительной магнитной проницаемости в μ_r раз больше магнитной проницаемости вакуума. В результате, согласно принципу электродинамического подобия [1, 12], из-за уменьшения длины волны в импедансногласованном материале в $\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}$ раз, происходит уменьшение рабочей частоты f_0 в $\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}$ раз без изменения габаритов излучателя. Следует отметить, что относительная полоса рабочих частот $\frac{2\Delta f}{f_0}$ при этом не изменится.

На рисунке 5 показана топология излучателя 1 , расположенного в вакууме. Данный излучатель имеет диапазон рабочих частот $f_0 \pm \Delta f$ и габариты $a \times b \times c$. Излучатель может представлять собой любой известный тип антенного излучателя: вибраторный, щелевой, рупорный, зеркальный, спиральный, Вивальди и т.д.

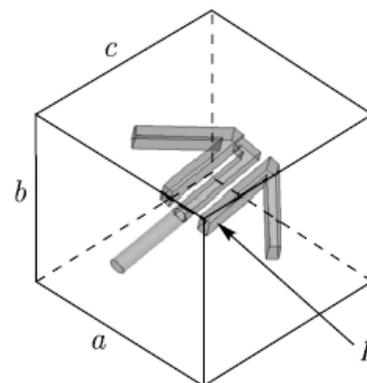


Рис. 5. Топология излучателя с габаритами $a \times b \times c$

Выбранный исходный излучатель 1 с габаритными размерами $a \times b \times c$ помещается в шар 2 из импедансногласованного с вакуумом материала радиуса R (рис. 6). Этот импедансногласованный материал должен обладать следующими свойствами:

1) отношение действительной части относительной диэлектрической проницаемости к действительной части относительной магнитной проницаемости больше 1/2 и меньше 2;

2) тангенсы диэлектрических и магнитных потерь менее 0.1;

3) действительная часть относительной диэлектрической проницаемости в ϵ_r раз больше диэлектрической проницаемости вакуума и действительная часть относительной магнитной проницаемости в μ_r раз больше магнитной проницаемости вакуума.

Радиус этого шара R выбирается исходя из следующего соотношения:

$$R \geq \frac{c}{4 \cdot \pi \cdot (f_0 - \Delta f)}, \quad (1)$$

где c – скорость света в вакууме, $f_0 - \Delta f$ – нижняя частота рабочего диапазона.

Диапазон рабочих частот полученного излучателя с импедансногласованным шаром составит $\frac{f_0 \pm \Delta f}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}}$.

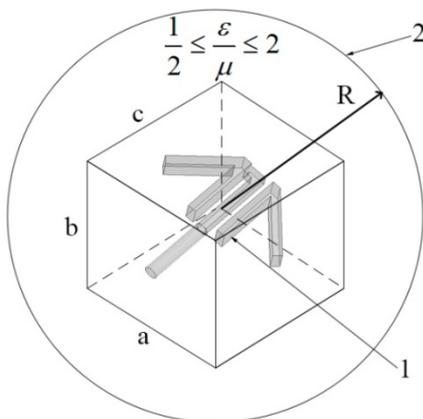


Рис. 6. Топология излучателя с габаритами $a \times b \times c$, помещенного в шар из импедансногласованного материала

IV. ЧИСЛЕННОЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНОГО ЩЕЛЕВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ С УВЕЛИЧЕНИЕМ РАБОЧЕЙ ДЛИНЫ ВОЛНЫ В 10 РАЗ

Для подтверждения справедливости предложенного подхода проведем электродинамическое моделирование излучателя с использованием программного комплекса ANSYS HFSS [13].

В качестве примера рассмотрим антенну, построенную на основе щелевого излучателя, возбуждаемого прямоугольным металлическим волноводом. Рассмотрим топологию и характеристики волноводного щелевого излучателя [14].

Топология волноводного щелевого излучателя (ВЩИ) показана на рис. 7 и 8.

На рисунке 7 и 8 изображен ВЩИ, который находится в листе металла B . Щель имеет размеры по ширине

$a_1 = 13$ мм, по высоте $b_1 = 9$ мм (см. рис. 7) и по длине $k_1 = 0,1$ мм (см. рис. 8). Щель запитывается прямоугольным металлическим волноводом A , размеры которого составляют по ширине $a = 19$ мм, по высоте $b = 9,5$ мм и по длине $k = 10$ мм (рис. 9).

ВЩИ размещен в вакуумной коробке C с размерами $a_2 = 100$ мм, $b_2 = 100$ мм и $k_2 = 35$ мм (рис. 10).

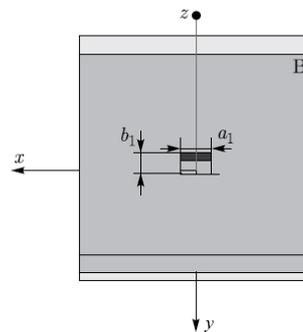


Рис. 7. Топология волноводного щелевого излучателя. Вид сверху

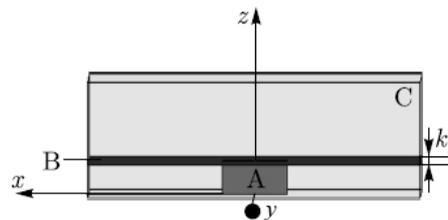


Рис. 8. Топология волноводного щелевого излучателя. Вид сбоку

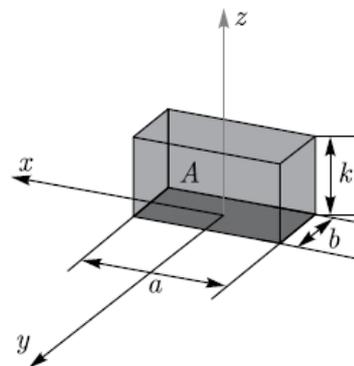


Рис. 9. Топология прямоугольного металлического волновода A

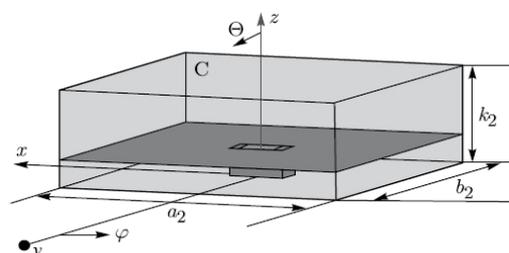


Рис. 10. Топология ВЩИ в вакуумной коробке C

На сторонах вакуумной коробки C задано условие излучения (Radiation) [13]. Таким образом, моделируется излучение ВЩИ в открытое пространство.

Численное электродинамическое моделирование рассмотренного выше излучателя проведем в 3D-электродинамическом программном комплексе ANSYS HFSS [14].

Рассчитанная частотная характеристика КСВ данного ВЦИ приведена на рис. 11. По оси абсцисс отложена частота в ГГц, по оси ординат – значения КСВ.

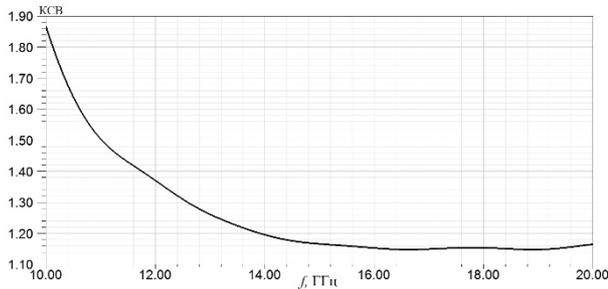


Рис. 11. Рассчитанная частотная характеристика КСВ ВЦИ для частот от 10 до 20 ГГц

Как видно из рассчитанной частотной характеристики КСВ ВЦИ на частоте 10 ГГц имеет значение 1.87, на частоте 15 ГГц – значение КСВ составляет 1.16, на частоте 20 ГГц – значение КСВ равно 1.17.

Частотная характеристика фазы ϕ коэффициента отражения данного ВЦИ представлена на рис. 12. На рисунке по оси абсцисс отложена частота в ГГц, по оси ординат – фаза коэффициента отражения в градусах.

На рисунке 13 приведена рассчитанная частотная коэффициент усиления K_y заданного ВЦИ. По оси абсцисс отложена частота в ГГц, по оси ординат – коэффициент усиления в дБ.

Как видно из рисунков 11-13 частотная характеристика КСВ выбранного ВЦИ меньше 1,2 начиная с частоты 14 ГГц, усиление увеличивается с 7,6 дБ на частоте 15 ГГц до 9,14 дБ на частоте 20 ГГц.

Рассмотрим теперь топологию антенны, построенной на основе рассмотренного выше излучателя, согласно предложенной методике. Для этого исходный излучатель помещаем в полушар радиусом R из материала с относительными диэлектрической и магнитной проницаемостями 10. Рассмотрим 3 варианта полученной антенны с различными величинами радиуса полушара R - 50, 100 и 150 мм.

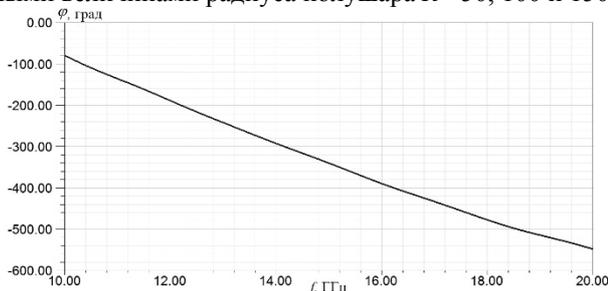


Рис. 12: Рассчитанная частотная характеристика фазы коэффициента отражения ϕ ВЦИ для частот от 10 до 20 ГГц

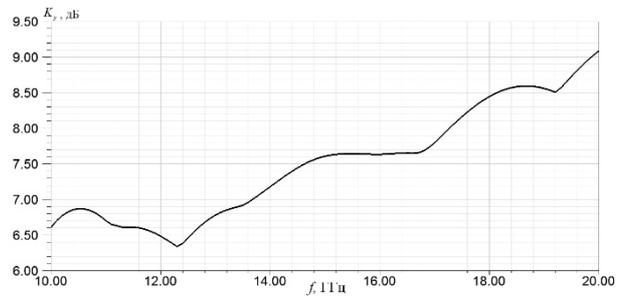


Рис. 13: Частотная зависимость коэффициента усиления ВЦИ

Данную антенну будем анализировать в диапазоне частот 1-2 ГГц. Для этих частот, такая антенна является электрически малой [15, 16]. На рис. 14 изображена топология полученной электрически малой антенны (ЭМА). ЭМА представляет собой излучатель, помещенный в полушар радиусом $R = 50$ мм из материала с относительными диэлектрической и магнитной проницаемостями равными 10. Центр полушара из этого импедансногласованного материала совмещен с фазовым центром щелевого излучателя. При этом рабочая длина волны исходного ВЦИ увеличилась в 10 раз. Размеры волновода, возбуждающего щелевой излучатель, остались прежними: по ширине $a = 19$ мм, по высоте $b = 9,5$ мм и длине $k = 10$ мм (рис. 14). Возбуждающий щель волновод также заполнен материалом с относительными диэлектрической и магнитной проницаемостями равными 10.

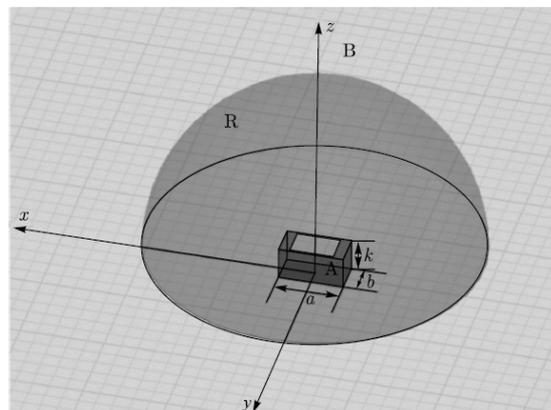


Рис. 14. ЭМА помещенная в полушар из специального материала радиусом 50 мм

ЭМА размещена в вакуумной коробке C с размерами $a_2 = 100$ мм, $b_2 = 100$ мм и $k_2 = 35$ мм.

На сторонах вакуумной коробки C задано условие излучения (Radiation). Таким образом, моделируется излучение ЭМА в открытое пространство. Размеры щели остались прежними: по ширине $a_1 = 13$ мм и по высоте $b_1 = 9$ мм (рис. 7), по длине $k_1 = 0,1$ мм (рис. 8).

Моделирование волноводного щелевого излучателя в полушаре из выбранного материала с различными радиусами $R = 50, 100$ и 150 мм проводилось в 3D-электродинамическом программном комплексе ANSYS HFSS v.15.

На рис. 15 приведены рассчитанные частотные характеристики КСВ для частот от 1 до 2 ГГц ЭМА для различных радиусов полушара из импедансногласованного

материала. На рис. 16 приведены соответствующие рассчитанные частотные характеристики коэффициента усиления K_y этих же объектов для частот от 1 до 2 ГГц.

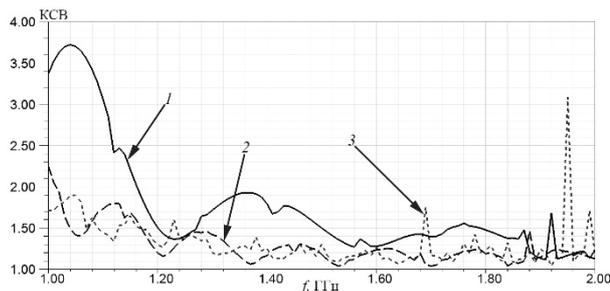


Рис. 15. Рассчитанные частотные характеристики КСВ ЭМА для частот от 1 до 2 ГГц с различными радиусами полшара R – 1) 50 мм; 2) 100 мм; 3) 150 мм

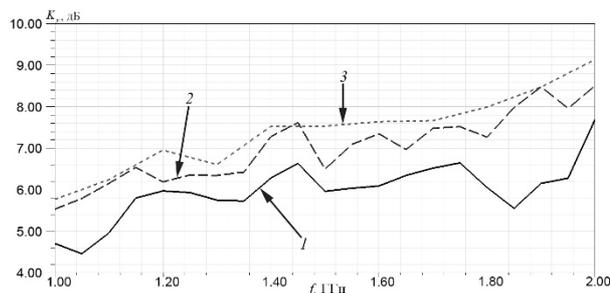


Рис. 16. Рассчитанные частотные характеристики коэффициентов усиления K_y ЭМА для частот от 1 до 2 ГГц с различными радиусами полшара R – 1) 50 мм; 2) 100 мм; 3) 150 мм

Как видно из графиков частотных характеристик, показанных на рис. 15, 16, возможно уменьшение габаритов излучателей в 10 раз при использовании импедансногласованного материала с диэлектрической и магнитной проницаемостями 10, если приемлемо увеличение КСВ до 1,8 на частоте 1,4 ГГц и снижение коэффициента усиления с 5,5 дБ до 3,5 дБ на частоте 1 ГГц и с 9 дБ до 7,5 дБ на частоте 2 ГГц.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, приведены работы зарубежных авторов и предложена методика по использованию импедансногласованных материалов для увеличения рабочей длины

волны существующих излучателей. Приведены результаты численного электродинамического моделирования волноводного щелевого излучателя, рабочая длина волны которого увеличена в 10 раз. Основным ограничением на габариты антенн с использованием импедансногласованных материалов является радиус шара из такого материала и возможность создания таких материалов в требуемом частотном диапазоне. Основные проблемы с габаритами актуальны для антенн в длинноволновом диапазоне (для частот менее 1 ГГц), для которого подобные материалы созданы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Климов К.Н. Определение, параметры и области применения импедансногласованных материалов // Сборник докладов. XIII Международная научно-практическая конференция «Инновационные, информационные и коммуникационные технологии». 1-10 октября 2016 г. Россия, Сочи. С. 516-518.
- [2] J.A. Stratton, Electromagnetic Theory, Mcgraw Hill Book Company, NY and London, 1941.
- [3] S.A. Schelkunoff, The Impedance Concept and Its Application to Problems of Reflection, Refraction, Shielding and Power Absorption. Bell System Technical Journal, vol. 17, no. 1, pp. 17-48, January 1938.
- [4] Kevin Buell, Development of engineered magnetic materials for antenna applications, dissertation of Ph.D., University of Michigan, USA, 2005.
- [5] Antti Karilainen, Magnetic materials and responses in antenna applications, Doctoral dissertations, Aalto University, Finland, 2012.
- [6] Патент США № 7573431, 2009, Broadband polarized antenna including magnetodielectric material, isoimpedance loading, and associated methods, Francis Eugene Parsche.
- [7] H.A. Wheeler, The Radiansphere around a Small Antenna, Proc. IRE, vol. 47, no. 8, pp. 1325-1331, August 1959.
- [8] http://www.skyworksinc.com/Products_TechnicalCeramics.aspx (Дата обращения 28.09.2017).
- [9] <http://www.fair-rite.com/> (Дата обращения 28.09.2017).
- [10] Патент РФ № 169311, 2017, Излучатель Климова. Константин Николаевич Климов.
- [11] Патент РФ № 170118, 2017, Излучатель Година. А.С.Годин.
- [12] Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны, М. Энергия, 1975, С. 528.
- [13] Климов К.Н., Гежа Д.С., Фирсов-Шибяев Д.О. Практическое применение электродинамического моделирования, LAP-Lambert, 2012, С. 216
- [14] Годин А.С., Мацаян М.С., Гежа Д.С., Климов К.Н. Применение принципа электродинамического подобия и специальных материалов для уменьшения габаритов излучателя. // Научные технологии. М.: №4, 2016, С.3
- [15] Климов К.Н., Годин А.С., Гежа Д.С. Электрически малые антенны (часть 1). // Успехи современной радиоэлектроники. М.: №6, 2016, С.47.
- [16] Климов К.Н., Годин А.С., Гежа Д.С. Электрически малые антенны (часть 2). // Успехи современной радиоэлектроники. М.: №7, 2016, С.17.

Численное электродинамическое моделирование зеркальной антенны

Дризе А.Д., Перфильев В.В.

АО «НПО «ЛЭМЗ» Российская Федерация, 127411, Москва, Дмитровское ш., 110
тел.: (495) 6271189, e-mail: temadrize@gmail.com

Аннотация — Проведено численное электродинамическое моделирование зеркальной антенны с облучателем. Моделирование проводилось: методом физической оптики, методом интегральных уравнений и методом конечных элементов. Проведено сравнение полученных результатов. Отмечено, что методы физической оптики и интегральных уравнений не требуют много времени и ресурсов, однако не учитывают обратное отражение от излучателя. В то же время полноценное моделирование методом конечных элементов также неэффективно, поэтому предлагается использовать плоскости симметрии.

Ключевые слова — электродинамическое моделирование, метод конечных элементов, метод физической оптики, метод интегральных уравнений, зеркальная антенна

I. ВВЕДЕНИЕ

Современные программные комплексы для численного электродинамического моделирования сочетают в себе сразу несколько методов расчета. В случае Ansys HFSS базовым методом расчета является метод конечных элементов (МКЭ) для анализа в частотной области. Такой метод обеспечивает высокую точность расчета, при этом требования к вычислительной системе также высоки. Подробно он описан в [1]. Помимо МКЭ, есть возможность использовать метод интегральных уравнений (ИУ), использующий, в свою очередь, метод моментов, а также метод физической оптики (ФО) [2], описанный в [3,4]. Такие методы хороши для решения задач, в которых размеры объекта во много раз превышают длину волны.

Модель системы показана на рисунке 1. Зеркальная антенна моделируется как парабола с диаметром раскрытия a , равным 2 м. Облучатель находится в фокусе зеркала, на расстоянии b , равном 0,78 м, от его вершины и представляет собой круглый волновод длиной в четверть длины волны и радиусами 272, 136 и 88 мм. Глубина зеркала c равна 0,3 м.

Модель зеркала создана в программе SolidWorks [5] и была импортирована в HFSS с помощью формата x_t . Материалом задан алюминий толщиной 1 мм.

Модель излучателя была создана в HFSS. Материалом была задана латунь толщиной 1 мм.

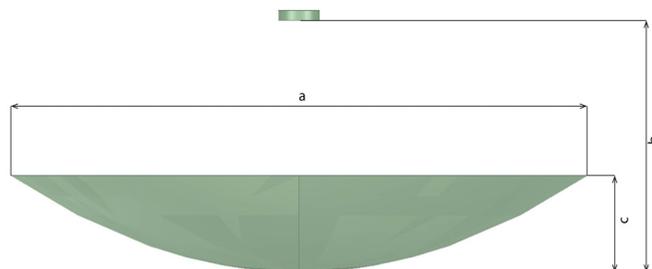


Рис. 1. Изображение зеркальной антенны и излучателем

Моделирование было проведено на частоте 2.4 ГГц. Все расчеты проводились на компьютере с двумя процессорами Intel Xeon E5 с частотой 2,9 ГГц и 384 ГБ оперативной памяти.

II. МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДАМИ ФО И ИУ

Для проведения моделирования зеркальной антенны методами ФО и ИУ была проведена декомпозиция системы. Излучатель в виде круглого волновода с тремя различными диаметрами, окруженный кубом из воздуха, на все грани которого было наложено граничное условие излучения в свободное пространство моделировался отдельно методом КЭ. Затем проводилось моделирование рефлектора, причем источником возбуждения была задана падающая волна, характеристики которой были взяты из результатов моделирования облучателя. Такой подход требует создания двух файлов в рамках одного проекта с указанием взаимосвязи между ними. Также для проведения моделирования методами ФО и ИУ требуется задать граничное условие идеальной проводимости (Perfect E) на всю поверхность зеркала.

Результат при моделировании методами ФО и ИУ был получен очень близкий. Трехмерный график коэффициента усиления при расчете методом интегральных уравнений показан на рисунке 2. Сравнение графиков коэффициента усиления показано на рисунке 3.

III. МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДОМ КЭ

Базовый для программы HFSS метод конечных элементов учитывает отражение от облучателя, однако в случае системы большого размера идет расчет пустых областей пространства, что дополнительно нагружает вычислительную машину.

Параметр точности Delta S во всех случаях был задан равным 0,01.

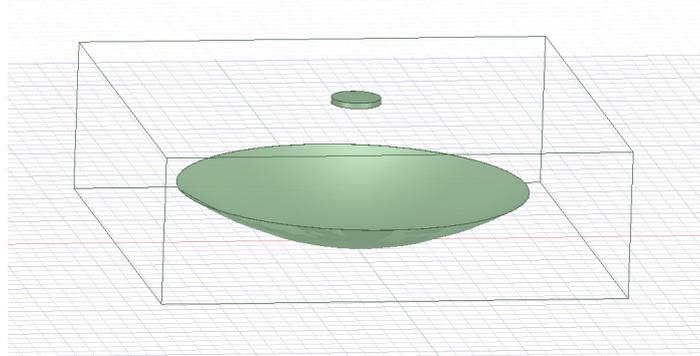


Рис. 4. Трехмерная модель облучателя и рефлектора при моделировании методом КЭ

При моделировании источником возбуждения задается волноводный порт, а вся система окружена воздушным кубом, на чьи грани наложено граничное условие излучения в свободное пространство. В отличие от ситуации при моделировании методами ФО и ИУ, здесь нет необходимости накладывать граничное условие идеальной проводимости на поверхность отражателя.

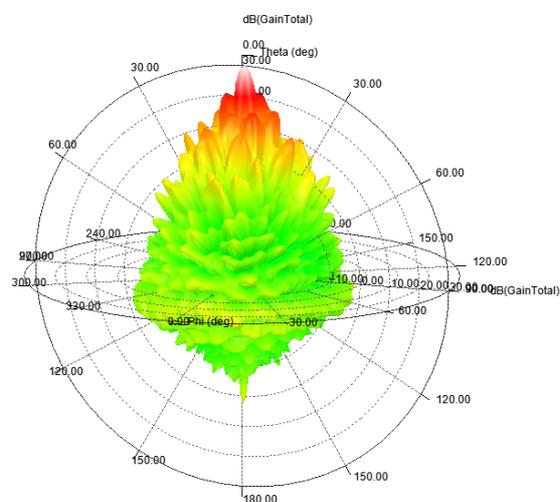


Рис. 5. Трехмерный график коэффициента усиления при моделировании зеркальной антенны методом КЭ при диаметре излучателя 88 мм

Видно, что диаграмма получилась с явной асимметрией. Схожая картина поля наблюдалась и при моделировании с диаметрами облучателей 136 мм и 272 мм. Максимальное значение коэффициента усиления при диаметре излучателя 88 мм составило 28,2 дБ, ширина луча 5,8°, уровень боковых лепестков не выше -7,5 дБ. Расчет для

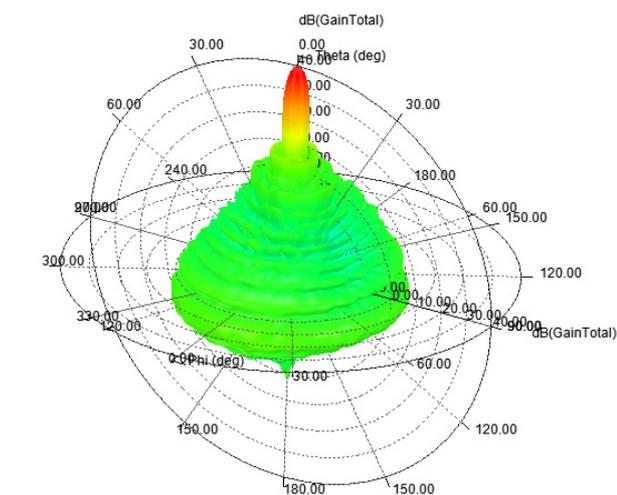


Рис. 2. Трехмерный график коэффициента усиления антенны при расчете методом интегральных уравнений при диаметре излучателя 88 мм

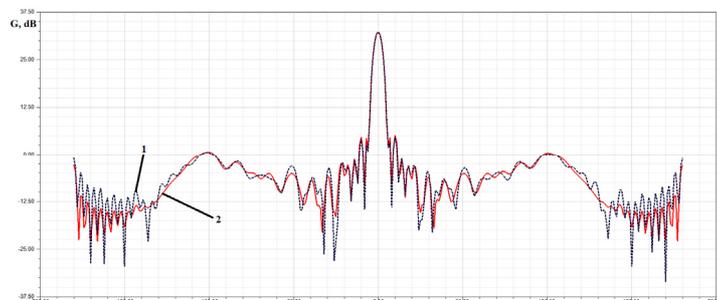


Рис. 3. График коэффициента усиления антенны при расчете методом интегральных уравнений (пунктирная линия 1) и физической оптики (сплошная линия 2) при значении угла $\varphi=0^\circ$

Видно, что в пределах основного лепестка графики не отличаются, а расхождение при других углах невелико. Максимальное значение коэффициента усиления равно 32,4 дБ, ширина луча по уровню -3 дБ составляет 4,2 градуса, уровень боковых лепестков не более -27,1 дБ.

Если не учитывать время и ресурсы, требуемые для расчета излучателя методом КЭ, то расчет методом ФО проходил примерно за минуту и требовал не более 200 МБ оперативной памяти вне зависимости от диаметра излучателя. При этом расчет методом ИУ при диаметре облучателя 88 мм проходил за 69 минут и требовал 6,1 ГБ оперативной памяти, а при диаметре излучателя 136 мм и 272 мм расчет длился также 69 минут и требовал 7,9 ГБ оперативной памяти.

Видно, что расчет методом ФО не занимает много времени и не использует много памяти, при этом результаты аналогичны полученным методом ИУ. Однако, эти результаты нельзя считать точными, поскольку отражение от излучателя обратно не учитывается в обоих случаях.

диаметра излучателя 88 мм длился 1140 минут, было использовано 208 ГБ оперативной памяти.

Для того, чтобы уменьшить количество необходимых ресурсов, модель системы была разделена на четыре части и было проведено моделирование только одной из них, как показано на рисунке 6. При этом на срезанные грани накладываются условия симметричного короткого замыкания (Perfect E) и холостого хода (Perfect H). Остальные грани остаются излучающими в свободное пространство.

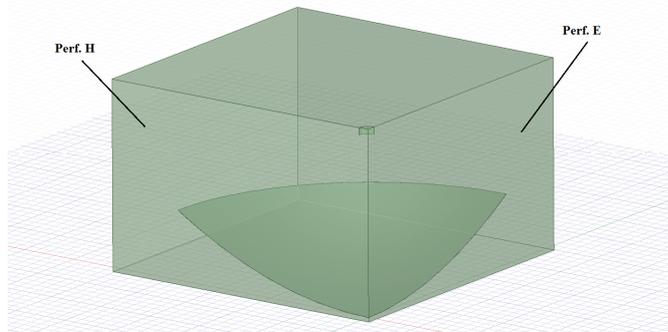


Рис. 6. Трехмерная модель зеркальной антенны с облучателем для сокращенного расчета методом КЭ

Полученный график коэффициента усиления показан на рис. 7.

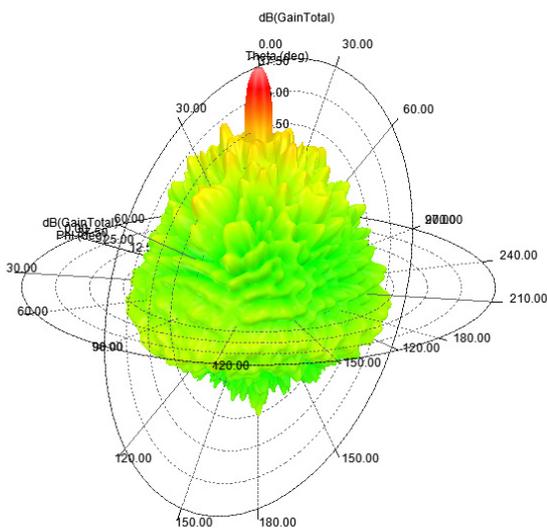


Рис. 7. Трехмерный график коэффициента усиления при моделировании зеркальной антенны методом КЭ при диаметре излучателя 88 мм с использованием плоскостей симметрии

Видно, что уровень боковых лепестков заметно снизился, теперь он составляет -19,5 дБ, а усиление выросло до 31,2 дБ. Ширина луча составила 4,2°. Расчет длился 132 минуты, было использовано 39,6 ГБ памяти.

Было также исследовано влияние геометрии излучателя на характеристики системы. Программы для компьютерного дизайна (CAD) аппроксимируют идеально гладкие поверхности многогранниками при отрисовке. В случае

облучателя, который задается, как цилиндр, есть возможность задать количество таких многогранников. Было выбрано 275 и проведено моделирование (с использованием двух плоскостей симметрии, модель была разделена на 4 части).

В итоге усиление выросло до 31,7 дБ, уровень боковых лепестков снизился до -20,8 дБ, ширина луча уменьшилась до 4,14°. Расчет длился 189 минут, было задействовано 57,5 ГБ оперативной памяти.

IV Выводы

Проведено электродинамическое моделирование зеркальной антенны различными методами: физической оптики, интегральных уравнений и конечных элементов. Моделирование методами физической оптики и интегральных уравнений дает практически одинаковый результат при сравнительно небольшой длительности и ресурсоемкости расчета. В отличие от вышеперечисленных методов, метод конечных элементов позволяет оценить значение усиления антенны, учитывая отражение от излучателя. Однако этот метод требует большей продолжительности расчета и большого объема требуемой оперативной памяти. Кроме этого, в полученных объемных диаграммах направленности отсутствует симметрия, что является показателем наличия ошибки, поскольку геометрия антенны и облучателя обладают двумя плоскостями симметрии. Для того, чтобы избежать этого, используется моделирование геометрии с заданными плоскостями симметрии, что позволяет снизить нагрузку на вычислительную машину и дать более точный результат. Этот результат близок к результату, полученному при моделировании методами физической оптики и интегральных уравнений.

Увеличение количества многогранников для аппроксимации гладких поверхностей приближают результат, полученный методом конечных элементов к результату, полученному методами физической оптики и интегральных уравнений.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] О. Зенкевич, К. Морган. Конечные элементы и аппроксимация. М.: МИИР. 1986. 318 с.
- [2] HFSS Integral Equation Solver Option URL: <http://www.ansys.com/products/electronics/option-hfss-integral-equation-solver> (Дата обращения 31.08.17).
- [3] С. Корнблит. СВЧ оптика. М.: Связь. 1980. 360 с.
- [4] М. Борн, Э. Вольф. Основы оптики. Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука», 1973. 720 с.
- [5] Описание продукта SolidWorks URL: <http://www.solidworks.ru/products/444/> (Дата обращения 31.08.17).

Исследование направленности антенн с различными конфигурациями микрополосковой меандр-линии

Нестеренко Анастасия Николаевна,

Национальный исследовательский институт «Высшая школа экономики» Московский институт электроники и математики им. А.Н. Тихонова,
Москва, Россия,
nnasty16@yandex.ru

Аннотация — Быстро развивающиеся технологии радиочастотной идентификации требуют создания миниатюрных направленных антенн. Использование в микрополосковых антеннах для радиочастотной идентификации спиральных и меандровых структур позволяет создать миниатюрные излучатели, геометрические размеры которых много меньше излучаемых или принимаемых длин волн [1; 2]. Таким условиям удовлетворяет микрополосковая спиральная антенна. В основе антенны лежит круговой или прямоугольный резонатор с различным видом намотки: логарифмическим, арифметическим или эллиптическим. Такая структура имеет осевое излучение, поляризованное по кругу или эллипсу. Однако в дальней зоне поляризация становится линейной. Это приводит к ухудшению кроссполаризационных свойств и, следовательно, использование микрополосковых спиральных антенн нежелательно для систем RFID. Поэтому в конструкции антенны для RFID использован отрезок периодической замедляющей структуры в виде меандр-линии с различной периодичностью структуры. В данной работе были исследованы антенны на основе круговой микрополосковой меандр-линии различной конфигурации. С помощью компьютерной программы MMANA-GAL v.1.2.0.20 построены модели таких антенн и их диаграммы направленности. Исследовано изменение диаграмм направленности микрополосковых антенн в зависимости от конфигурации круговой меандр-структуры. Результаты, полученные в ходе выполнения данного исследования, показывают, что не все конфигурации микрополосковой меандр-линии могут быть использованы в антеннах для радиочастотной идентификации.

Ключевые слова — Технология радиочастотной идентификации; микрополосковые антенны; меандр-линия; диаграммы направленности; миниатюрные излучатели.

I. ВВЕДЕНИЕ

На рисунке 1 а,б представлены варианты топологии антенн на основе круговой меандр-линии с различной периодичностью структуры. Антенны выполнены на подложках с относительной диэлектрической проницаемостью 5,6 и имеют внешний диаметр 110 мм, внутренний 83 мм, при ширине микрополоскового проводника 4,5 мм [3]. Рабочая полоса для таких антенн от 866 МГц до 915 МГц.

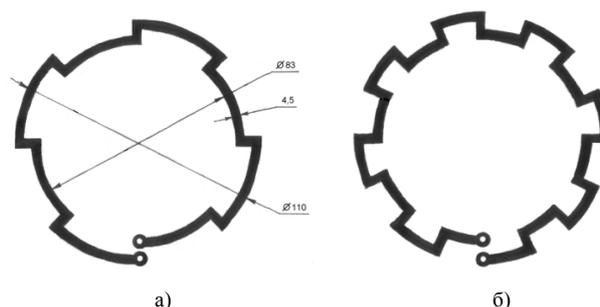


Рис. 1. Топология микрополоскового излучателя: а) на основе четырехступенчатой круговой меандр-линии, б) на основе восьмиступенчатой круговой меандр-линии

Важным параметром меандр-структур являются дисперсионные характеристики. Они были получены экспериментально в книге [4] и показали достаточно равномерное изменение коэффициента замедления на рабочих частотах антенны от 4 до 6. Такие результаты позволяют сделать вывод, что можно прямо пропорционально величине замедления уменьшать геометрические размеры меандр-структур при сохранении их прежней электрической длины. При этом максимальная длина волны антенны определяется ее максимальной электрической длиной, а минимальная – точностью изготовления структуры вблизи точки питания [5].

II. ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ КОЛИЧЕСТВА СЕГМЕНТОВ МЕАНДР-ЛИНИИ АНТЕННЫ

В данном исследовании изучается антенна на микрополосковой меандр-линии с различным количеством сегментов (ступеней). Рабочая частота выбрана 915 МГц. Количество ступеней меандр-линии использовались следующие: 4, 8 и 24. Полученные диаграммы направленности представлены на рис. 2. Диаграммы пронумерованы буквами: а) 4-х ступенчатая меандр-линия, б) 8-ми ступенчатая меандр-линия, в) 24-х ступенчатая меандр-линия.



1. а) б) в)

2. Рис. 2. Изменение направленности антенны в зависимости от количества сегментов меандр-линии.

Из диаграмм видно, что наилучшей направленностью обладает антенна на 8-ми ступенчатой меандр-линии и достигается лучшая равномерность диаграммы направленности. Следовательно, дальнейшее увеличение числа сегментов меандр-линии приведет только к ухудшению параметров антенны.

III. ИССЛЕДОВАНИЕ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ МЕАНДР-ЛИНИИ ТИПА "БАБОЧКА"

В данном исследовании изучается антенна на основе 4-х ступенчатой микрополосковой меандр-линии типа "бабочка". Такая конструкция представляет собой две антенны из патента [3], соединенные между собой так, как показано на Рис.3.

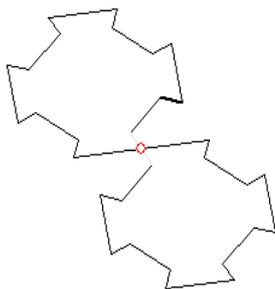


Рис. 3. Антенна на основе микрополосковой меандр-линии типа "бабочка".

Диаграммы направленности, полученные для такой антенны, представлены на Рис.4. Рабочая частота 915 МГц.

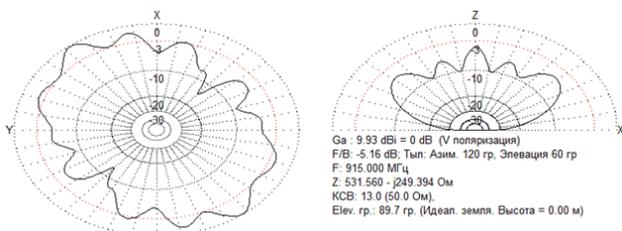


Рис. 4. Диаграммы направленности антенны на основе 4-х ступенчатой микрополосковой меандр-линии типа "бабочка".

Можно видеть, что по сравнению с одиночной антенной, антенна с конструкцией "бабочка" позволяет получить более равномерную диаграмму направленности. Однако такая антенна будет в два раза больше по габаритным размерам.

IV. ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ КОЛИЧЕСТВА СЕГМЕНТОВ МЕАНДР-ЛИНИИ ТИПА "БАБОЧКА"

В данном исследовании изучается антенна на основе восьмиступенчатой микрополосковой меандр-линии типа "бабочка". Такая антенна представлена на Рис.5.

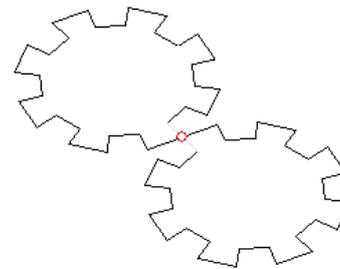
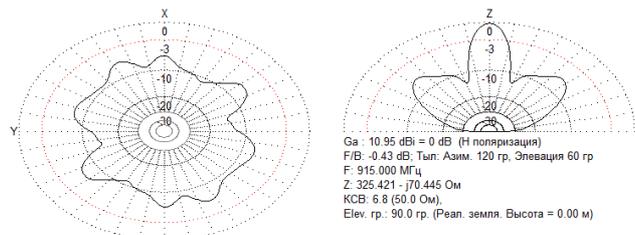


Рис. 5. Антенна на основе микрополосковой восьмиступенчатой меандр-линии типа "бабочка".

Диаграммы направленности такой антенны показаны на рис.6. Рабочая частота 915 МГц.



3. Рис. 6. Диаграммы направленности антенны на основе микрополосковой восьмиступенчатой меандр-линии типа "бабочка".

Получено, что такое изменение конструкции антенны приводит к ухудшению равномерности диаграмм направленности. Следовательно, такая антенна для радиочастотной идентификации на частоте 915 МГц не подходит.

Статья подготовлена в ходе/в результате проведения исследования/работы (№ 17-05-0009) в рамках Программы «Научный фонд Национального исследовательского университета „Высшая школа экономики“ (НИУ ВШЭ)» в 2017-2018 гг. и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации «5-100».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Елизаров А.А., Пчельников Ю.Н. Радиоволновые элементы технологических приборов и устройств с использованием электродинамических замедляющих систем. М., Радио и связь, 2002. – 200 с.
- [2] Y. Lee, Antenna Circuit Design for RFID Applications // Microchip Technology inc., USA, 2003, AN710, pp.1-50.
- [3] Елизаров А. А., Касторская А.С., Кухаренко А.С. Патент РФ № 2 408 115 на изобретение / Антенна для радиочастотной идентификации (варианты) // Изобретения. Полезные модели. 2010. № 36.
- [4] Электродинамический расчет характеристик полосковых антенн / Б.А.Панченко, С.Т.Князев и др. М.: Радио и связь, 2002. – 252 с.
- [5] Шарфельд Т. Системы RFID низкой стоимости / пер. с англ. и науч. ред. С.В.Корнеев. М., 2006. – 197 с.

СЕКЦИЯ 4.

Применение приборов и устройств СВЧ электроники, метрология и измерения на СВЧ

Погрешности цифрового измерения резонансной частоты методом сканирования

Фатеев В.Я.

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова, РАН, Москва, Россия
fateev@ipu.rssi.ru

Аннотация – Теоретически и экспериментально исследованы потенциальные возможности метода сканирования при цифровом измерении резонансной частоты по амплитудно-частотной характеристике резонатора в условиях помех. Статистическим методом получены формулы для систематической и случайной погрешностей этого метода. Теоретические результаты подтверждены исследованиями, проведенными в среде Matlab на виртуальной модели резонатора.

Ключевые слова – резонансная частота, амплитудно-частотная характеристика, систематическая погрешность, случайная погрешность, шум, дискретная частота.

I. ВВЕДЕНИЕ

Дистанционные измерения резонансных частот являются традиционными для СВЧ и ВЧ измерений, при этом ряд методов основан на анализе амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) резонаторов, которые входят в состав радиочастотных датчиков [1, 2] или используются для физических исследований. Цифровой резонансный датчик обычно строится по стандартной схеме [3], состоящей из цифрового сигнального процессора (ЦСП), синтезатора частоты (СЧ), аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и чувствительного элемента (ЧЭ), который представляет собой некоторую резонансную систему. Такая схема является достаточно универсальной для задач поиска и определения экстремумов АЧХ и соответствующих им частот и обработки их по различным алгоритмам.

Для измерения резонансной частоты наиболее широко используется метод сканирования [4], суть которого состоит в том, что с помощью СЧ генерируется сигнал с частотой перестраивающейся дискретно в заданном диапазоне изменения резонансной частоты. Этот сигнал подается на вход ЧЭ, с выхода которого снимается напряжение, по форме повторяющее дискретную АЧХ этого ЧЭ. С помощью АЦП это напряжение преобразуется в цифровой код и фиксируется с соответствующими дискретными частотами в памяти ЦСП, который по максимуму АЧХ с некоторой погрешностью определяет резонансную частоту. Эта погрешность имеет две составляющие – систематиче-

скую и случайную, которые обусловлены соответственно дискретностью АЧХ и наличием шумов на входе АЦП.

В предлагаемой работе исследованы возможности уменьшения указанных погрешностей за счет выбора оптимальных значений шага перестройки частоты СЧ в зависимости от параметров сигнала и резонатора.

II. ИЗМЕРЕНИЕ ПО ДВУМ ДИСКРЕТНЫМ ЧАСТОТАМ

Влияние дискретности при отсутствии шумов можно оценить по систематической погрешности δ_d , которая определяется по известной формуле [5], общей для большинства дискретных измерений

$$\delta_d = s_f / (2\sqrt{3} f_0),$$

где f_0 – измеряемая резонансная частота; s_f – шаг перестройки частоты СЧ.

При наличии шумов кроме систематической возникает также и случайная погрешность. Эти обе погрешности можно определить с помощью статистического метода [6]. Для этого сигнал, поступающий на вход резонатора, представляем в виде серии радиоимпульсов с частотой заполнения f_i , которая изменяется с шагом s_f . Амплитуда каждого такого i -го радиоимпульса на выходе резонатора $U_{out,i}$ состоит из детерминированной и случайной компонент. ЦСП регистрирует максимальную амплитуду этих импульсов и соответствующую частоту. Благодаря наличию случайной компоненты кроме частоты, которая является ближайшей к резонансной частоте, также существует вероятность того, что могут быть зарегистрированы также и другие частоты, расположенные выше и ниже f_0 . Среднее значение всех зафиксированных частот с некоторой погрешностью соответствует истинной резонансной частоте f_0 . Поскольку здесь регистрируемые в качестве резонансных частоты f_i являются дискретными, то соответствующие формулы для среднего значения M_f и дисперсии D_f регистрируемых частот в общем случае имеют вид

$$M_f = \sum_{-I_m/2}^{I_m/2} P_i f_i \text{ и } D_f = \sum_{-I_m/2}^{I_m/2} P_i (f_i - M_f)^2$$

$$(i = -I_m/2, I_m/2, i \neq 0),$$

где P_i – вероятность фиксации частоты f_i ; I_m – количество фиксируемых частот.

Отсюда относительные систематическая δ_s и случайная δ_r погрешности измерения резонансной частоты определяются соответственно как

$$\delta_s = (M_f - f_0)/f_0 \text{ и } \delta_r = \sqrt{D_f}/f_0.$$

Выразить погрешности δ_s и δ_r в виде компактных формул можно лишь для простейшего случая, когда при каждом сканировании в качестве резонансной регистрируется одна из двух частот f_{-1} или f_1 . Для этого должно быть выполнено условие

$$N \approx \sqrt{3} f_0^2 / (s_f Q)^2 \quad (f_0 \in [f_{-1}, f_1]), \quad (1)$$

где N – отношение сигнал/шум; Q – добротность резонатора.

Тогда для погрешностей δ_s и δ_r можно записать следующие выражения

$$\delta_s = s_f y (2q - q^2 \pm 2y) / (q^2 f_0) \text{ и}$$

$$\delta_r = s_f \sqrt{\pm 4y^2 + (q^2 - 4q)y^2 + q^2/4} / (q f_0),$$

где $y = (f_0 - f_{-1} - s_f/2)/s_f$ и $q = \sqrt{3} f_0^2 / (NQ^2 s_f^2)$.

Здесь «+» соответствует $y \geq 0$ и «-» – $y < 0$.

Эти выражения характеризуют погрешности δ_s и δ_r только в точке y и поэтому для корректного сравнения различных алгоритмов целесообразно ввести

интегральные метрологические показатели, например,

эффективные значения систематической δ_{se} и случайной

δ_{re} погрешности, которые можно записать как

$$\delta_{se} = 4,47 \cdot 10^{-2} s_f \sqrt{q_s} / (q^2 f_0) \text{ и} \quad (2)$$

$$\delta_{re} = s_f \sqrt{1/8 + q(q-1)/3} / (q f_0), \quad (3)$$

где $q_s = 26 - 126q + 240,2q^2 - 166,7q^3 + 41,7q^4$.

Анализ (2) и (3) показывает, что функции $\delta_{se}(s_f, N)$ и $\delta_{re}(s_f, N)$ имеют минимумы. Благодаря этому погрешности δ_{se} и δ_{re} можно уменьшить путем выбора оптимальных значений s_f или N . В этом случае, например, для δ_{se} выигрыш по точности по сравнению с δ_d может составить до ~ 11.5 раз.

III. СКАНИРОВАНИЕ С ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Возможен также другой более эффективный способ компенсации систематической погрешности, который базируется на свойстве косо́й симметрии, которым обладает функция $\delta_s(y)$ при $q = 1$. Реализация этого способа осуществляется при помощи поочередного сканирования со сдвигом начальной частоты на $s_f/2$ и без сдвига и в каждом случае фиксируется частота, соответствующая максимуму зашумленной дискретной АЧХ. Оба типа сканирования проводятся одинаковое количество раз и полученные результаты усредняются.

Компенсационные возможности предлагаемого метода с частотной манипуляцией иллюстрируют аналитические выражения, которые имеют вид

$$\delta_{se} = 0,52 s_f (q-1)^2 / (f_0 q^2) \text{ и}$$

$$\delta_{re} = s_f \sqrt{0,3q^4 - 0,26q^3 + 0,08q - 0,02} / (q^2 f_0)$$

Из этих формул видно, что при $q = 1$ $\delta_{se} = 0$. Следует заметить, что для реализации указанного метода необходимо иметь, как минимум четыре дискретных частоты.

IV. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МНОЖЕСТВА ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТ

На практике условие (1) не всегда выполнимо, поэтому при $q > 1$ и $I_m > 2$ существует вероятность того, что кроме частот f_{-1} и f_1 будут зарегистрированы также частоты с другими индексами. Максимальное количество таких частот I_m рассчитывается по формуле

$$I_m = 2 \lceil \sqrt{q} \rceil = 2 \lceil f_0 \sqrt{\sqrt{3}/N} / (s_f Q) \rceil.$$

Для этого случая автором были получены выражения, описывающие δ_s и δ_r , которые, однако, представляют собой довольно громоздкие выражения, пользоваться которыми весьма затруднительно.

Более продуктивным здесь является метод компьютерного моделирования, суть которого состоит в том, что в среде Matlab создается модель резонатора, например, в виде параллельного LCR-контура. Далее для сетки дискретных частот с заданным шагом s_f рассчитывается АЧХ указанного резонатора. Для имитации амплитудного шума программно генерируется массив случайных чисел, который суммируется с АЧХ резонатора и резонансная частота определяется по максимуму зашумленной АЧХ. Далее по зафиксированным значениям резонансных частот для определенного числа сканирований рассчитываются среднее значение и дисперсия измеренной резонансной частоты, и затем систематическая δ_s и случайная δ_r погрешности.

С помощью компьютерного моделирования было доказано, что измерение резонансной частоты по множеству дискретных частот осуществляется наиболее эффективно в диапазоне значений s_f , задаваемом величинами $s_{f1} \approx s_{f2}/I_m$ и $s_{f2} \approx f_0/(Q\sqrt{N})$, где s_{f1} и s_{f2} – соответственно нижняя и верхняя границы указанного диапазона. В этом случае погрешность δ_s в 20÷40 раз меньше погрешности δ_d .

V. ВЫВОДЫ

Проведенные исследования показали, что наиболее высокая точность достигается при измерении резонансной частоты по множеству дискретных частот. При этом упрощается также и реализация указанного метода. Следует также отметить, что систематическую погрешность δ_s можно минимизировать как за счет оптимального выбора шага s_f , так и с помощью искусственного добавления аддитивного шума к АЧХ резонатора, т. е., благодаря рандомизации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Высокочастотный метод измерения неэлектрических величин. М.: Наука, 1978. 280 с.
- [2] Новицкий П.В., Кнорринг В.Г., Гутников В.С., Цифровые приборы с частотными датчиками. М.: Энергия, 1970. 424 с.
- [3] Е Мерфи Е., Слэттери К. Прямой цифровой синтез (DDS) в тестовом, измерительном и коммуникационном оборудовании. Компоненты и технологии, 2006, № 8. С. 52-55.
- [4] Растринин Л.А. Системы экстремального управления. М., Наука, 1974. 630 с.
- [5] Брагин А.А., Семенюк А. Л., Основы метрологического обеспечения аналого-цифровых преобразователей электрических сигналов. М.: Изд-во стандартов, 1989. 164 с.
- [6] Вентцель Е.С., Овчаров Л.А., Прикладные задачи теории вероятностей. М.: Радио и связь, 1983. 416 с.,

Радиочастотный зонд и алгоритм измерения параметров трехслойных сред

Лункин Б.В.

Институт проблем управления РАН
Москва, Россия
lunbv@ipu.ru

Криксунова Н.А.

Институт проблем управления РАН
Москва, Россия
krikni@ipu.ru

Аннотация — В докладе представлены результаты цикла исследований, проводимых в ИПУ РАН по измерению в резервуарах параметров жидких сред, склонных к расслоению [1, 2, 3]. К этим параметрам относятся, положение границ раздела между слоями и физические параметры этих слоев (для радиочастотного метода таковыми являются диэлектрические проницаемости).

Ключевые слова — измерения; радиочастотный зонд; трехслойная среда; алгоритм

Практика измерений физических параметров в расслоенных средах с переменными границами раздела между слоями отсутствует. Делаются попытки применения нескольких датчиков с отличающимися функциями преобразования первичной информации. В этом случае возникает проблема получения однозначного измерения контролируемых параметров, а реализация представляет собой громоздкую систему. Это обстоятельство обуславливает исследование тех методов измерения, которые позволяют формировать несколько каналов получения информации в одном зонде. К ним, в частности, относится радиочастотный метод. При погружении в контролируемую среду зонда, являющегося электромагнитным резонатором, устанавливается функциональное соответствие между значениями положения границ раздела (ПГР) x_i , диэлектрических проницаемостей (ДП) ϵ_j слоистой среды и доступных для измерения собственных частот f_k резонатора. На базе зависимостей собственных частот от параметров среды формируется система уравнений для нахождения из нее ПГР и ДП по измеренным собственным частотам. При этом в соответствии с требованиями измерений, функции преобразования каналов должны быть такими, чтобы решение указанной системы уравнений относительно контролируемых параметров было единственным в требуемом диапазоне их изменения. И это составляет основную проблему при создании зонда и алгоритма измерения. Отметим, что возможность решения задачи в такой постановке не очевидна даже для простых моделей слоистых сред.

Чтобы довести результаты исследования до конкретных конфигурации зонда, алгоритма измерения и оценок погрешностей, авторы ограничились рассмотрением двух-трехслойных сред, которые являются наиболее распространенными в технологических установках. К такому

роду измерениям можно отнести задачу определения массы криогенных сред в трехфазном состоянии по положениям границ раздела газ-жидкость и жидкость-твердое и диэлектрическим проницаемостям каждой фазы (всего пять неизвестных, и значит необходимо возбуждение в зонде полей на пяти резонансных частотах). Другой пример – измерение количества топлива с изменяющимися свойствами в баке, которое наряду со слоем воздуха и слоем воды образует трехслойную среду (неизвестными являются положения двух границ раздела воздух-топливо, топливо-вода и диэлектрическая проницаемость топлива, необходимо возбуждение полей на трех резонансных частотах).

Центральным пунктом в исследованиях является синтез конфигурации зонда. Поиск структуры зонда осуществлялся в классе длинных линий или волноводов с учетом конструктивных ограничений в виде отрезка линии с изломами на границах диапазона измерения двух и трехслойных сред (W-зонд). Решением системы уравнений, образуемой зависимостями резонансных частот от контролируемых параметров, определялись с высокой точностью модельные резонансные частоты для заданных параметров, а затем решалась обратная задача – определение параметров по заданным частотам. Для упрощения процедуры вычислений определение контролируемых параметров и резонансных частот осуществлялось для приближенной модели зависимостей резонансных частот. В этой модели для решения системы уравнений методом итерации была разработана процедура задания начальных значений параметров (НЗП), которая обусловлена тем, что не при всех НЗП, взятых из области их возможных изменений, существуют решения. При этом предполагается, что процедура НЗП для выбранной конфигурации зонда сохраняется при рассмотрении уточненной, но существенно более сложной модели зависимостей резонансных частот, основанной на вычислении реактивных составляющих входных сопротивлений слева или справа относительно какой-либо точки на отрезке зонда. Предположение обусловлено тем, что качественно частотные зависимости этих моделей близки. Такой подход позволил существенно упростить выбор НЗП, обеспечивающих однозначное решение.

Для приближенной модели был предложен алгоритм измерения пяти параметров с применением зонда W – разного типа и возбуждения в нем колебаний на пяти ре-

зонансных частотах (первой, второй, четвертой, шестой и восьмой, отсчитываемых по порядку). Для такой задачи установлено: если при решении системы уравнений определяемые параметры сходятся к некоторым не являющимся решением значениям, то при подстановке их в систему получаемые частоты совпадают с соответствующими измеренными, кроме четвертой частоты. Совпадение всех частот, включая четвертую, существует только в случае, если параметры являются решением системы. В предположении высокой точности измерения резонансных частот было показано, что единственность обеспечивается разбиением на поддиапазоны значений параметров и резонансных частот и процедурой задания НЗП. Можно предположить, что такой характер сходимости параметров, получаемых при решении системы, обусловлен особенностями распределения запасенной электрической энергии в зонде – резонаторе для разных типов колебаний.

Эффект совпадения названных частот существует при решении более простой задачи – измерения положения двух границ раздела между слоями и диэлектрической проницаемости среднего слоя в трехслойной среде (всего три неизвестных параметра и три резонансные частоты – первая, вторая и четвертая). Вычисления в среде MathCAD показали, что в этом случае для погрешности измерения резонансных частот не более $\delta_f \sim 10^{-6}$ процедура выбора НЗП достаточно проста. Но эта точность часто оказывается слишком высокой в реальных условиях, т.к. ее величина определяется не только техническими возможностями вторичных преобразований, но и неконтролируемой нестабильностью влияющих факторов на зонд, например, температуры, давления, колебаний границ раздела, отложений твердых частиц на поверхности чувствительного элемента и пр. В этой связи рассматривалась возможность разработки алгоритма измерения для практически актуальной задачи определения количества топлива в трехслойной среде «воздух-топливо-вода» для более грубых измерений резонансных частот – с погрешностью $\delta_f \sim 10^{-4}$. Моделирование погрешности измерения резонансных частот осуществлялась изменением на единицу в соответствующем разряде значений, полученных с высокой точностью для истинных параметров. Рассматривались три варианта изменения на единицу: в сторону возрастания, в сторону убывания и в разные стороны.

Вычисления показали значительное влияние на погрешность измерения наличие воды. Существует оптимальное значение положения границы раздела «вода-топливо» x_1^0 , при котором погрешность измерения количества топлива имеет минимальное значение. Это позволяет не только получить приемлемые точности определения параметров при более грубых измерениях резонансных частот, но и предельно упростить процедуру выбора НЗП: единственное решение существует при любых НЗП, кро-

ме может быть $x_{01} = x_{02} = 0$. Однако при этом необходимо в конструкцию зонда добавить участок, имитирующий постоянное погружение зонда в воде. При этом измерения малых значений количества топлива $((x_2 - x_1)\% \sim 10\%$ в процентах к полному объему бака) сопровождаются значительными погрешностями, вплоть до отсутствия каких-либо значений параметров при решении системы уравнений приближенной модели.

Для указанных значений количества топлива предложен другой подход к алгоритму измерения, определяемый спецификой задачи. Он основан на том, что в процессе расходования топлива количество воды в баке практически не меняется. При этом алгоритм, связанный с возбуждением и достаточно «грубым» измерением трех собственных частот, обеспечивает высокую точность (десятые доли процентов) определения положения границы раздела «вода – топливо» в большом диапазоне изменения количества топлива, начиная от полного бака. Полученное значение количества воды, а также диэлектрической проницаемости можно хранить в памяти и использовать их для дальнейших измерений. При наличии такой информации решением первых двух уравнений, а затем только первого уравнения $((x_2 - x_1)\% \sim 5\%)$ можно добиться точности измерения количества топлива с погрешностью не хуже 0,5% в пределах от пустого до полного бака.

Чтобы получить в реальности такого же порядка погрешности, необходимы более точные математические описания зависимостей резонансных частот. Среди них была исследована модель, основанная на вычислениях входных сопротивлений в какой-либо точке зонда-резонатора. В этом случае все процедуры компьютерного моделирования усложняются, но, отметим, симметричная конструкция зонда в какой-то степени их упрощают. Главное удалось показать, что метрологические показатели остаются такими же, как и для приближенной модели. Это означает вполне реальным создание прибора для измерения количества топлива в трехслойной среде независимо от его типа с погрешностью не хуже 1,0 – 1,5%. Более высокие точности можно получить для массы двухфазных сжиженных газов в замкнутых объемах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Лункин Б.В. Многоканальный датчик параметров слоистых сред с одним чувствительным элементом // Автоматика и телемеханика. 2012. №10. С. 127-141.
- [2] Лункин Б.В., Криксунова Н.А. Алгоритм высокоточного измерения параметров трехслойных сред в резервуарах / Труды Всероссийского совещания по проблемам управления, Россия, Москва, ИПУ РАН. М.: ИПУ РАН, 2014. С. 6865-6873.
- [3] Лункин Б.В., Криксунова Н.А. Алгоритм определения диэлектрической проницаемости и количества топлива в трехслойной среде при радиочастотном контроле // Измерительная техника. 2016. №4. С.51-55.

Широкополосный СВЧ генератор, управляемый напряжением

Никитин Александр Борисович
Санкт-Петербургский политехнический университет
Петра Великого
195251, Россия, г. Санкт-Петербург,
ул. Политехническая, д. 29
доцент кафедры «РТС» ИФНиТ СПбПУ, к.т.н.
nikitin@mail.spbstu.ru

Хабитуева Екатерина Исаковна
Санкт-Петербургский политехнический университет
Петра Великого
195251, Россия, г. Санкт-Петербург,
ул. Политехническая, д. 29
студент кафедры «РТС» ИФНиТ СПбПУ
basilliounderground@mail.ru

Аннотация – В работе рассмотрены особенности разработки широкополосного СВЧ генератора, выполненного по гибридной технологии и обеспечивающего в сантиметровом диапазоне перестройку в пределах октавы (6 – 12 ГГц) и более. Определена базовая структура такого автогенератора и сформулированы требования к характеристикам управляющих элементов (варикапов). Разработана топология генератора, не уступающего по большинству характеристик устройствам, выпускаемым ведущими производителями электронных компонентов.

Ключевые слова: автогенератор, ГУН, СВЧ, варикап, широкополосная перестройка.

I. ВВЕДЕНИЕ

Для обеспечения работы целого ряда радиотехнических систем требуются синтезаторы частот (СЧ) с системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), одним из ключевых элементов которых является генератор, управляемый напряжением (ГУН). Помимо диапазона перестройки частоты, ГУН в существенной степени определяет такие параметры СЧ, как быстродействие, уровень фазовых шумов вне полосы пропускания петли ФАПЧ и некоторые другие [1-3].

На сегодняшний момент изготовлением подобных СВЧ устройств занимаются несколько ведущих производителей электронных компонентов, например, Analog Devices, MACOM, Sivers Ima, Spectrum Microwave и др. Однако октавную перестройку в высокочастотной части сантиметрового диапазона волн (в частности, в пределах от 6 ГГц до 12 ГГц) обеспечивают лишь единичные образцы генераторов (модели НМС732LC4В [4] и МАОС-409000 [5]).

При ужесточении ограничений на поставку в Россию электронных устройств и систем двойного назначения получение соответствующей продукции зарубежного производства становится все более затруднительно.

Поэтому практический интерес представляет исследование путей разработки широкополосного транзисторного

автогенератора сантиметрового диапазона волн, выполненного на основе серийных электронных компонентов.

Разработка таких СВЧ устройств подразумевает под собой решение широкого круга задач, связанных с выбором требуемой элементной базы (в особенности варикапов), а также определением наиболее рациональной схемы построения автогенератора. При этом дополнительным фактором, усложняющим достижение поставленной цели, является необходимость наличия измеренных характеристик используемых компонентов или их моделей, адекватно отражающих свойства элементов в СВЧ диапазоне. Поскольку для целого ряда типов и номиналов предоставляемая производителями информация ограничена или же вовсе отсутствует, процесс создания ГУН осложняется необходимостью проведения большого объема экспериментальных исследований [7, 8, 11].

II. РАЗРАБОТКА ГУН

A. Выбор компонентов и базовой структуры ГУН

В качестве активного элемента ГУН был выбран кремний-германиевый гетеропереходный биполярный транзистор, отличающийся от аналогичных приборов малым уровнем шума в требуемом диапазоне частот [2].

Анализ стационарного режима упрощенных моделей перестраиваемых генераторов, отличающихся количеством варикапов и местом их включения, позволил определить базовую структуру ГУН и выработать требования к характеристикам управляющих элементов.

Для обеспечения октавной перестройки частоты в заданном диапазоне (6-12 ГГц) необходимы диоды с малыми и сверхмалыми значениями емкостей ($C_{\min} < 0,1-0,15$ пФ), среди которых можно выделить, например, варикапы серии МА46 [9], выпускаемые компанией MACOM в виде flip-chip компонентов. На основе сравнительного моделирования различных вариантов построения ГУН было установлено, что в качестве базовой структуры генератора целесообразно использовать схему с двумя управляющими элементами в эмиттере и базе транзистора. Данный вывод обусловлен тем, что схема с одним варикапом

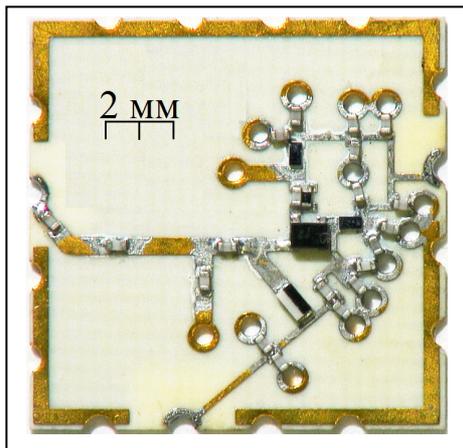
предъявляет чрезмерные требования к его характеристикам, а вариант с тремя варикапами в эмиттерной, базовой и коллекторной цепях транзистора [10] лишь незначительно превосходит схему с двумя управляющими элементами, характеризуясь при этом большей сложностью в реализации на основе гибридной технологии.

В. Микрополосковая схема ГУН

Для построения эквивалентной схемы генератора, необходимой при разработке его топологии, потребовались многочисленные экспериментальные исследования, основанные на измерениях S-параметров элементов ГУН. Проведенные исследования позволили уточнить СВЧ модели составных компонентов генератора [7,8,11] и построить его адекватную модель.

Создание на основе полученных экспериментальных данных микрополосковой схемы ГУН потребовало разработки специальной согласующей нагрузочной цепи. Помимо развязки разработанная цепь, в первую очередь, необходима для получения на выходных коллекторных выводах транзистора во всей рабочей полосе частот определенных значений нагрузочного импеданса, обеспечивающих непрерывную перестройку в октавном диапазоне. На рис.1 представлена фотография разработанной топологии перестраиваемого генератора.

Данная конфигурация схемы ГУН обеспечивает пере-



стройку частоты в пределах от 6 ГГц до 12,5 ГГц при изменении управляющего напряжения, подаваемого на варикапы, в интервале от 1 В до 15 В.

Рис. 1. Микроплата ГУН

Средний уровень выходной мощности разработанного генератора составляет величину порядка 2 дБм. Спектральная плотность мощности (СПМ) фазового шума при отстройке 100 кГц от несущей не превосходит -90 дБн/Гц и, в основном, лежит в пределах -92 дБн/Гц...-98 дБн/Гц.

Основные характеристики генератора (диапазон перестройки частоты, уровень выходной мощности, а также СПМ фазового шума) соответствуют характеристикам аналогичных устройств, выпускаемых зарубежными про-

изводителями, например, ГУН MAOC-409000 компании MACOM [5]. Нелинейность перестроечной характеристики в пределах октавы лишь немного уступает аналогу (3,4 против 2,5). При этом созданные ГУН демонстрируют лучшее подавление высших гармоник по сравнению с аналогичными генераторами, требуют меньший диапазон изменения управляющего напряжения и потребляют меньший ток. Так, например, для ГУН MAOC-409000 типичное значение уровня второй гармоники составляет -15 дБн, тогда как в разработанном генераторе этот параметр в среднем на 15 дБ лучше.

III. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования позволили разработать топологию ГУН, не уступающего по большинству характеристик устройствам, выпускаемым ведущими производителями электронных компонентов. Диапазон перестройки частоты лежит в пределах октавы (от 6 ГГц до 12 ГГц) и более, уровень выходной мощности составляет единицы дБм и СПМ фазового шума не превосходит -90 дБн/Гц при отстройке 100 кГц от несущей во всем диапазоне частот.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] А. Горевой, Выбор генераторов для построения маломощных СВЧ-синтезаторов, Компоненты и технологии, №6, с.12-17, 2012.
- [2] А. Горевой, Генератор диапазона 1-2 ГГц с повышенной крутизной регулировочной характеристики, Доклады ТУСУРа, №1(23), с.44-49, 2011.
- [3] A. Chenakin, Frequency Synthesizers: Concept to Product, ARTECH HOUSE, INC., с.254, 2011.
- [4] HMC732LC4B. WIDEBAND MMIC VCO WITH BUFFER AMPLIFIER. 6-12 GHz, datasheet, режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/hmc732.pdf> (дата обращения: 07.08.2017г.).
- [5] MAOC-409000. Broadband Voltage Controlled Oscillator 6-12 GHz, datasheet, режим доступа: https://cdn.macom.com/datasheets/MAOC-409000_V3P.pdf (дата обращения: 07.08.2017г.).
- [6] A.V. Grebennikov, RF and Microwave. Transistor Oscillator Design, John Wiley & Sons, Ltd., с.458, 2007.
- [7] А.Б. Никитин, Е.И.Хабитуева, Особенности использования чип-резисторов в гибридных схемах СВЧ, Материалы международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2016», Том 1, 2016.
- [8] А.Б. Никитин, Е.И. Хабитуева, СВЧ-модель бескорпусного резистора, Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление, №5(229), с.39-46, 2015.
- [9] MA46 Series, datasheet, режим доступа: <https://cdn.macom.com/datasheets/MA46%20Series.pdf> (дата обращения: 07.08.2017г.).
- [10] M. Tsuru, K. Kawakami, K. Tajima, K. Miyamoto, M. Nakane, M. Hieda, M. Miyazaki, A Triple Tuned Ultra-Wideband VCO in X-K Band, Proceedings of 3rd European Microwave Integrated Circuits Conference, с.458-461, 2008.
- [11] В.М. Малышев, Ю.А. Матвеев, А.Б. Никитин, А.В. Худяков, Модель варикапа для разработки сверхширокополосных перестраиваемых генераторов СВЧ, Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление, №2(192), с.55-60, 2014.

Анализ и моделирование протокола радиочастотной идентификации транспортных средств на автодорогах

Лаврухин И.Р.
МИЭМ НИУ ВШЭ
Москва, Россия
irlavrukhin@edu.hse.ru

Аннотация — В процессе данной работы был изучен стандарт EPC Class 1 Generation 2 [1], который описывает технологию пассивной радиочастотной идентификации, в частности – протокол взаимодействия меток со считывателем, антиколлизционную процедуру опроса меток, доступ к различным областям памяти меток, параметры работы считывателя, вопросы безопасности. Для упрощения описания и логического разделения представленного функционала в стандарте вводятся два уровня: физический и логический. Для анализа производительности была построена модель системы радиочастотной идентификации на языке Python 3. Разработанное программное обеспечение позволяет имитировать процедуру опроса меток и на основе модели строить и анализировать зависимости количества успешно прочитанных меток от параметров (настроек) считывателя.

Ключевые слова — идентификация; RFID; Python; транспортное средство; коллизии; метки; считыватель; автомобили.

I. ВВЕДЕНИЕ

Высокая аварийность на автодорогах – острая социальная и экономическая проблема. В России, как и во многих странах мира, для снижения аварийности на автомобильных дорогах создают системы автоматической фиксации нарушений правил дорожного движения. Существующие системы, как правило, включают в себя радарное устройство для измерения скорости движения транспортного средства (ТС), а также оптическую фотокамеру для регистрации номерного знака транспортного средства нарушителя (то есть выполняют **идентификацию** нарушителя) [3].

Однако, вышеперечисленная аппаратура имеет ряд недостатков, затрудняющих или даже делающих невозможным решение главной ее задачи – регистрации и идентификации автомобиля правонарушителя:

- при плохих погодных условиях (туман, снег, дождь) не всегда возможно корректно идентифицировать номерной знак;

- номерной знак также нельзя идентифицировать, если водитель сознательно скрывает его (например, нанося грязь или закрывая знак листом бумаги);

- аппаратура имеет очень высокую стоимость и требует регулярного обслуживания.

Из-за перечисленных недостатков вероятность идентификации автомобиля нарушителя может снижаться до 50 процентов и ниже.

Для решения перечисленных проблем можно использовать пассивную радиочастотную идентификацию (RFID) стандарта EPC Class 1 Generation 2 [1]. Для этого в точках фиксации нарушений размещаются RFID-считыватели, читающие метки, размещенные на автомобилях. По результатам экспериментов [2], такой подход позволяет увеличить процент идентифицированных транспортных средств до 92% и более, даже в крайне плохих погодных условиях. К преимуществам использования RFID следует отнести относительно низкую стоимость оборудования, а также возможность идентифицировать даже сильно загрязненные номерные знаки [4].

II. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА RFID

Система радиочастотной идентификации (RFID, Radio Frequency Identification) представляет из себя беспроводную систему автоматической идентификации объектов, в которой при помощи радиосигналов считываются или записываются данные, которые хранятся в RFID-метках (RFID-tag).

Каждую RFID-систему можно представить в виде двух взаимодействующих компонентов: считывающего устройства (считыватель, RFID-reader) и транспондера, или метки (RFID-tag).

Структуру любой метки можно представить в виде двух частей. Первая часть метки представляет из себя чип, предназначенный для обработки и хранения информации, а также модуляции и демодуляции радиочастотного сиг-

нала. Вторая часть – это антенна, которая принимает и передает сигнал.

В пассивных системах радиочастотной идентификации СВЧ-диапазона (860-960 МГц) считыватель постоянно создает электромагнитное поле, которое необходимо для передачи энергии меткам. Когда считывателю требуется передать сообщение, он передает модулированный сигнал, а в остальное время – обычную синусоиду (постоянный сигнал) на своей несущей частоте. Для передачи данных метка изменяет во времени коэффициент отражения своей антенны, тем самым осуществляя амплитудную модуляцию отраженного сигнала. Такой способ передачи данных называется модуляцией отраженного сигнала, или модуляцией обратного рассеивания (англ. Backscattering Modulation). Следует также отметить, что в пассивных системах метка не может инициировать обмен сообщениями, а передает данные лишь в ответ на команды от считывателя.

III. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ МОДЕЛИ

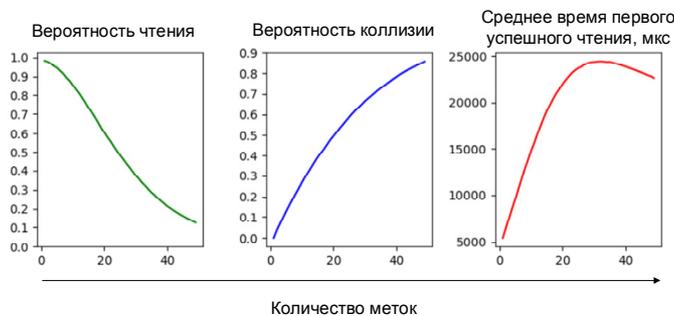


Рис. 1. Зависимость вероятности успешного прочтения метки, вероятности коллизий и среднего времени первого успешного чтения метки от количества меток

Как видно из графика на рис. 1, который построен при помощи модели на языке Python, вероятность появления коллизии растет и стремится к единице. Напротив, вероятность чтения метки с ростом их количества падает и стремится к нулю из-за растущего числа коллизионных слотов. Третий график показывает зависимость среднего времени до первого успешного прочтения метки от количества меток. Сначала график возрастает, так как растет число слотов, в которых метки отвечают считывателю, такие слоты имеют большую длительность, чем пустые, длительность раунда возрастает и в среднем метка успешно передает свои данные позже. Затем количество коллизионных слотов становится слишком большим, большая часть меток попадают в коллизии. Длительность раунда становится короче из-за того, что длительность коллизионных слотов существенно меньше, чем длительность слота, в котором ведется успешная передача, следовательно, для тех меток, которые смогли успешно передать свои идентификаторы, время до передачи сокращается.

Данное обстоятельство приводит к падению графика в его правой половине.

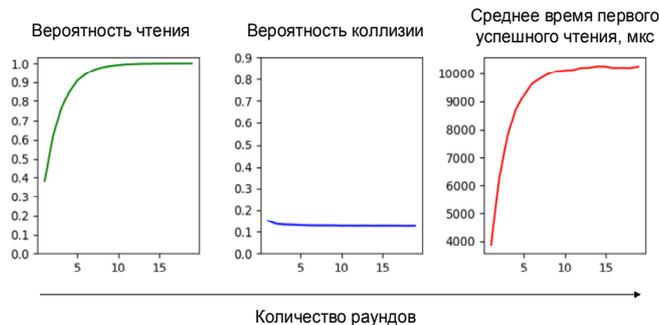


Рис. 2. Зависимость вероятности успешного прочтения метки, вероятности коллизий и среднего времени первого успешного чтения метки от количества раундов

По первому графику на рисунке 2 видно, что чем больше раундов будет проведено, тем выше вероятность прочтения метки. Также можно заметить, что максимальная вероятность чтения метки достигается к 10 раундам, следовательно, целесообразно настраивать считыватель на не менее чем 10 раундов. Вероятность коллизий не будет зависеть от количества проведенных раундов. Эта величина зависит лишь от количества меток. Среднее время до первой успешной идентификации метки сначала растет, но затем принимает замедляется и стремится к постоянному значению. Данный факт связан с тем, что примерно к 10 раунду считыватель успел прочитать как минимум один раз все метки, а повторные чтения не учитываются в данном графике.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

- Промоделировано взаимодействие считывателя и метки;
- Получены численные оценки вероятности метки чтения, вероятности коллизии, среднее время до первого успешного чтения;
- Описаны зависимости данных величин от параметров протокола и вероятности успешной доставки сообщения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] EPC Radio-Frequency Identity Protocols Generation-2 UHF RFID/ Ed. By EPCglobal Inc, 2015.
- [2] Vishnevsky V.M., Larionov A.A., Ivanov R.E. Analysis and Simulation of UHF RFID Vehicle Identification System / Communications in Computer and Information Science (CCIS). Distributed Computer and Communication Networks. Heidelberg: Springer International Publishing AG, 2016. Volume 678.
- [3] Минниханов Р.Н. (общая редакция) Опыт применения систем видеонаблюдения нарушений правил дорожного движения (на примере Республики Татарстан). – Казань: ГУ «НЦ БЖД», 2009.
- [4] В.М.Вишневикий, Р.Н.Минниханов. Автоматизированная система безопасности на автодорогах с использованием RFID-технологий и новейших беспроводных средств. Проблемы информатики. 2012. № 1.