

На правах рукописи

Казарян Гоар Мартиросовна

**ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЧИ,
ПРИЕМА МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ В
ПОСТОЯННЫЙ ТОК**

Специальность 01.04.03 - радиофизика

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Москва – 2007

Работа выполнена на кафедре радиофизики физического факультета
Московского государственного университета им. М.В. Ломоносова.

Научный руководитель: кандидат физико-математических наук,
старший научный сотрудник
Саввин Владимир Леонидович

Официальные оппоненты: член-корр. РАН, доктор физико-математических
наук, профессор
Диденко Андрей Николаевич

доктор технических наук, доцент
Мозговой Юрий Дмитриевич

Ведущая организация: Институт радиотехники и электроники РАН

Защита диссертации состоится " 24 " мая 2007 г. в 16 часов на заседании
диссертационного совета Д.501.001.67 при Московском государственном
университете им. М.В. Ломоносова по адресу: 119992, г. Москва, Ленинские горы,
МГУ, д.1, стр.2, физический факультет.

С диссертацией можно ознакомиться в читальном зале научной библиотеке им.
А.М. Горького МГУ им. М.В. Ломоносова (физический факультет).

Автореферат разослан " " _____ 2007 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета Д 501.001.67
кандидат физико-математических наук,
доцент

А.Ф. Королев

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность исследования. В результате интенсивного развития СВЧ электроники больших мощностей (особенно в 3- и 10-сантиметровых диапазонах волн) интерес исследователей привлекла задача передачи СВЧ энергии посредством сфокусированных пучков электромагнитных волн ("беспроводная" передача). Такие системы могут открывать перспективы для задач, ранее считавшимися трудноосуществимыми или нерентабельными при стандартных подходах. Системы передачи энергии электромагнитным лучом (СПЭЭЛ) могут найти применение для передачи энергии между объектами в труднодоступных в геолого-климатическом отношении районах Земли (через глубокие каньоны, над водными массивами, болотами, горами), для снабжения энергией летательных аппаратов в атмосфере Земли, для транспортировки энергии с поверхности Земли на космические объекты также и от центральных космических станций производящих энергию на Землю и т.д. Среди достоинств СПЭЭЛ можно выделить возможность изменения направления передачи энергии путем переориентации передающей антенны, малые энергетические потери в достаточно широкой полосе частот при передаче энергии в атмосфере и в околоземном космическом пространстве.

Целью работы является:

1. изучение возможности подавления фонового излучения боковых лепестков за пределами приемной антенны СПЭЭЛ за счет оптимизации дискретного амплитудного распределения электрического поля на передающей антенне;
2. синтез равномерного распределения плотности мощности на плоскости приемной антенны с максимальным коэффициентом использования поверхности (КИП) ректенны, изучение вопросов повышения мощности и эффективности системы;
3. анализ конструкции излучающего элемента и электрической схемы ректенного элемента с диодом Шоттки, оптимизация их параметров с целью улучшения эффективности преобразования микроволн и снижения уровня переизлучения;

4. исследование процессов в реверсивной области циклотронного преобразователя с целью выявления механизмов возбуждения разброса продольных скоростей электронов и возможности повышения КПД преобразования и уровня преобразуемой мощности.

Научная новизна работы

- Проанализированы варианты беспроводной линии передачи энергии с дискретным амплитудным распределением напряженности поля на передающей антенне и найдено оптимальное двухступенчатое распределение поля излучения, позволяющее реализовать высокие значения КПД передачи энергии и безопасный уровень фонового излучения за пределами приемной антенны.
- Предложен метод синтеза равномерного распределения напряженности поля на приемной антенне, обеспечивающего максимальное значение коэффициента использования поверхности антенны и высокую эффективность приема.
- Определены характеристики и параметры процессов преобразования энергии микроволн в энергию постоянного тока в ректенных элементах; выявлены основные причины потерь при преобразовании и способы их уменьшения за счет оптимизации параметров диода; предложены методы снижения уровня переизлучения высших гармоник основной частоты.
- Выявлен механизм возбуждения разброса продольных скоростей в электронном пучке под действием сил пространственного заряда и радиального магнитного поля в реверсивной области циклотронного преобразователя; определены условия повышения КПД преобразования и уровня преобразуемой мощности микроволн.

Научная и практическая значимость работы

- Получены простые соотношения для расчета характеристик поля излучения в плоскости приемной антенны для случая дискретного амплитудного распределения и оптимальной двухступенчатой аппроксимации гауссовского распределения поля на передающей антенне. Решена задача снижения уровня боковых лепестков за пределами приемной антенны и на примере наземной СПЭЭЛ показана возможность соответствия уровня фонового излучения стандартам РФ на

длительное и безопасное СВЧ облучение (10 мкВт/см^2) и на электромагнитную совместимость (0.27 мкВт/см^2).

- Предложен алгоритм синтеза амплитудно-фазового распределения поля на передающей антенне СПЭЭЛ для обеспечения равномерного распределения поля столообразной формы на приемной антенне, состоящей из однотипных, равноудаленных приемно-преобразующих элементов.
- Определены зависимости КПД преобразования СВЧ энергии в энергию постоянного тока в выпрямительном элементе ректенны с диодом Шоттки от уровня входной мощности и сопротивления нагрузки по постоянному току. Решены задачи на получение максимального КПД и подавление высших гармоник основной частоты путем оптимизации параметров диода и фильтров, настроенных на кратные частоты. Предложена микрополосковая дисковая антенна, снижающая уровень переизлучения на кратных резонансных частотах, получены аналитические решения для распределения электрической и магнитной составляющих поля.
- Выявлен механизм возбуждения разброса продольных скоростей в электронном пучке циклотронного преобразователя энергии под действием сил пространственного заряда и радиального магнитного поля. Определены режимы достижения максимальной эффективности преобразования и повышения преобразуемой мощности прибора.
- Результаты диссертационной работы применимы для разработки наземных и космических систем беспроводной передачи энергии, включая СКЭС и обмен энергией между летательными аппаратами.

Защищаемые положения

1. Предложенное двухступенчатое распределение поля на передающей антенне СПЭЭЛ позволяет обеспечить высокоэффективную передачу энергии микроволновым пучком (до 86%), что незначительно (на 1,6% по КПД) уступает системе с оптимальным гауссовым распределением. При этом уровень фонового излучения (-21,2 дБ для первого бокового лепестка) оказывается в два раза меньше, чем для системы с равномерным распределением поля.

2. Предложен метод синтеза столообразного распределения поля на приемной антенне (с КИП=0,98 и эффективностью приема энергии до 70%), основанный на задании значений амплитуды и фазы поля излучающих элементов передающей антенны в виде рядов Шлемильха.
3. Мощность высших гармоник рабочей частоты, возникающих на диоде Шоттки и переизлучаемых ректенным элементом с полуволновым диполем, может быть снижена до экологически безопасного уровня (-30 дБ и более) путем введения фильтров с кратными резонансными частотами. Предложена структура дисковых микрополосковых антенн, предназначенных для использования в ректенном элементе вместо полуволнового диполя, снижающая уровень переизлучения на кратных резонансных частотах.
4. При повороте электронного пучка с большим начальным радиусом ($\gamma=0.5-0.8$) вокруг своей оси под действием сил пространственного заряда на угол, кратный 2π , и сохранении формы поперечного сечения потока в реверсивной области циклотронного преобразователя относительный разброс продольных скоростей может быть существенно снижен (до 10%), что позволит повысить эффективность преобразования (до 80-85%) и уровень входной мощности (до 150 кВт).

Апробация работы и публикации

Результаты диссертации докладывались на VII, VIII, IX и XI Всероссийских школах-семинарах «Физика и применение микроволн» (Красновидово, 2000, 2001, 2002, Звенигород, 2004), на 27 Гагаринских чтениях (Москва 2001), на межвузовской конференции по современным проблемам электроники и радиофизики СВЧ (Саратов, 2001), на научных сессиях МИФИ (Москва, 2002-2007), на 4-ой конференции IVEC (Seoul, Korea, 2003) и опубликованы в трудах этих конференций, а также в 5 статьях в рецензируемых журналах по списку ВАК.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа (148 страниц) состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы (129 ссылок, из них 68

иностранных источников), приложения, иллюстрирована 52 рисунками и содержит 9 таблиц.

Содержание работы

В **Главе 1** представлен краткий обзор научных публикаций по проблемам и перспективам беспроводной передачи энергии. Параграф 1.1 посвящен современному состоянию проблем, связанных с реализацией систем передачи энергии электромагнитным лучом (СПЭЭЛ) в космическом пространстве и в атмосфере Земли. Выделены исторические этапы развития проектов СПЭЭЛ и перспективные задачи внедрения данных систем. Сформулированы основные характеристики микроволновых и лазерных линий передачи. В параграфе 1.2 рассмотрены и определены основные физические задачи, возникающие при разработке космических и наземных систем передачи энергии в диапазоне микроволн. В параграфе 1.3 освещены проблемы преобразования энергии микроволн в энергию электрического тока. Рассмотрены приемно-преобразующие системы с полупроводниковыми ректенными элементами и с циклотронным преобразователем СВЧ энергии и произведен их сравнительный анализ. Сформулированы основные диссертационные задачи.

В **Главе 2** изучаются проблемы эффективности и экологической безопасности микроволновой передачи энергии и возможность подавления фонового излучения боковых лепестков за пределами приемной антенны за счет оптимизации дискретного амплитудного распределения по апертуре передающей антенны СПЭЭЛ. В параграфе 2.1 приводится постановка задачи.

Параграф 2.2 посвящен моделированию поля излучения микроволновой линии передачи с радиальной (поляризованной по радиусу) и линейной поляризацией электрического поля на поверхности передающей антенны. Рассмотрена аксиально-симметричная передающая антенна с линейной поляризацией электрического поля. Характеристики СВЧ-пучка в плоскости приёмной антенны определяются по теории дифракции Френеля-Кирхгофа для апертурных антенн в зоне Френеля. Связь комплексной напряжённости электрического поля на передающей \hat{E}_A и приёмной \hat{E}_R антеннах имеет вид

$$\widehat{E}_R(r) = -j \frac{k}{D} e^{-j(kD + \frac{kr^2}{2D})} \int_0^{R_1} \widehat{E}_A(r') e^{-j \frac{kr'^2}{2D}} J_0\left(\frac{kr r'}{D}\right) r' dr', \quad (1)$$

где $\widehat{E}_A = E_A e^{j\Psi_A}$, $\widehat{E}_R = E_R e^{j\Psi_R}$, E_A и E_R - амплитудные распределения (АР) напряжённости электрического поля на передающей и приёмной антеннах, Ψ_A и Ψ_R - соответствующие фазовые распределения (ФР), D - расстояние между антеннами, $J_0(z)$ - функция Бесселя нулевого порядка, r - радиус в цилиндрической системе координат, R_1 - радиус передающей антенны.

Для дискретного амплитудного распределения поля на передающей антенне

$$E_A(r) = \begin{cases} E_n, & \text{при } r_{n-1} \leq r \leq r_n, \text{ где } n = 1, 2, \dots, N, \\ 0, & \text{при } r > r_N = R_1, \end{cases} \quad (2)$$

где E_n и r_n - амплитуда и радиус n -ой ступеньки; N - число ступенек; $E_{N+1} = 0$; $r_0 = 0$, распределение напряженности поля в приемной плоскости имеет вид:

$$E_R(r) = E_{\max} \frac{kR_1^2}{2D} \sum_{n=1}^N \Delta \varepsilon_n x_n^2 \Lambda_1(2\pi x_n r / R_2), \quad (3)$$

где $E_{\max} = \max_{1 \leq n \leq N} \{E_n\}$, $\Delta \varepsilon_n = \varepsilon_n - \varepsilon_{n+1}$, $\varepsilon_n = E_n / E_{\max}$ и $x_n = r_n / R_1$, R_2 - радиус приемной антенны, λ - длина волны.

Плотность мощности на поверхности приемной антенны выражается соотношениями:

$$p_R(r) = p_A \left(\frac{kR_1^2}{2D} \right)^2 \left[\sum_{n=1}^N \Delta \varepsilon_n x_n^2 \Lambda_1(2\pi x_n r / R_2) \right]^2, \quad p_R(0) = p_A \left(\frac{kR_1^2}{2D} \right)^2 \left[\sum_{n=1}^N \Delta \varepsilon_n x_n^2 \right]^2. \quad (4)$$

Передаваемая и принимаемая мощности определяются путем интегрирования соответствующих плотностей мощности по всей поверхности антенны.

$$P_T = p_A \pi R_1^2 \sum_{n=1}^N \Delta \varepsilon_n \overline{x_n^2}, \quad (5)$$

$$P_R = p_A \pi R_1^2 \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \Delta \varepsilon_n \overline{x_n^2} I_{nm}, \quad (6)$$

$$\text{где } I_{nm} = x_n x_m \int_0^{2\pi} J_1(x_n z) J_2(x_m z) z^{-1} dz, \quad \overline{\varepsilon_n} = 0.5(\varepsilon_n + \varepsilon_{n+1}).$$

КПД передачи определяется как отношение принимаемой (6) и передаваемой (5) мощности. Коэффициенты использования площади передающей и приемной антенн (КИПА и КИПР) имеют вид

$$КИПА = 2 \sum \Delta \varepsilon_n \overline{\varepsilon_n x_n^2} \quad , \quad КИПР = \frac{2 \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \Delta \varepsilon_n \Delta \varepsilon_m I_{nm}}{\tau^2 \left\{ \sum_{n=1}^N \Delta \varepsilon_n x_n^2 \Lambda_1(2\tau x_n R_{\max} / R_2) \right\}^2}$$

Распределение амплитуды поля в плоскости приемной антенны для случая радиальной поляризации поля на передающей антенне:

$$E_r(u) = \frac{2\pi E_{\max}^A R_2^2}{\lambda D} F(u) \quad , \quad F(u) = \int_0^1 A(\rho) J_1(u\rho) \rho d\rho \quad ,$$

где $u = 2\pi R_2 r / \lambda D$, $A(\rho)$ и E_{\max}^A - нормированное АР и максимальное значение напряженности электрического поля на передающей антенне, $J_1(u\rho)$ - функция Бесселя первого порядка, r - радиальная координата в плоскости приемной антенны.

В параграфе 2.3 приведены результаты численного моделирования для наземной микроволновой линии передачи на примере проекта Grand-Bassine (на острове Реюньон, Франция). Определены энергетические и экологические характеристики, показано, что уменьшение поля излучения вдоль радиуса передающей антенны дает возможность заметно снизить уровень фонового излучения (рис.1-2, таблица 1).

Таблица 1.

Вид распределения	Гауссово 10-ступенчатое	Равномерное	Ослабевающее по краям	Оптимальное двухступенчатое
КПД линии	88.22 %	81.25 %	87 %	86.5 %
Уровень I-го лепестка	0.07 Вт/м ² (-23.4дБ)	0.29 Вт/м ² (-17.5дБ)	0.15 Вт/м ² (-20.0дБ)	0.11 Вт/м ² (-21.2дБ)
Радиус I-го лепестка	31.9 м	29.3 м	32.0 м	31.1 м

Получено оптимизированное двухступенчатое распределение поля на передающей антенне, что дает возможность не только облегчить техническую реализацию такой системы, но и обеспечить высокоэффективную передачу энергии микроволновым пучком (КПД до 86%).

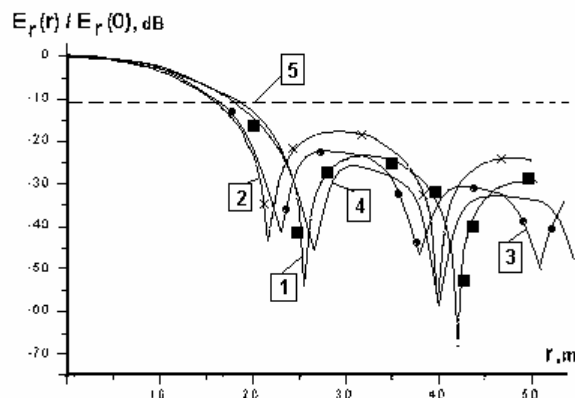
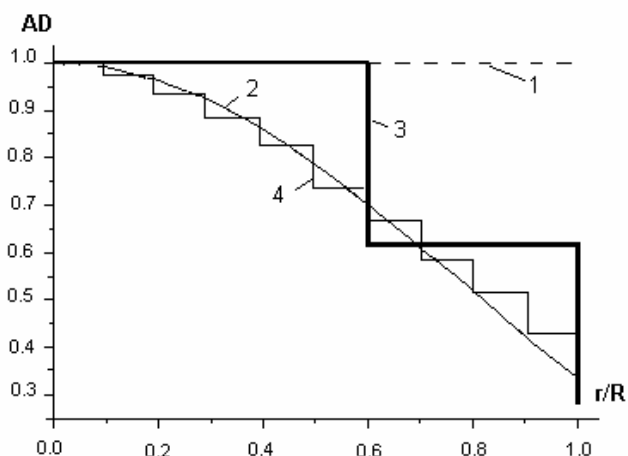


Рис. 1. Амплитудное распределение на передающей антенне: 1-однородное АР, 2-гауссовское оптимальное АР (распределение вида $E(r)=575\exp(-0.2r^2)$ В/м), 3-простейшее двухступенчатое АР, 4-десятиступенчатое АР

Рис. 2. Плотность мощности в плоскости приемной антенны: 1-десятиступенчатое, 2-равномерное, 3-оптимальное двухступенчатое, 4-усеченное гауссово распределение $E(r)=575\exp(-0.2r^2)$ В/м, 5-предельно допустимая медицинская норма РФ

Показана возможность обеспечения уровня фонового излучения ниже медицинского стандарта РФ на длительное и безопасное СВЧ-облучение (10 мкВт/см^2) так и на электромагнитную совместимость (0.27 мкВт/см^2).

Параграф 2.4 посвящен синтезу диаграмм направленности с максимальным коэффициентом использования поверхности (КИП) приемной антенны.

Исследование свойств рядов Шлемильха показало, что ряды вида

$$\frac{1}{2\Gamma(\nu+1)} + \sum_{n=1}^N (-1)^n J_\nu(m \times u) \frac{2^\nu}{(m \times u)^\nu} = 0$$

для u на интервале $-\pi < u < \pi$ осциллируют между значениями $\pm 1/2$, а знак зависит от четности или нечетности числа членов ряда. Эффективное погашение осцилляций достигается использованием наложения двух рядов с четным и нечетным числом членов. Для числа колец $N=10$

$$\sum_{n=1}^{10} 2(-1)^{n-1} \frac{J_1(n \cdot u)}{n \cdot u} + \sum_{n=1}^9 2(-1)^{n-1} \frac{J_1(n \cdot u)}{n \cdot u} = 1$$

и диаграмма направленности имеет вид

$$g(u) = \sum_{n=1}^9 4(-1)^{n-1} \frac{J_1(n \cdot u)}{n \cdot u} - \frac{J_1(10 \cdot u)}{5 \cdot u} . \quad (7)$$

Все кольца возбуждены в противофазе и имеют одинаковую ширину. Из выражений (7) и (3) следует

$$E_R(r) = E_{\max} \frac{kR_1^2}{2D} \left(\sum_{n=1}^9 \Delta \varepsilon_n x_n^2 \Lambda_1(2\pi x_n r / R_2) - \Lambda_1(2\pi r / R_2) \right) .$$

Результаты расчета параметров системы приведены в таблице 2.

Таблица 2.

p_R мВт/см ²	R_r , м	R_t , м	P_t , МВт	P_r , МВт	E_{eff}	I-ый боковой лепесток дБ/м	КИПА	КИПР
1	17.5	3.5	0.0027	0.0038	70.5%	-11.96дБ/18.3м	0.8	0.98

Результаты проведенных расчетов для $N=10$ при уровне передаваемой мощности 27 кВт, $p_R(0)=10$ мВт/см², $R_r=3,5$ м показывают, что распределение поля имеет выраженный столообразный характер, уровень осцилляций плотности мощности на приемной апертуре ($R_r=13$ м) не превышает 15%. КПД передачи достигает 70.5% (рис.3).

Первый боковой лепесток достигает максимума (-11.9 дБ) на расстоянии 18.3 м от центра релактенны. Уровень второго бокового лепестка не превышает -14,4дБ. Увеличение числа колец до 30 дает возможность эффективнее погасить осцилляции – до 3-5% (рис.4).

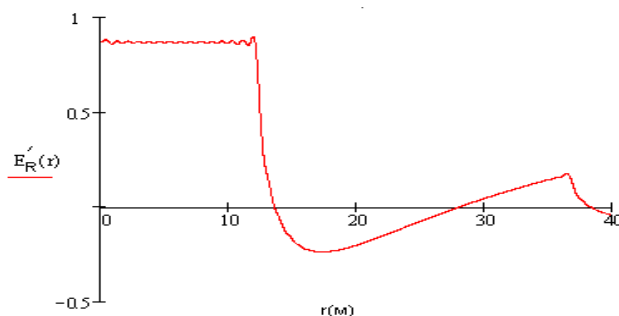
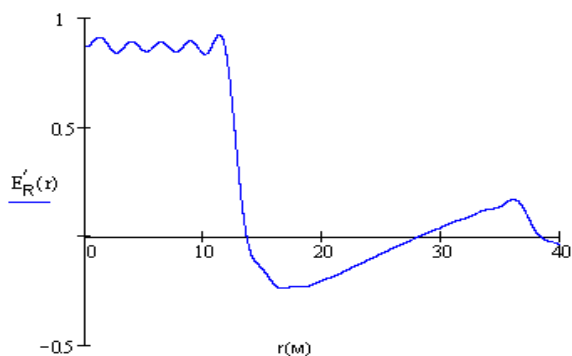


Рис. 3. Нормированные значения $E_R(r)$ от радиуса приемной антенны при 10 кольцах

Рис. 4. Нормированные значения $E_R(r)$ от радиуса приемной антенны при 30 кольцах

Показано, что для рассмотренной выше двухступенчатой антенны КИПА=0.72, КИПР=0.38, а для столообразного распределения КИПА=0.8,

КИПР=0,98. Конструктивно приемная антенна может состоять из равноудаленных односторонних элементов. При столбчатом распределении уровень первого бокового лепестка составляет -12dB , КПД 70%.

Параграф 2.5 посвящен анализу СПЭЭЛ с точки зрения экологической безопасности и электромагнитной совместимости. Показано, что путем некоторого ужесточения требований к параметрам передающей антенны можно обеспечить уровень боковых лепестков $<0.27 \text{ мкВт/см}^2$.

В параграфе 2.6 определены допустимые мощности системы с оптимизированными параметрами при сохранении высоких значений КПД и низкого уровня фонового излучения с точки зрения экологии. Показана возможность реализации экологически безопасной наземной СПЭЭЛ с максимальной мощностью передачи $P_T=3.66 \text{ МВт}$ и КПД 88.7%.

В **Главе 3** исследуются физические процессы в ректенном элементе и проводится оптимизация его параметров. В параграфе 3.1 анализируется эквивалентная схема ректенного элемента с ДБШ. Вибратор заменен эквивалентным генератором тока с внутренним сопротивлением R_S . Входной фильтр с резонансом на основной частоте ω препятствует передаче энергии гармоник, генерируемых диодом, к генератору. Выходной фильтр выбран в виде достаточно большой индуктивности L_H , при которой пульсации тока I_H через нагрузку R_H практически отсутствуют. В эквивалентную схему диода включены такие параметры, как вольтамперная характеристика барьера $I_b(V_b)$; переменная емкость барьера $C_b(V_b)$; переменная высокоомная часть сопротивления полупроводника $R_{III}(V_b)$; фиксированное общее сопротивление подложки, омических контактов и подводящих проводов диода R_ϕ ; емкость корпуса C_K и индуктивность проводов L_{II} .

Система уравнений Кирхгофа для электрической схемы имеет вид:

$$V_{BX} = V_G \cdot \sin(\omega t) - I_{BX} R_G, \quad L_{II} \frac{dI_D}{dt} = V_D - V_B - I_D (R_{III}(V_B) + R_\phi),$$

$$C_w \frac{dV_C}{dt} = C_w \frac{dV_{BX}}{dt} - I_{BX}, \quad L_w \frac{dI_{BX}}{dt} = V_C - V_D,$$

$$C_K \frac{dV_D}{dt} = I_{BX} - I_D - I_H, \quad L_H \frac{dI_H}{dt} = V_D - I_H R_H,$$

$$C_B(V_B) \frac{dV_B}{dt} = I_D - I_B(V_B),$$

где ω – частота СВЧ колебаний, V_B – напряжение на барьере.

$$I_B(V_B) = IS(\exp(\frac{eV_B}{kT_0}) - 1), \quad R_{III}(V_B) = \frac{d - W(V_B)}{e\mu NS}, \quad C_B(V_B) = \sqrt{\frac{e\epsilon Ns^2}{2(V_{bi} - V_B)}},$$

где I – плотность обратного тока насыщения через барьер, s – площадь барьера, N – концентрация доноров в полупроводнике, V_{bi} – высота барьера со стороны проводника, d – толщина полупроводника, μ – подвижность электронов в полупроводнике, ϵ – диэлектрическая проницаемость полупроводника, k – постоянная Больцмана, T_0 – абсолютная температура, $W(V_B)$ – ширина обедненного слоя, которую можно определить как $W(V_B) = \sqrt{\frac{2\epsilon(V_{bi} - V_B)}{eN}}$.

Высокие значения эффективности в реальных диодах предполагают введение ограничений по токам и напряжениям: $W(V_B) \ll d$, $V_B \leq V_{bi}$, $|V_B| \leq V_{np}$, где V_{np} – напряжение пробоя для диодов Au-GaAs, равное $500(N/10^{21})^{-3/4}$ ($[N]=\text{м}^{-3}$, $[V_{np}]=\text{В}$).

Полученная система уравнений позволяет численно анализировать процесс преобразования СВЧ энергии в энергию постоянного тока в элементе ректенной системы. Численное решение находится применением метода Рунге-Кутты четвертого порядка.

Выражаем КПД через потери ректенного выпрямителя: с учетом потерь Π_R на последовательных сопротивлениях R_Φ и $R_{III}(V_B)$ и потерь Π_B на диоде

$$\Pi_B = \frac{1}{T} \int_{\xi}^{\xi+T} I_D V_D dt, \quad \Pi_R = \frac{1}{T} \int_{\xi}^{\xi+T} I_D^2 (R_\Phi + R_{III}(V_B)) dt.$$

Величина Π_R складывается из потерь $(R_\Phi + R_{III}(0))/R_H$ (диод открыт) и потерь $(R_\Phi + R_{III}(-V_B))R_H/(1/wC_B(-V_B))^2$, обусловленных утечкой тока I_D через блокирующую емкость барьера (диод закрыт).

Имея в виду, что мощность на входе входного фильтра выражается в виде

$$P_{BX} = P_{ВЫХ} + \Pi_B + \Pi_R, \text{ для КПД будет справедливо выражение}$$

$$КПД = \frac{1}{1 + \frac{P_R}{P_{ВЫХ}} + \frac{P_B}{P_{ВЫХ}}}$$

Показано, что повышение эффективности схемы возможно путем уменьшения потерь на барьере. На рисунках 5-6 приведены типичные зависимости напряжений и токов в схеме ректенны.

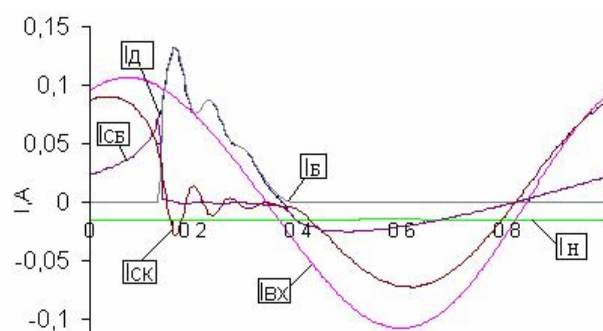
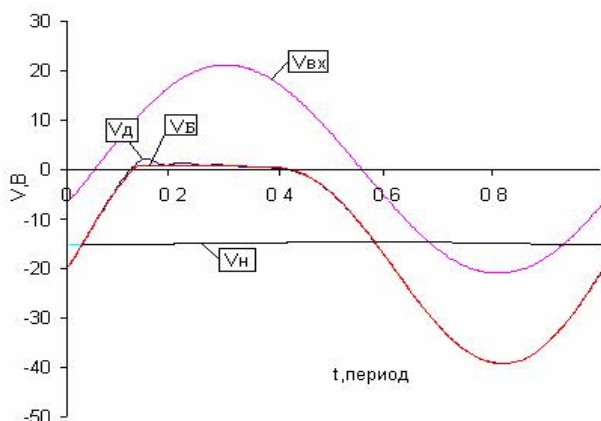


Рис. 5. Зависимости напряжений от времени (напряжение на барьере V_B , входное напряжение V_{BX} , напряжения на диоде V_D и на нагрузке V_H)

Рис. 6. Зависимости от времени токов через диод I_D и барьер диода I_B , входного тока I_{BX} , тока через нагрузку I_H , емкостных токов через корпус $I_{СК}$ и барьер диода $I_{СБ}$

При $V_B > 0$ диод открыт, ток диода течет полностью через переход ($I_D = I_B$), а напряжение на барьере слабо меняется. При установившемся режиме к барьеру Шоттки прикладывается постоянное обратное напряжение. Здесь же действует напряжение основной частоты генератора ω . В случае $V_B < 0$ (диод закрыт) токи и напряжения будут меняться с основной и резонансной частотой эквивалентной схемы диода. Проведенный Фурье-анализ спектра переизлучения показал, что потери мощности на второй гармонике составляют до 25% мощности первой гармоники.

В параграфе 3.2 анализируется модифицированная схема ректенного элемента с дополнительными фильтрами (рис. 7).

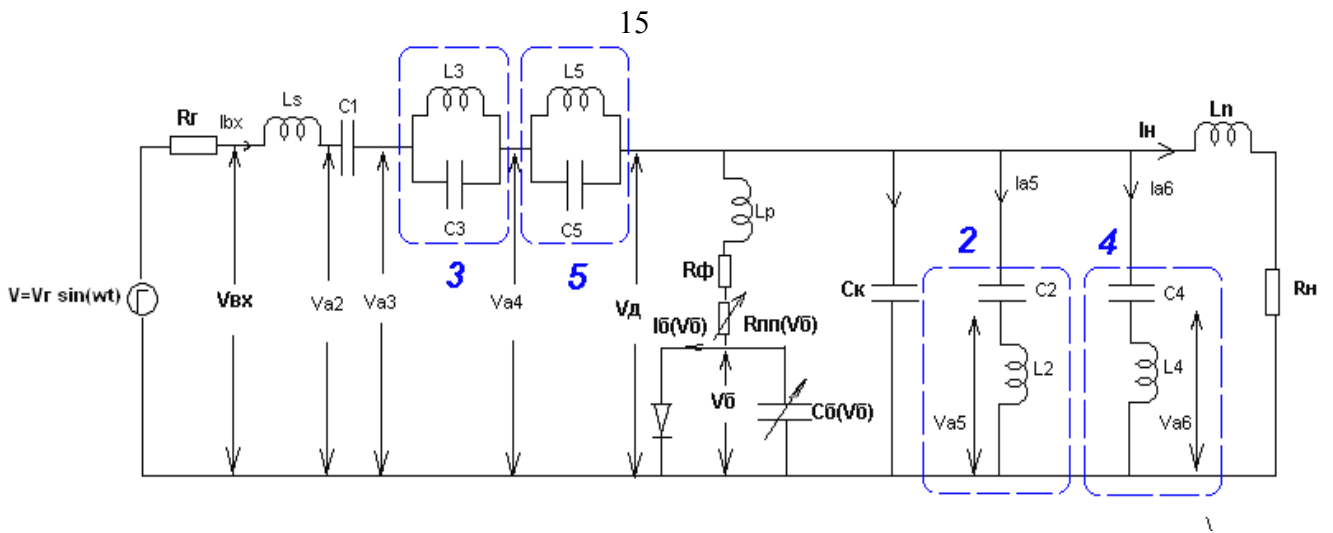


Рис 7. Эквивалентная схема модифицированного элемента ректенной системы

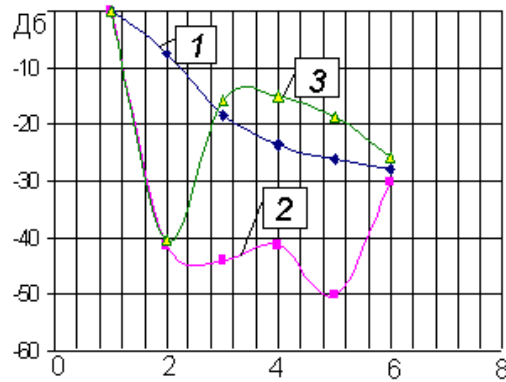


Рис. 8. Фурье-анализ тока через диод (1- простая схема без фильтров 2,3,4,5 – рис. 7, 2- модифицированная схема, 3-модифицированная схема без фильтров 5 и 4)

Введенные дополнительные фильтры ослабляют спектральные компоненты 2ω , 3ω , 4ω и 5ω до уровня -40дБ (рис. 8). При замене выходного фильтра отрезком линии передачи с длиной $\lambda/4$ и при достаточно высоких значениях C_0 осуществляется режим короткого замыкания ($Z_{\text{н}}=0$) на частотах ω , 3ω , $5\omega, \dots$, а при 2ω , $4\omega, \dots$, линия разомкнута.

В параграфе 3.3 изучается применение дисковой микрополосковой антенны вместо полуволнового диполя. Выведено аналитическое решение для распределения электрических и магнитных полей. Дисковый резонатор с радиусом r_1 подсоединен к нагрузочному элементу через тонкий металлический контакт с

радиусом δ в точке $r_2 < r_1$. Для электрического и магнитного полей в области $r_2 < r < r_1$ получены следующие уравнения в цилиндрической системе координат:

$$\begin{aligned} E_z^{(2)} &= -j\omega_{np}\mu C_n^{(2)} F_n^{(2)}(k_{np}r) \cos n\varphi, \\ H_r^{(2)} &= -(n/r)C_n^{(2)} F_n^{(2)}(k_{np}r) \sin n\varphi, \\ H_\varphi^{(2)} &= -k_{np}C_2 F_n^{(2)'}(k_{np}r) \cos n\varphi, \end{aligned} \quad (8)$$

где $C_n^{(2)} = C_2 / N_n'(k_{np}r_1)$,

$$F_n^{(2)}(k_{np}r) = J_n(k_{np}r)N_n'(k_{np}r_1) - J_n'(k_{np}r_1)N_n(k_{np}r),$$

$$F_n^{(2)'}(k_{np}r) = J_n'(k_{np}r)N_n'(k_{np}r_1) - J_n'(k_{np}r_1)N_n'(k_{np}r),$$

и в области $0 < r < r_2$:

$$\begin{aligned} E_z^{(1)} &= -j\omega_{np}\mu C_n^{(1)} F_n^{(1)}(k_{np}r) \cos n\varphi, \\ H_r^{(1)} &= -(n/r)C_n^{(1)} F_n^{(1)}(k_{np}r) \sin n\varphi, \\ H_\varphi^{(1)} &= -k_{np}C_2 F_n^{(1)'}(k_{np}r) \cos n\varphi, \end{aligned} \quad (9)$$

где $C_n^{(1)} = C_1$,

$$F_n^{(1)}(k_{np}r) = J_n(k_{np}r),$$

$$F_n^{(1)'}(k_{np}r) = J_n'(k_{np}r).$$

Резонансная частота для диска определяется по формуле:

$$f_{npq} = \frac{c}{2\pi r_1 \sqrt{\varepsilon}} \sqrt{k_{np}^2 + \left(\frac{q\pi r_1}{d}\right)^2}, \text{ т.е. для моды TM}_{110}: f_{110} = \frac{ck_{11}}{2\pi r_1 \sqrt{\varepsilon}}.$$

Входное сопротивление такой микрополосковой антенны определяется проводимостью плоского круглого резонатора для n -й гармоники тока:

$$\begin{aligned} G &= \pi \left(\frac{r_1}{h}\right)^2 \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left\{ \frac{n^2 J_n^2(k_0 r_1 \sin \theta)}{(k_0 r_1 \sin \theta)^2} \frac{\cos^2 \theta}{\cos^2 \theta + (\xi \operatorname{ctg} \xi k_0 h)^2} \sin \theta d\theta + \right. \\ &+ \left. \pi \left(\frac{r_1}{h}\right)^2 \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} [J_n'(k_0 r_1 \sin \theta)]^2 \frac{\cos^2 \theta}{\xi^2 + (\varepsilon_1' \cos \theta \operatorname{ctg} \xi k_0 r_1)^2} \frac{(\varepsilon_1')^2}{\xi^2} \right\} \sin \theta d\theta, \end{aligned}$$

где $\xi = \sqrt{\varepsilon_0^2 - \sin^2 \theta}$, $\mu_0 = 1.257 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \cdot \text{м}^{-1}$, $\varepsilon_0 = 8.8542 \cdot 10^{-7} \text{ Ф} \cdot \text{м}^{-1}$, J_n и J_n' – функция Бесселя и ее производная n -го порядка.

Входное сопротивление определяется по формуле: $Z_{вх} \approx \frac{1}{G} \left[\frac{J_n(k_1 r_2)}{J_n(k_1 r_1)} \right]^2$.

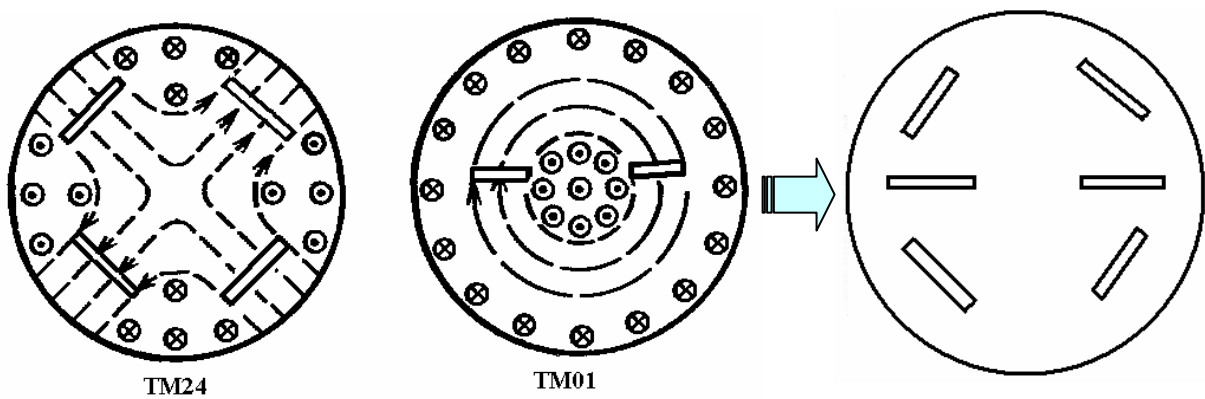


Рис. 9. Разрезы на дисковой микрополосковой антенне, предотвращающие возбуждение мод TM_{24} и TM_{01} .

Дисковая антенна позволяет снизить вероятность возбуждения высших гармоник основной частоты. Моды TM_{24} и TM_{01} возбуждаются на частотах, близких к кратной резонансной частоте. Предложена новая конструкция дисковой антенны с разрезами, расположенными перпендикулярно направлению линий тока для каждой моды соответственно (см. рис. 9.). Предложенное технологическое решение позволяет исключить использование в ректеннах фильтров высших частот, что существенно упрощает схему выпрямляющего элемента.

Глава 4 посвящена исследованию процессов преобразования и динамики электронного потока в реверсивной области циклотронного преобразователя энергии (ЦПЭ). Принцип действия циклотронного преобразователя энергии основан на поперечной модуляции электронного потока. Конструктивно помимо электронной пушки и внешних постоянных магнитов циклотронный преобразователь имеет три основные части: резонатор, область реверсивного

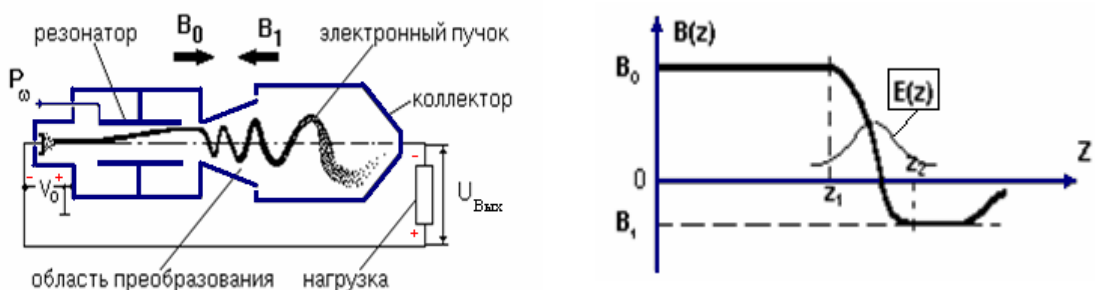


Рис. 10. Схема циклотронного преобразователя энергии и распределение магнитного поля на его оси.

изменения продольного магнитного поля (область преобразования или реверса) и коллектор (рис.10).

В параграфе 4.1 приведены результаты моделирования электронного потока. Рассмотрена трехмерная модель с парциальными пучками конечного сечения и проведен расчет поля пространственного заряда. Развитая трехмерная модель электронного потока модифицирована с учетом влияния проводящих границ.

В параграфе 4.2 исследованы процессы преобразования энергии и динамика электронного потока в реверсивной области ЦПЭ. В релятивистском случае уравнения движения электронного потока имеют вид

$$\begin{aligned}\frac{\partial v_x}{\partial z} &= \frac{1}{v_z} \left(-\eta_0 \sqrt{1-\beta^2} \left(E_x + v_y B_z - v_z B_y - \frac{v_x}{c^2} \cdot VE \right) + \omega \cdot v_y \right), \\ \frac{\partial v_y}{\partial z} &= \frac{1}{v_z} \left(-\eta_0 \sqrt{1-\beta^2} \left(E_y + v_z B_x - v_x B_z - \frac{v_y}{c^2} \cdot VE \right) - \omega \cdot v_x \right), \\ \frac{\partial v_z}{\partial z} &= \frac{1}{v_z} \left(-\eta_0 \sqrt{1-\beta^2} \left(E_z + v_x B_y - v_y B_x - \frac{v_z}{c^2} \cdot VE \right) \right), \\ \frac{\partial x}{\partial z} &= \frac{1}{v_z} (v_x + \omega \cdot y), \\ \frac{\partial y}{\partial z} &= \frac{1}{v_z} (v_y - \omega \cdot x),\end{aligned}$$

где \vec{E} - вектор напряженности электрического поля, а \vec{B} - вектор индукции магнитного поля в точке нахождения частицы, $\eta = |e|/m_0$ - удельный заряд электрона, $\beta^2 = (v_x^2 + v_y^2 + v_z^2)/c^2$.

Распределение магнитного поля на оси системы представляется в виде аппроксимирующей функции. Глубина реверса магнитного поля характеризуется величиной $C = B_1 / B_0$, где B_0, B_1 - значения поля соответственно в начале и в конце области. Коэффициент C изменяется от -1 до 1 , позволяя варьировать значение магнитного поля в конце области ($z = z_{\max}$) от $-B_0$ до B_0 . Изменение величины C в указанном диапазоне охватывает не только случаи симметричного и несимметричного реверса, но и случаи магнитного поля спадающего до нуля ($C=0$), или до определенной конечной величины ($C>0$) (рис.11). Значение $C=1$ соответствует случаю однородного магнитного поля.

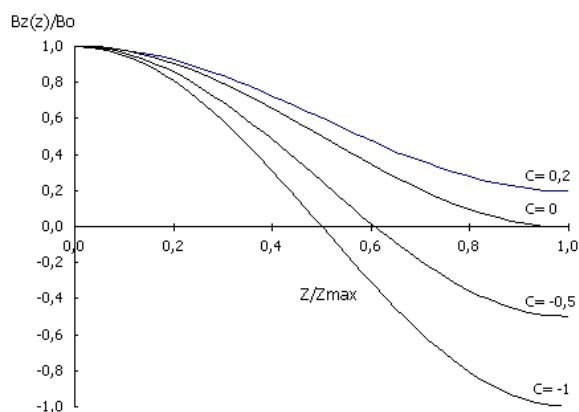


Рис.11. Распределение магнитного поля в реверсивной области

В параграфе 4.3 приведены результаты численного моделирования и произведена оптимизация параметров для увеличения мощности и КПД ЦПЭ. Предложен метод повышения удельной мощности циклотронного преобразователя - одновременное увеличение плотности тока и начального радиуса пучка до значений 0.5-0.8 от циклотронного радиуса. При этом воздействие неоднородного радиального магнитного поля может быть частично скомпенсировано за счет вращения электронного пучка вокруг своей оси под действием поля пространственного заряда. Расчеты показали, что эффективность преобразования в реверсивной области может сохраняться высокой (до 80-85%) при увеличении относительного радиуса электронного потока до значений $\gamma = 0.5-0.8$.

Зависимость эффективности преобразования от длины реверсивного изменения магнитного поля имеет периодический характер (рис.12).

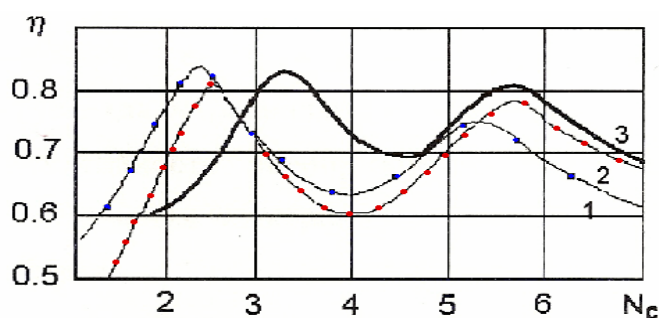


Рис.12. Зависимость эффективности преобразования от длины реверсивного изменения магнитного поля N_c для случаев 1) $\gamma=0.5$, $C=-0.1$; 2) $\gamma=0.8$, $C=-0.1$; 3) $\gamma=0.5$, $C=-0.05$, тока пучка $I=5A$, входная мощность $P=150kВт$

Рассмотрена динамика процессов, соответствующих случаю максимумов и минимумов эффективности преобразования. На рисунках 13-14 приведены результаты расчета энергетических характеристик и динамики электронного пучка для первого максимума кривой 3 на рисунке 12.

Выявлен механизм возбуждения разброса продольных скоростей в электронном пучке под действием сил пространственного заряда и радиального магнитного поля. Установлено, что максимальная эффективность преобразования (85%) достигается при вращении электронного пучка как целого вокруг собственной оси под действием сил пространственного заряда на угол, кратный 2π , и сохранении формы поперечного сечения потока в реверсивной области циклотронного преобразователя; при этом относительный разброс продольных скоростей может быть существенно снижен (до 10%).

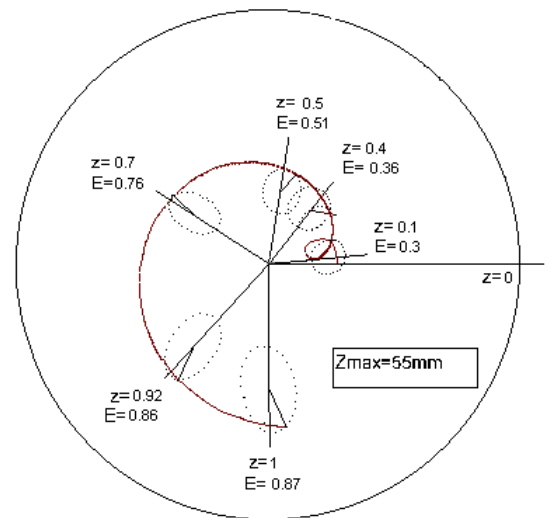
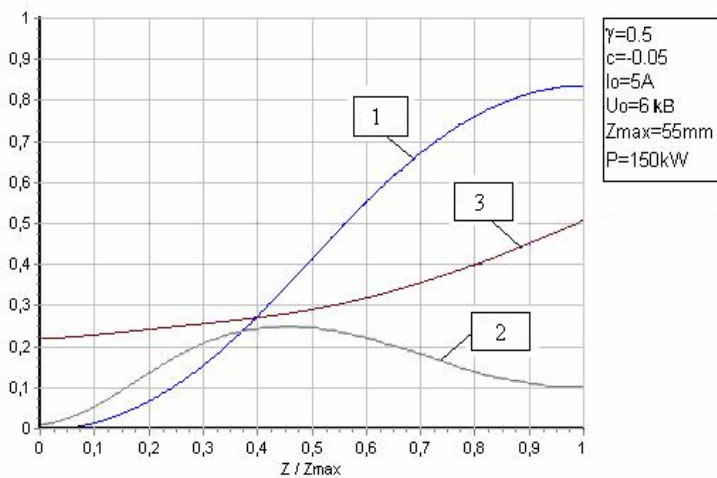


Рис. 13. Зависимость КПД преобразования (1), разброса скоростей(2), и радиуса максимального отклонения пучка(3) от относительной длины реверсивной области (угол поворота вокруг своей оси $\sim 2\pi$)

Рис. 14. Динамика изменения конфигурации электронного пучка в поперечном сечении и траектория одного выделенного элементарного пучка

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ

1. Двухступенчатое распределение поля на передающей антенне системы передачи энергии электромагнитным лучом (СПЭЭЛ) позволяет обеспечить высокоэффективную передачу энергии микроволновым пучком (до 86%), что незначительно (на 1,6% по КПД) уступает системе с оптимальным гауссовым распределением. При этом уровень фонового излучения (-21,2 дБ для первого бокового лепестка) оказывается в два раза меньше, чем для системы с равномерным распределением поля. На примере наземной линии беспроводной передачи энергии показана возможность реализации уровня фонового излучения ниже медицинского стандарта РФ на длительное и безопасное СВЧ-облучение (10 мкВт/см^2), так и на электромагнитную совместимость (0.27 мкВт/см^2). Показана возможность реализации экологически безопасной наземной СПЭЭЛ с максимальной мощностью передачи до $P_T=3.66 \text{ МВт}$ и $\text{КПД}=88.7\%$.
2. Предложенный метод синтеза столообразного распределения поля на приемной антенне, основанный на задании значений амплитуды и фазы поля излучающих элементов передающей антенны в виде рядов Шлемильха, обеспечивает значение $\text{КИП}=0,98$ с эффективностью приема энергии до 70%. Такое равномерное распределение плотности мощности на приемной плоскости предполагает использование ректенны с однотипными равноудаленными приемно-преобразующими элементами.
3. Мощность высших гармоник рабочей частоты, возникающих на диоде Шоттки и переизлучаемых ректенным элементом с полуволновым диполем, может быть снижена до экологически безопасного уровня (-30дБ и более) путем введения фильтров с кратными резонансными частотами. Использование предложенной дисковой микрополосковой антенны вместо полуволнового диполя ректенного элемента снижает уровень переизлучения на кратных резонансных частотах и позволяет упростить схему выпрямляющего элемента.
4. Показано, что влияние кулоновских полей и проводящих границ в области преобразования приводит к периодическим изменениям результирующей эффективности преобразования вдоль длины реверсивной области ЦПЭ до 8-

10%. При повороте электронного пучка с большим начальным радиусом ($\gamma=0.5-0.8$) вокруг своей оси под действием сил пространственного заряда на угол, кратный 2π , и сохранении формы поперечного сечения, относительный разброс продольных скоростей может быть существенно снижен (до 10%), что позволяет повысить эффективность преобразования до 80-85% и уровень входной мощности до 150 кВт.

Список публикаций по теме диссертации:

1. Казарян Г.М., Модебадзе Т.К., Пеклевский А.В., Саввин В.Л. Влияние проводящих границ на динамику электронного потока в реверсивной области// VII Всероссийская школа-семинар «Волновые явления в неоднородных средах», Красновидово, 2000, Труды, часть 2, с. 11.
2. Казарян Г.М., Модебадзе Т.К., Пеклевский А.В., Саввин В.Л. О динамике электронных пучков с увеличенным радиусом в реверсивных магнитных полях // VIII Всероссийская школа-семинар «Волновые явления в неоднородных средах», Красновидово, 2001, Труды, часть 1, с. 103.
3. Казарян Г.М., Модебадзе Т.К., Пеклевский А.В., Саввин В.Л. Циклотронный преобразователь энергии для передачи энергии СВЧ-пучком //27 Гагаринские чтения, МАТИ РГТУ им. К.Э. Циолковского, 2001, с. 152.
4. Казарян Г.М., Ролдугина Т.К., Пеклевский А.В., Саввин В.Л., Сухоруков А.П. О динамике электронного пучка в реверсивной области циклотронного преобразователя СВЧ энергии // Межвузовская конференция «Современные проблемы электроники и радиофизики СВЧ», Саратов, 2001, Труды, с. 23.
5. Саввин В.Л., Пеклевский А.В., Казарян Г.М., Ролдугина Т.К. О динамике электронных пучков с большим начальным радиусом в реверсивных магнитных полях. // Известия РАН, Серия физическая, 2001, том 65, №12, с.1695-1699.
6. Казарян Г.М., Ролдугина Т.К., Саввин В.Л. Моделирование поля пространственного заряда в СВЧ-устройствах с поперечными волнами электронного потока //Труды научной сессии МИФИ, 2002, т. 8, с. 18.
7. Казарян Г.М., Пеклевский А.В., Саввин В.Л. Влияние пространственного заряда на динамику электронных пучков в реверсивной области циклотронного преобразователя энергии // VIII Всероссийская школа-семинар «Волновые явления в неоднородных средах», Красновидово, 2002, Труды, часть 2, с. 98.

8. Ван Хуадзьюн, Казарян Г.М., Пеклевский А.В., Саввин В.Л. Влияние пространственного заряда на динамику электронных пучков в реверсивной области циклотронного преобразователя энергии // Известия РАН, Серия физическая, 2003, том 67, № 12, с. 1684-1687.
9. Казарян Г.М., Саввин В.Л. Динамика винтового электронного пучка в поле циркулярно поляризованной волны // Вестник МГУ, Серия 3, Физика, Астрономия 2003, №5, с. 61-70.
10. Казарян Г.М., Пеклевский А.В., Саввин В.Л. Динамика винтового электронного пучка в поле циркулярно поляризованной бегущей волны // Труды научной сессии МИФИ, 2003, том 8, с. 58.
11. Savvin V., Bugaev S., Kazarian G., Peklevskiy A. Development of 3-D Electron Beam Models for Transfer-Wave Devices//Proceedings of 4-th IEEE IVEC, 2003, Seoul, Korea, p. 358-359.
12. Казарян Г.М., Рудаков А.В., Саввин В.Л., Ян Чунь. Радиофизические и экологические аспекты наземной микроволновой линии передачи энергии// XI Всероссийская школа-семинар «Волновые явления в неоднородных средах», Звенигород, 2004, секция 6, с. 11.
13. Казарян Г.М., Рудаков А.В., Саввин В.Л. Радиофизические и экологические аспекты наземной микроволновой линии передачи энергии// Вестник МГУ, Серия 3, Физика, Астрономия 2005, № 5, с. 23-26.
14. Казарян Г.М., Саввин В.Л., Ян Чунь. Экологические аспекты беспроводной передачи энергии СВЧ пучком//Труды научной сессии МИФИ, 2004, том 8, с. 28.
15. Казарян Г.М., Рудаков А.В., Саввин В.Л., Ян Чунь. Экологическая безопасность наземной микроволновой линии передачи энергии // Труды научной сессии МИФИ, 2005, том 8, с. 8.
16. Елагин О.И., Казарян Г.М., Рудаков А.В., Саввин В.Л., Ян Чунь. Эффективность и экологическая безопасность микроволновой линии передачи энергии // Труды научной сессии МИФИ, 2006, том 8, с. 12.
17. Елагин О.И., Казарян Г.М., Саввин В.Л. Об эффективности и экологической безопасности наземной микроволновой линии передачи энергии. // Известия РАН, Серия физическая, 2006, том 70, № 3, с. 448-452.
18. Казарян Г.М., Саввин В.Л. Исследование ректенных элементов для СВЧ канала передачи энергии, проблемы переизлучения ректенных систем // Труды научной сессии МИФИ, 2007, том 8, с. 12.

Подписано к печати _____

Тираж ___ Заказ _____

Отпечатано в отделе оперативной печати