

УДК 662.396.67: 621.314.6

Д.В. ГРЕЦКИХ, А.В. ГОМОЗОВ, В.А. НАЗАРЕНКО, Ш.Ф.А. АЛЬ-САМАРАЙ

Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украина

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПРИЕМНО-ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ РЕКТЕНН СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ

В работе обобщены результаты исследований приемно-выпрямительных элементов (ПВЭ) антенн-выпрямителей (ректенн) систем беспроводной передачи энергии микроволновым лучом в труднодоступные районы. Предложена методика расчета характеристик ректенных элементов на рабочей частоте, частотах гармоник и постоянном токе при их равноамплитудном и синфазном возбуждении. Даны практические рекомендации по выбору излучающих структур и выпрямительных диодов ПВЭ ректенн, рассмотрены способы по улучшению их параметров. Указаны пути совершенствования теории и техники антенн-выпрямителей.

Ключевые слова: беспроводная передача энергии, ректенна, приемно-выпрямительный элемент, КПД выпрямления.

Введение

Современной альтернативой спутниковой связи является система глобальной связи на высокоподнятых телекоммуникационных платформах (ВТП), т.к. глобальным коммерческим спутниковым проектам присущи очевидные недостатки в решении главной телекоммуникационной задачи, а именно – получения минимального отношения цена/услуга, поэтому одним из оптимальных решений были признаны стратосферные платформы на дирижабельной основе. Такие аэростатные комплексы удовлетворяют требованиям геостационарности (возможность продолжительного нахождения над одной точкой земной поверхности), и при этом обладают рядом неоспоримых преимуществ, в числе которых относительно оперативное дистанционное управление и возможность ремонта и переоснащения.

Одним из вариантов передачи энергии на борт ВТП являются системы беспроводной передачи энергии (БПЭ) микроволновым лучом. Осуществимость таких систем БПЭ подтвердили среднemasштабные натурные демонстрационные эксперименты с поверхности Земли на летательные аппараты [1 – 4].

Принципиально возможно и создание систем БПЭ между наземными объектами на дальностях прямой видимости. Это достаточно для наземных систем БПЭ к труднодоступным объектам. К ним могут относиться телекоммуникационные объекты, размещаемые высоко в горах, на островах морей и крупных озер, а также в других местах, к которым по техническим, экономическим и другим причинам создание воздушных, надводных, подземных и подводных линий передачи электроэнергии невозможно

или нецелесообразно. В работе [5] обоснованы и оценены структура и требования, а также зоны безопасности для систем БПЭ, но основное внимание уделено передающей подсистеме. Поэтому актуальными является формулировка требований и методики расчета приемной подсистемы БПЭ – ректенны.

Ректенны (антенны-выпрямители) являются оконечным устройством систем беспроводной передачи энергии и предназначены для преобразования энергии микроволнового луча в постоянный ток. Современный этап развития теории и техники крупноапертурных ректенн характеризуется расширением их исследований в миллиметровом, субмиллиметровом диапазонах и области оптических волн с целью создания эффективных систем БПЭ различного назначения. Исследованию ректенн посвящен целый ряд работ, среди которых весомое место занимают труды коллектива кафедры «Основ радиотехники» Харьковского национального университета радиоэлектроники [6 – 14], однако эти работы не систематизированы для инженерных расчетов ректенн и ряд из них малодоступен [6 – 9]. Поэтому цель данной статьи состояла в формулировке последовательности расчета приемно-выпрямительных элементов ректенн, разработки рекомендаций по выбору их конфигураций и указания путей их совершенствования.

1. Основные параметры ректенн

Ректенны мощных систем БПЭ представляют собой крупноапертурные нефазированные антенные решетки, состоящие из большого числа приемно-выпрямительных элементов (ПВЭ). ПВЭ является приемной антенной, нагруженной на СВЧ-выпрямитель. Последний выполнен на диодах

Шоттки и в общем случае может быть снабжен входным и выходным фильтрами (рис. 1). Совокупность ПВЭ, размещенных в узлах двумерной решетки, образует приемно-выпрямительную апертуру (ПВА) ректенны. Выходы ПВЭ соединяются с нагрузкой схемой сбора мощности (ССМ) постоянного тока. На рис. 1 ПВЭ в каждой линейке модуля соединены по постоянному току параллельно, а с нагрузкой линейки – последовательно.

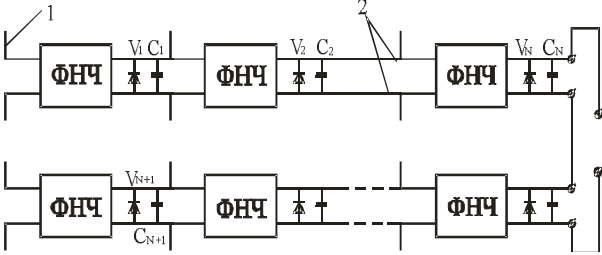


Рис. 1. Схема фрагмента ректенной решетки:
1 – излучатель; 2 – провода ССМ

Для описания ректенн применяются следующие параметры и характеристики:

- результирующий КПД $\eta_{\Sigma} = \bar{\eta} \eta_{\text{в}} \eta_{\text{с}}$ ($\bar{\eta}$ – КПД перехвата энергии микроволнового луча апертурой ректенны; $\eta_{\text{в}}$ – КПД выпрямления ректенны; $\eta_{\text{с}}$ – КПД сбора мощности постоянного тока);
- мощность в нагрузке;
- мощность побочного излучения;
- угловое распределение интенсивности излучения.

Сравнение ректенны с другими источниками энергии удобно проводить, используя таких два показателя:

- удельную поверхностную мощность \bar{P}_S (мощность постоянного тока, «снимаемую» с 1 м^2 апертуры);
- удельную массовую мощность \bar{P}_M (мощность постоянного тока, отнесенную к 1 кг массы ректенны).

Последние два показателя позволяют не только оценить, насколько удачна та или иная конструкция ректенны, но и решить вопрос о целесообразности применения систем БПЭ вместо других источников энергии.

Перечисленные показатели качества ректенны во многом определяют и показатели качества системы БПЭ в целом. Отсюда следует значимость ректенны как составной части системы передачи энергии микроволновым лучом.

2. Типовые схемы ПВЭ ректенн и рекомендации для их построения

Приведем возможные варианты построения прием-

но-выпрямительных элементов антенн-выпрямителей.

Типичная схема однополупериодного ПВЭ (рис. 2, а) включает в себя слабонаправленный излучатель (в общем случае произвольной конфигурации), фильтр нижних частот (ФНЧ), предназначенный для фильтрации высших гармоник, выпрямительный диод Шоттки, нагрузку по постоянному току R_{H} , сглаживающий конденсатор C_{H} , который также закорачивает по высокой частоте линию длиной $\lambda_0/4$, обеспечивающую развязку сопротивления нагрузки от высокочастотной части схемы и фильтрацию четных гармоник (вместо линии $\lambda_0/4$ может также использоваться ФНЧ).

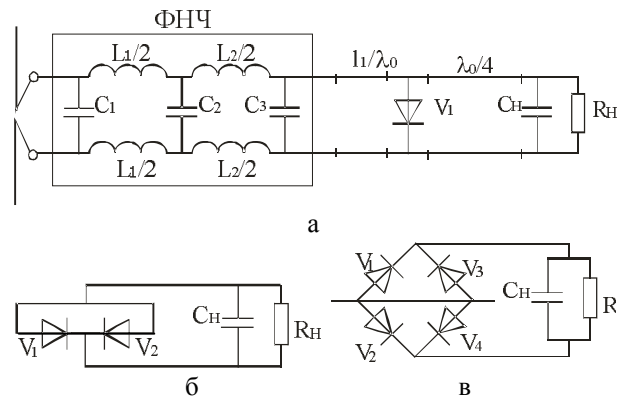


Рис. 2. Схемы типовых ПВЭ

Приведенные схемы двухполупериодных ПВЭ [8, 14] не содержат на входе и выходе фильтры высших гармоник (рис. 2, б, в), но их применение необходимо при создании ректенн с большими значениями удельной поверхностной мощности.

На рис. 3 приведены схемы антенн-выпрямителей миллиметрового диапазона.

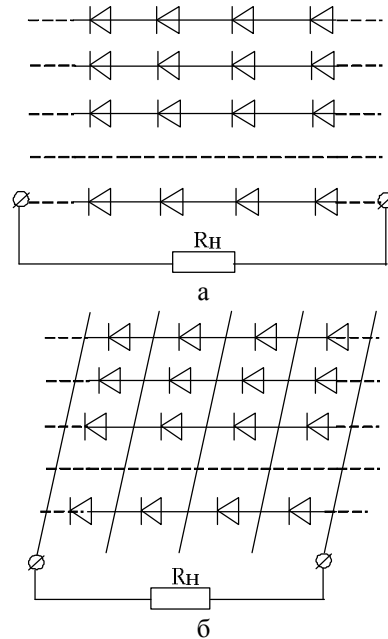


Рис. 3. Фрагменты ректенн миллиметрового диапазона

Излучающая структура которых выполнена в виде периодических структур типа системы бесконечных коллинеарных ленточных микрополосковых проводов, в разрывы которых через равные промежутки включены диоды Шоттки (рис. 3, а), либо в виде косоугольной сетки (рис. 3, б).

В работах [14 – 17] можно найти описание других конструкций ПВЭ различных частотных диапазонов.

При проектировании ректенн, которые могли бы конкурировать по технико-экономическим показателям с другими источниками энергии, можно предложить следующие конструкторские решения:

1. Повышение надежности за счет применения схемных соединений, ослабляющих влияние выхода из строя диодов выпрямителя на эффективность преобразования. Примером ректенны с повышенной надежностью является система расположенных над экраном пересекающихся проводов, образующих квадратные ячейки [18] (рис. 4).

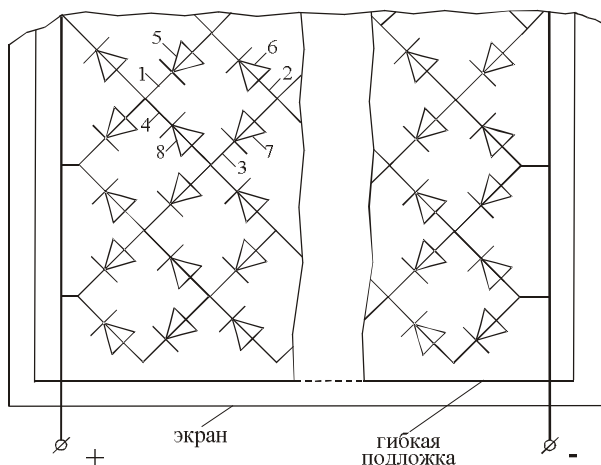


Рис. 4. Ректенны произвольной поляризации

Посередине каждой стороны ячейки включены диоды Шоттки, а концы пересекающихся проводов подключены к шинам линии сбора постоянного тока. Ректенна рассчитана на работу с любой поляризацией. Если плоскость поляризации падающей волны совпадает с одной из диагоналей квадратной ячейки, то диоды работают по схеме двухполупериодного выпрямления, а если плоскость поляризации параллельна сторонам 1 и 3 или 2 и 4 квадратной ячейки, то диоды 5 и 7 или 6 и 8 соответственно работают по схеме однополупериодного выпрямления. Надежность работы ректенны обеспечивается тем, что в случае разрыва цепи из-за выхода из строя диодов любой квадратной ячейки сохраняется соединение с шиной сбора постоянного тока для остальных квадратных ячеек.

2. Уменьшение веса, габаритов и упрощение конструкций ректенн путем использования микрополосковой технологии на основе подложек с высокой

диэлектрической проницаемостью и малыми потерями. Эти вопросы актуальны, например, при решении проблемы энергообеспечения труднодоступных районов, где ректенна работает в условиях сильных ветровых нагрузок, а также при создании ректенных систем подвижных объектов.

3. Уменьшение стоимости крупных ректенн за счет применения схемных решений, позволяющих уменьшить количество диодов. Примером такой конструкции является ректенна, состоящая из большого числа модулей, каждый из которых содержит несколько приемных антенн и выпрямитель [19]. Такой подход уместно использовать и при работе ректенн в миллиметровом диапазоне. Так как при увеличении частоты геометрические размеры излучателей уменьшаются, снижается мощность на входах диодов Шоттки и как следствие падает КПД выпрямления. Это видно из рис. 5, на котором приведены измеренные КПД выпрямления ПВЭ ректенн на частотах 2,45 ГГц (кривая 1) [20], 5,8 ГГц (кривая 2) [21] и 35 ГГц (кривая 3) [22].

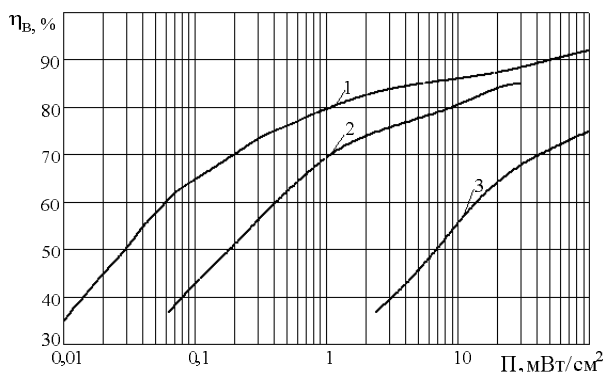


Рис. 5. Зависимость КПД выпрямления от падающей плотности потока мощности

Одним из способов увеличения мощности на входах диодов является также объединение нескольких излучателей параллельно или последовательно.

4. В миллиметровом диапазоне волн предпочтительней использовать одномерные излучающие структуры (тонкие микрополосковые линии) по сравнению с двумерными, так как в первом случае получается выигрыш по КПД порядка нескольких десятков процентов [23]. Поэтому актуальными являются исследования, направленные на поиск оптимальных конфигураций ПВЭ ректенн миллиметрового диапазона, при которых обеспечивается максимум КПД ректенного элемента.

5. При изготовлении печатных плат на высших частотах для уменьшения потерь, увеличения точности травления, предпочтительней использовать технологию микромодульных интегральных схем [23], которая объединяет СВЧ-схемотехнику, технологию интегральных схем и является основной на частотах свыше 35 ГГц. В этом случае линейная и нелинейная

часть ректенны изготавливается в едином технологическом цикле.

6. Подавление излучения на частотах гармоник реализуется выбором геометрии излучателей, установкой входных ФНЧ или применением частотно-селективных поверхностей.

3. Модель бесконечной ректенной решетки при равноамплитудном возбуждении

Наиболее приемлемой для расчета ПВЭ и малоэлементных ректенных решеток является основанная на методе переменных состояния математическая модель антенн с нелинейными элементами (АНЭ) [6, 14, 24]. Разработанная теория подтверждена экспериментальными исследованиями. Краткая суть ее состоит в следующем.

Считается, что излучатели ПВЭ размещены в узлах ректенной решетки эквидистантно. Предполагается, что решетка является косоугольной с двойной периодичностью вдоль осей X и l (см. рис. 6). Шаг решетки вдоль оси X равен d_x , а вдоль оси l — d_l . Ось l образует угол α_r с осью X . Решетка возбуждается на частоте ω_0 (длина волны λ_0) плоской электромагнитной волной, падающей из направления θ_n, φ_n .

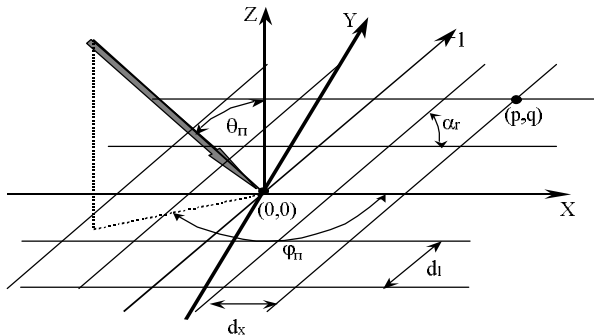


Рис. 6. Система координат элементов ректенной решетки

Достаточно общая схема, позволяющая описывать различные типы ректенных решеток, представлена на рис. 7. Она состоит из НМ и ЛМ. Последний из них отмечен на рис. 7 пунктирной линией. В свою очередь, линейный многополюсник состоит из линейного многополюсника, соответствующего системе излучателей (ЛМ-1), линейного многополюсника (ЛМ-2), поставленного в соответствие схеме сбора мощности и нагрузке ректенны. Линейный многополюсник ЛМ-3 включает в себя все остальные линейные элементы, которые можно выделить из состава каждого ПВЭ. Такое деление схемы крупноапертурной ректенны на многополюсники позволяет формировать модели различного уровня

строгости в зависимости от требуемого обоснования и точности получаемых результатов. В то же время это деление обусловлено различием в методах описания характеристик линейных и нелинейных элементов, входящих в схему ректенны.

Для описания нелинейных элементов используются временные зависимости токов и напряжений на их выходах.

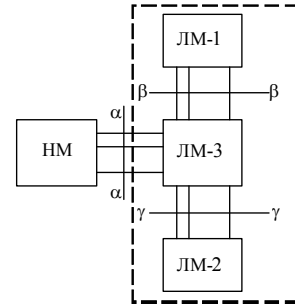


Рис. 7. Обобщенная схема ректенны

В отличие от нелинейных линейные многополюсники ректенны описываются в частотной области. На первом этапе анализа (при определении режима функционирования ректенны) достаточно описывать ЛМ только со стороны входов, которые подключены к нелинейному многополюснику (сечение $\alpha - \alpha$). Это означает, что для линейного многополюсника достаточно знать его матрицу собственных и взаимных сопротивлений $Z_{\alpha\alpha}(\omega)$ и вектор комплексных амплитуд ЭДС $e_{\alpha\alpha}(\omega)$, пересчитанных к сечению $\alpha - \alpha$. Поэлементный метод расчета характеристик пригоден для ограниченных типов излучателей и малого их числа из-за сложности вычислительных процедур. Математическое моделирование значительно упрощается при применении модели больших (бесконечных) решеток и, как уже отмечалось, заключается в расчете характеристик только одного (центрального) ПВЭ. Так как ректенна имеет большие размеры, то для определения режима ее работы, возможно, применить приближение „бесконечной” решетки, это позволяет построить эффективный метод анализа ректенн с применением существующих алгоритмов и программ для анализа одиночного ПВЭ.

Разработанная модель АНЭ и методика анализа обеспечивают возможность исследования возникающих в ректеннах нелинейных эффектов в полном объеме, т.е. при анализе учитываются как нелинейная зависимость всех параметров и характеристик ректенны от уровня входного воздействия, так и образование в отклике ректенны новых спектральных составляющих, отсутствующих во входном воздействии.

На основании указанного подхода на кафедре ОПТ были разработаны программы **INFARS** и

РЕСТ, которые реализуют алгоритмы расчета микрополосковых бесконечных решеток произвольной конфигурации (с учетом паразитных параметров выпрямительных диодов Шоттки см. подразд 4) методом интегральных уравнений и микроволновых нелинейных схем методом гармонического баланса. Практическая применимость этих программ доказана сравнением результатов расчетов на ЭВМ параметров ПВЭ с известными экспериментальными данными [25]. Например, на рис. 8 показаны зависимости КПД двухполупериодного ПВЭ с петлевым вибратором от сопротивления нагрузки (рис. 8, а) и от уровня входной мощности (рис. 8, б). Данные эксперимента отражены на рис. 8 кружочками.

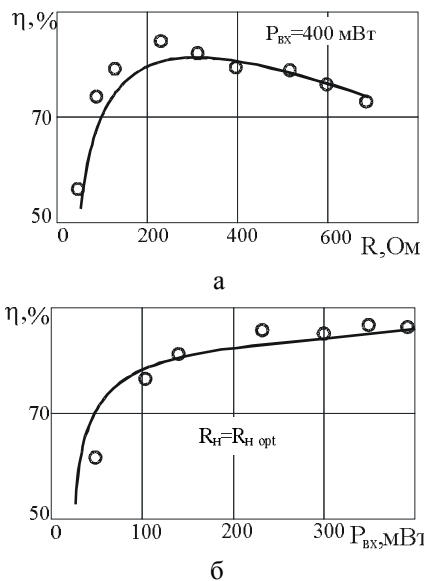


Рис. 8. Энергетические характеристики двухполупериодных ПВЭ

Обобщая результаты теоретических и экспериментальных исследований одиночных ПВЭ [26, 6, 25], необходимо отметить характерные их особенности:

- КПД выпрямления элемента ректенны зависит по нелинейному закону от уровня входного воздействия и сопротивления нагрузки;
- при некотором оптимальном сопротивлении нагрузки и $P_{вх} = P_d$ КПД достигает максимума;
- КПД выпрямления увеличивается при $X_{вх}(f_0) \rightarrow 0$ и при росте значения $R_{вх}(f_0)$;
- наилучшая фильтрация гармоник достигается при значениях входного сопротивления $R_{вх}(nf_0) \rightarrow 0$ и $Z_{вх}(nf_0) \rightarrow \pm\infty$;
- недостатком однополупериодных схем ПВЭ является ограничение по уровню входного воздействия, определяемого возможностями одного диода Шоттки: диапазон допустимых значений $P_{вх}$ существенно расширяется при применении двухполупериодных схем;

– достоинство однополупериодных ПВЭ состоит в том, что они обеспечивают значительную ($\xi = -50$ дБ) фильтрацию гармоник, в то время как уровень гармоник двухполупериодных ПВЭ достаточно высок (порядка -20 дБ);

– установлено, что для корректного описания поля побочного излучения ректенны при расчетах необходимо принимать во внимание спектральные компоненты вплоть до пятой гармоники основной частоты;

– на конкретном примере ректенны с квадратной апертурой (64×64 ПВЭ) показано, что в зависимости от геометрии решетки ректенна может создавать в ряде направлений побочное излучение весьма существенного уровня за счет образования дифракционных максимумов диаграмм направленности на частотах гармоник.

4. Расчет ПВЭ на рабочей частоте, частотах гармоник и постоянном токе

Расчету подлежат следующие параметры примено-выпрямительных элементов:

– КПД выпрямления

$$\eta_{в} = P_0 / P_{\max},$$

где P_0 – мощность постоянного тока в нагрузке;

$P_{\max} = e_x^2 / 8R_a(f_0)$ – максимальная мощность, которую может извлечь излучатель ПВЭ из поля падающей волны; e_x – ЭДС холостого хода на клеммах излучателя; $R_a(f_0)$ – активная часть входного сопротивления излучателя на рабочей частоте f_0 ;

– уровень побочного излучения

$$\xi(nf_0) = P_{\Sigma}(nf_0) / P_{вх}, \quad n = 2, 3 \dots$$

где $P_{\Sigma}(nf_0)$ – мощность, излучаемая ПВЭ на частоте n -й гармоники; $P_{вх}$ – входная мощность ПВЭ, равная половине произведения амплитуд входного напряжения $U(f_0)$ и входного тока $I(f_0)$ первой гармоники;

– предельно допустимый уровень плотности потока падающей мощности Π_d , определяемого возможностями диода Шоттки (допустимыми значениями входной мощности P_d , прямого тока I_d и обратного напряжения U_d , при превышении которых диод пробивается).

Первый этап проектирования ректенн связан с выбором выпрямительного диода, оценкой предельного КПД выпрямления диодов Шоттки и определении требований к излучающей структуре.

В основе расчета ПВЭ лежит метод эквивалентных схем. Эквивалентная схема одной ячейки

Флоке (ПВЭ) ректенны на основе корпусного диода Шоттки показана на рис. 9.

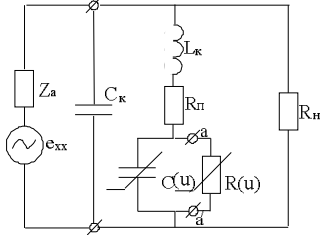


Рис. 9. Эквивалентная схема ячейки Флоке

Здесь излучатель ячейки представлен в виде эквивалентной ЭДС холостого хода e_{xx} , наведенной полем падающей волны в точке питания, и внутренним сопротивлением $Z_a = R_a + jX_a$, равным входному сопротивлению излучателя. Другие элементы схемы обозначены так: $R(u)$, $C(u)$ – нелинейные сопротивление и емкость диода; C_k , L_k , $R_П$ – паразитные емкость, индуктивность и сопротивление потерь диода; R_n – сопротивление нагрузки.

Нелинейные свойства диода в общем случае определяются параллельным соединением нелинейного сопротивления [27]:

$$i(u) = \begin{cases} I_S(e^{\alpha u} - 1), & \text{при } u \leq U_d, \\ D(u - U_d) + I_S(e^{\alpha u} - 1), & \text{при } u > U_d, \end{cases} \quad (1)$$

и нелинейной емкости $C(u)$, равной

$$C(u) = \begin{cases} \frac{C_0}{\left(1 - \frac{u}{\phi_k}\right)^v}, & \text{при } u \leq U_{\max}, \\ C_{\max} \{k(u - U_{\max}) + 1\}, & \text{при } u > U_{\max}. \end{cases} \quad (2)$$

Здесь

$$U_{\max} = \phi_k \left\{ 1 - \exp \left[\frac{1}{v} \ln \left(\frac{C_0}{C_{\max}} \right) \right] \right\};$$

$$k = \frac{v C_0}{\phi_k C_{\max} \left(1 - \frac{U_{\max}}{\phi_k} \right)^{1+v}};$$

u – напряжение входного воздействия; I_S – ток насыщения; α – постоянный коэффициент; D – параметр, выбираемый эмпирическим путем из условия улучшения сходимости итерационного процесса; C_0 – емкость диода при $u = 0$; C_{\max} – емкость диода при $u = U_{\max}$; U_{\max} – напряжение, определяемое из условия

$$(\phi_k - U_{\max}) / U_{\max} \ll 1 \neq 0;$$

ϕ_k – контактная разность потенциалов; $v = 0,5$.

Процесс выпрямления – это процесс нелинейный. Поэтому трудно обосновать способ выбора оптимальной схемы ПВЭ ректенны для получения максимума КПД, используя строгие модели ячеек периодичности ректенны, показанных на рис. 9. В связи с этим предлагается проектирование приемно-выпрямительных элементов на первоначальном этапе проводить с применением следующей приближенной модели диода.

Введем два приближения:

1. Нелинейная емкость диода (2) заменяется емкостью перехода при нулевом возбуждении ($u = 0$), т.е. $C(u) = C_0$. Справедливость этого предположения подтверждается экспериментальными данными, приведенными в [27].

2. Усредненное сопротивление диода на первой гармонике $R(f_1)$ намного больше сопротивления потерь диода $R_П$ [14].

Тогда на основании этих двух приближений эквивалентную схему на рис. 9 можно представить в виде, показанном на рис. 10.

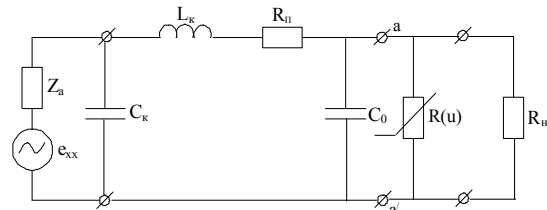


Рис. 10 Эквивалентная схема ПВЭ с корпусным диодом

В дециметровом и сантиметровом диапазонах, где влияние паразитных реактивных элементов корпуса диода пренебрежимо мало, или в случае использования бескорпусных диодов эквивалентная схема упрощается (рис. 11).

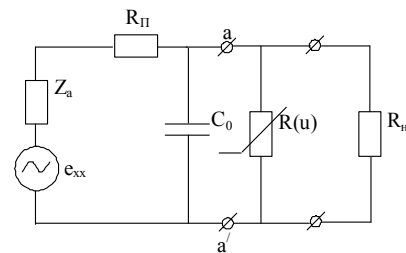


Рис. 11. Эквивалентная схема ПВЭ с бескорпусным диодом

Данное представление позволяет сложную нелинейную задачу проектирования ректенн разбить на две более простые. Одна из них – это задача пересчета параметров антенны Z_a , e_{xx} , к клеммам а-а' по формулам:

– для корпусного диода Шоттки

$$Z_{ВХ} = \left(\frac{Z_a \frac{1}{j\omega C_k} + j\omega L_k + R_{\Pi}}{Z_a + \frac{1}{j\omega C_k}} \right) \frac{1}{j\omega C_0} \Bigg/ \left(\frac{Z_a \frac{1}{j\omega C_k} + j\omega L_k + R_{\Pi} + \frac{1}{j\omega C_0}}{Z_a + \frac{1}{j\omega C_k}} \right) = R_{ВХ} + jX_{ВХ}, \quad (3)$$

$$e'_{XX} = e_{XX} \frac{1}{j\omega C_0} \Bigg/ \left[\frac{1}{j\omega C_k} - \left(Z_a + \frac{1}{j\omega C_k} \right) \left(\frac{1}{j\omega C_k} + j\omega L_k + R_{\Pi} + \frac{1}{j\omega C_0} \right) \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_k}} \right], \quad (4)$$

– для бескорпусного диода Шоттки

$$Z_{ВХ} = (Z_a + R_{\Pi}) \frac{1}{j\omega C_0} \Bigg/ \left(Z_a + R_{\Pi} + \frac{1}{j\omega C_0} \right) = R_{ВХ} + jX_{ВХ} \quad (5)$$

$$e'_{XX} = e_{XX} \Bigg/ \left(Z_a + R_{\Pi} + \frac{1}{j\omega C_0} \right) j\omega C_0. \quad (6)$$

В результате эквивалентная схема сводится к рис. 12.

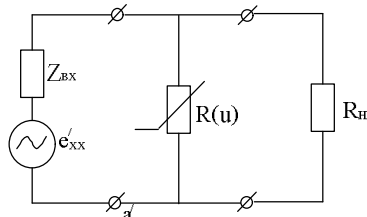


Рис. 12. Эквивалентная схема ячейки Флоке

Таким образом, используя указанные приближения, методом перебора можно обеспечить быстрый поиск резонансных размеров излучающих структур ПВЭ, при которых $Z_{ВХ} = R_{ВХ}$. И на этом же этапе определить КПД η_1 пассивного (линейного) четырехполюсника с зажимами а-а'.

Вторая задача – это расчет (нелинейного четырехполюсника) КПД выпрямления η_2 диода при $R_{\Pi} = 2R_{ВХ}$ и определение результирующего КПД выпрямления ректенны $\eta_{\text{в}} = \eta_1 \eta_2$. То есть результирующий КПД выпрямления определяется произведением КПД выпрямления идеального диода (без учета паразитных элементов и сопротивления потерь) на КПД пассивного четырехполюсника, изображенного на рис. 10 или 11.

Для наглядности, на основе описанного подхода, приведен пример расчета максимально достижимых КПД выпрямления ПВЭ ректенн миллимет-

рового диапазона (на частоте 35 ГГц) и даны практические рекомендации для их проектирования. Исследовалось два варианта ПВЭ. Первый вариант ПВЭ на основе корпусного диода Шоттки, второй – на основе бескорпусного диода Шоттки. Параметры диодов приведены в табл. 1.

Таблица 1
Параметры диодов Шоттки

Тип диода	P_d , Вт	I_s , пА	α , В ⁻¹	R_{Π} , Ом	C_0 , пФ	C_k , пФ	L_k , нГн
корпусной	0,10	5,24	30,0	4,85	0,13	0,10	0,20
бескорпусной	0,06	44000	37,0	7,50	0,08	–	–

В табл. 1 через P_d обозначена предельно допустимая входная мощность диода.

Задача решалась таким образом. Вначале используя программу **RECT** вычислялись значения η_2 при $P_{ВХ} = P_d$, $R_{\Pi} = 2R_{ВХ}$ и $R_{ВХ} = \text{var}$ (рис. 13, сплошная кривая описывает η_2 корпусного диода, пунктирная – бескорпусного).

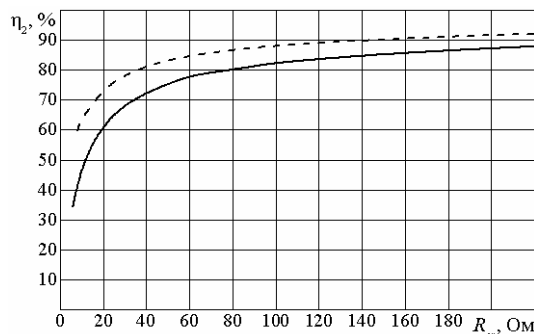


Рис. 13. Зависимость КПД выпрямления идеального диода от входного сопротивления ПВЭ

Из рис. 13 видно, что бескорпусной диод Шоттки имеет более высокий КПД выпрямления по сравнению с корпусным диодом. Это при условии, что первый диод рассчитан на максимальную мощность 60 мВт, а второй – на 100 мВт.

Затем, полагая, что $X_{ВХ} = 0$ и $R_{ВХ} = \text{const}$, из (3) находились значения Z_a , соответствующие определенным значениям $R_{ВХ}$ для корпусного диода Шоттки, а из (5) – для бескорпусного диода Шоттки. Результаты этих расчетов на частоте 35 ГГц представлены на рис. 14.

На рис. 14 кривая 1 описывает активное сопротивление антенны R_a , а кривая 2 – реактивное X_a .

Полученные результаты, которые приведены на рис. 14, служат ориентирами для выбора или конструирования типа излучателя ректенны с учетом паразитных элементов корпуса диода.

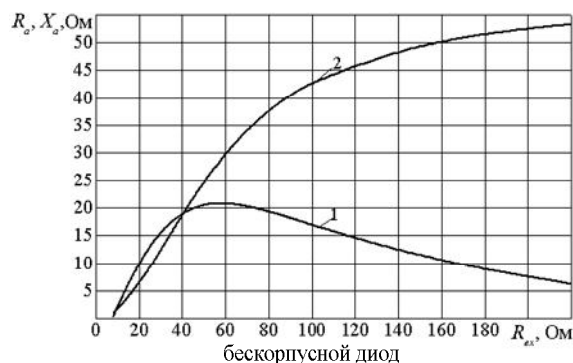
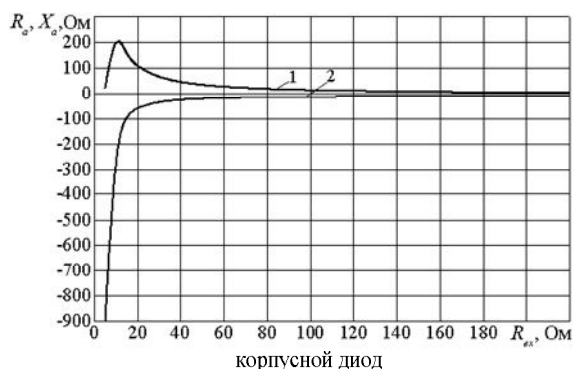


Рис. 14. Зависимость активной и реактивной составляющей сопротивления излучателя от входного сопротивления ПВЭ

Значения КПД цепи η_1 , соответствующие рассчитанным величинам Z_a , приведены на рис. 15 (сплошная кривая описывает η_1 корпусного диода, пунктирная – бескорпусного). Из полученных результатов видно, что величина η_1 также выше у бескорпусного диода.

Итоговые зависимости КПД выпрямления ПВЭ η_B антенны-выпрямителя от $R_{вх}$ представлены на рис. 16 (сплошная кривая описывает η_B корпусного диода, пунктирная – бескорпусного).

Из приведенного примера видно, как и следовало ожидать, что бескорпусной диод Шоттки имеет лучшие характеристики КПД выпрямления по сравнению с корпусным диодом Шоттки. Поэтому при выборе выпрямительных элементов, для обеспечения максимальной величины η_B необходимо ориентироваться на бескорпусные диоды, а если использовать корпусные, то делать выбор на диодах с наименьшими номиналами паразитных элементов (см. рис. 9).

На рис. 17 приведены кривые результирующего КПД выпрямления ПВЭ $\eta_B = \eta_1 \eta_2$ с корпусным диодом Шоттки на частотах 12 ГГц (кривая 1), 23 ГГц (кривая 2) и 43 ГГц (кривая 3). Из полученных зависимостей видно, что увеличение рабочей частоты существенно сказывается на результирующем КПД выпрямления, т.к. с ростом частоты сильнее проявляется влияние паразитных элементов корпуса диода.

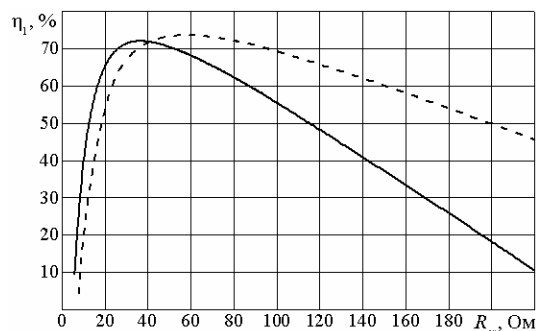


Рис. 15. Зависимость КПД линейного четырехполюсника от входного сопротивления ПВЭ

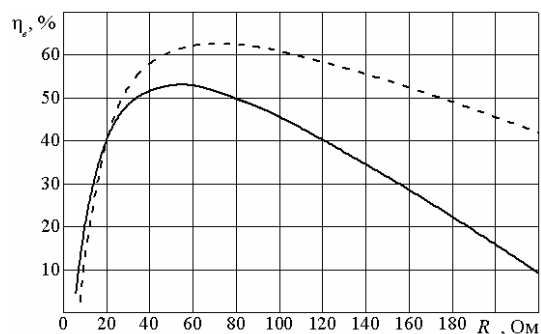


Рис. 16. Зависимость результирующего КПД выпрямления от входного сопротивления

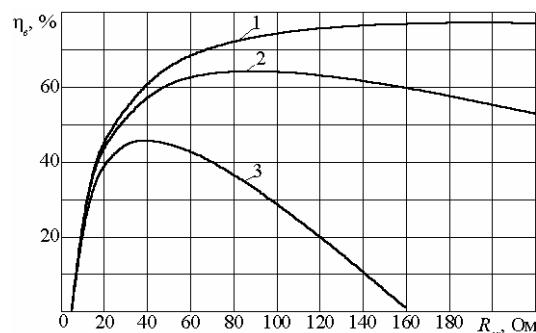


Рис. 17. Зависимость результирующего КПД выпрямления от входного сопротивления на различных частотах

Из рис. 17 видно, что с увеличением рабочей частоты f входное сопротивление $R_{вх}$, при котором максимальный КПД выпрямления, падает и в диапазоне КВЧ уменьшается от 200 Ом до 40 Ом. Эти данные являются исходными при выборе конфигурации излучающих структур ПВЭ антенн-выпрямителей.

Следующий этап расчета связан с поиском рациональной конфигурации излучающей структуры ПВЭ, обеспечивающей достижение приемлемых значений его трех параметров η_B , P_s и ξ .

На рис. 18 приведены возможные варианты топологий излучающих структур ПВЭ.

В разрывы включаются выпрямительные диоды. Ячейки Флоке выполнены на основе симметричных вибраторов, квадруполей, петлевых вибраторов, пе-

риодических структур типа „коллинеарные провода” и „сетка” (рис. 18, д, е). Использование излучающей структуры вида 18, е дает возможность работы ректенны при вращающейся поляризации поля возбуждения. В ячейке периодичности используется два идентичных диода во взаимно перпендикулярных ветвях сетки. Эти ветви одинаковы и обеспечивают прием на ортогональных поляризациях.

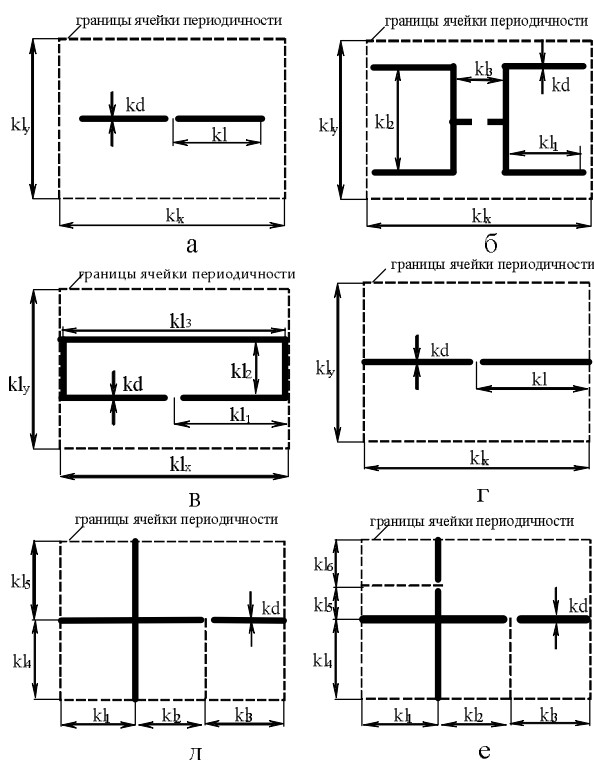


Рис. 18. Топологии ячеек Флоке

Проведенные численные исследования (табл. 2), в случае использования в ПВЭ корпусных диодов (табл. 1), показали, что при использовании излучающих структур на основе вибратора, квадрупольного и петлевого излучателя можно достичь КПД выпрямления близкого к предельному за счет высоких значений $R_{вх}$ (рис. 16), но при этом параметры P_s и ξ_n значительно хуже, чем у излучающих структур типа „коллинеарные провода” и „прямоугольная сетка”.

Уровень гармоник вычисляется по следующей формуле:

$$\xi_n = 10 \lg \frac{P_{\Sigma n}}{P_{вх}},$$

где $P_{\Sigma n}$ – мощность, излучаемая на частотах гармоник,

$$P_{\Sigma n} = P_n \eta_1(nf_1) = \frac{1}{2} I_n^2 \operatorname{Re}\{Z_{вх}(nf_1)\} \eta_1(nf_1),$$

P_n – мощность n -й гармоники, выделяемая на реальной части входного сопротивления $Z_{вх}(nf_1)$ эквивалентной схемы в сечении а-а' (см. рис. 12) на

частотах гармоник рабочей частоты f_1 ; $\eta_1(nf_1)$ – КПД передачи мощности n -й гармоники от сечения а-а' до входных клемм излучателя (см. рис. 10, 11); $P_{вх}$ – входная мощность.

Таблица 2

Результаты расчета при $\varepsilon_r = 2,2$ и ширине микрополоска $kd = 0,125$

Тип антенной решетки	$kl_x \times kl_y$	η_n , %	P_s , Вт/м ²	ξ_1 , дБ	$R_{вх}$, Ом
Вибраторная	3,0×3,0	51,9	$3,10 \cdot 10^3$	-23,95	36,6
Квадрупольная	3,14×3,14	51,9	$2,83 \cdot 10^3$	-24,16	38,7
Коллинеарные провода	1,5×1,5	23,0	$5,49 \cdot 10^3$	-48,8	9,6
Сетка	1,5×1,5	35,0	$6,90 \cdot 10^3$	-50,0	14

Структуры, изображенные на рис. 3, рис. 18, г – е обладают одним общим свойством: область максимальных КПД лежит в пределах $(1-5)kl$, т.е. геометрические размеры ячейки меньше примерно на полпорядка, чем длина рабочей волны. Из-за плотного размещения диодов на подложке такие структуры могут быть отнесены к классу антенн с квазираспределенными нелинейными элементами. Основное их достоинство – возможность реализации высоких значений мощности постоянного тока «снимаемой» с 1 м² апертуры ректенны. Значение P_s сетчатой ректенны примерно в два раза больше, чем у ректенн, выполненных на основе вибратора за счет меньшей площади ячейки и она выигрывает в КПД (т.к. имеет более высокие значения $R_{вх}$) по сравнению со структурой „коллинеарные провода”.

Сетчатые структуры совместно с паразитными элементами корпуса образуют естественный фильтр высших гармоник и позволяют среди рассмотренных структур добиться наилучшего (до -50 дБ) подавления побочного излучения. Это объясняется тем, что рассмотренные периодические структуры имеют малое активное сопротивление $R_{вх}(nf_1)$ на частотах гармоник [14]. Малые значения $R_{вх}(nf_1)$, с одной стороны, приводят к низким коэффициентам передачи $\eta_1(nf_1)$, а с другой – к незначительному преобразованию в процессе выпрямления мощности падающего луча в мощности высших гармоник P_n . Благодаря этим двум причинам обеспечивается существенное подавление внешнего излучения.

В случае ПВЭ с бескорпусными диодами Шоттки можно получить КПД выпрямления, близ-

кий к предельному (рис. 16). Основным недостатком указанных структур является высокий уровень побочного излучения. Для его устранения необходимо провести дополнительные исследования ректенн, снабженных фильтрами гармоник или частотно-селективными поверхностями.

Основная причина, обуславливающая невысокий КПД выпрямления $\eta_{\text{в}}$ периодических излучающих структур миллиметрового диапазона – низкое значение $R_{\text{вх}}$ (см. зависимость результирующего КПД выпрямления от входного сопротивления на рис. 16).

Эффективный способ увеличения КПД – уменьшение сопротивления потерь $R_{\text{п}}$ диода Шоттки. Это иллюстрирует зависимость $\eta_{\text{п}} = f(R_{\text{п}})$ (рис. 19) для структуры типа «коллинеарные провода».

Один из недостатков структуры типа «коллинеарные провода» – это последовательное соединение ячеек по постоянному току, так как в этом случае не всегда удается подобрать нужную величину $R_{\text{н}}$ (см. рис. 3) при энергоснабжении какого-либо объекта. Более гибкой является последовательно-параллельная схема сбора, которая естественным образом образуется в структуре типа «сетка».

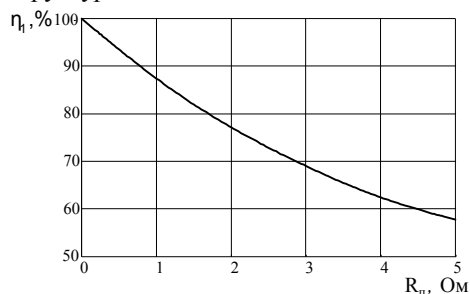


Рис. 19. Зависимость $\eta_{\text{п}}$ от сопротивления потерь для структуры типа «коллинеарные провода»

Эффективность работы ректенны зависит не только от КПД выпрямления отдельных ПВЭ, но и от того, как организован сбор мощности постоянного тока с выхода этих элементов. Для определения энергетических характеристик отдельного ПВЭ в составе бесконечной периодической решетки в [14, 29] применяются упрощенные модели (макромодели) ПВЭ по постоянному току. В связи с тем, что схемы сбора ректенн функционируют на постоянном токе, то естественно, что макромодель ПВЭ должна характеризовать его как генератор постоянного тока (ГПТ).

Различают физические и информационные макромодели. Физической макромоделью (упрощенной электрической схемой) ПВЭ по постоянному току является либо эквивалентный генератор ЭДС холостого хода E_i с внутренним сопротивле-

нием R_i , либо эквивалентный генератор тока короткого замыкания I_i . Информационная модель необходима для численного определения параметров E_i , R_i и представляют собой уравнения, устанавливающие зависимость величин E_i , R_i от заданных параметров ректенны. КПД выпрямления при заданной структуре ПВЭ ректенны, как известно, зависит от уровня плотности потока мощности падающего поля Π и сопротивления нагрузки по постоянному току $R_{\text{н}}$. Поэтому в качестве уравнений связи информационной макромодели ПВЭ целесообразно применять уравнения вида:

$$E_i = f(\Pi); R_i = f(\Pi); R_{\text{н}} = \text{const}, \quad (7)$$

$$E_i = f(R_{\text{н}}); R_i = f(R_{\text{н}}); \Pi = \text{const}. \quad (8)$$

В [14, 28] можно найти методику определения параметров эквивалентного генератора. Здесь показано, что зависимости (7) и (8) можно аппроксимировать степенными функциями вида

$$E_i = E_{\text{max}}(\Pi_{\text{max}}) \bar{\Pi}^{\beta}; R_i = R_{\text{max}}(\Pi_{\text{max}}) \bar{\Pi}^{\alpha}, \quad \text{при } R_{\text{н}} = \text{const}, \quad (9)$$

$$E_i = E_{\text{max}}(R_{\text{нmax}}) \bar{R}_{\text{н}}^{\gamma}; R_i = R_{\text{max}}(R_{\text{нmax}}) \bar{R}_{\text{н}}^{\delta}, \quad \text{при } \Pi = \text{const}, \quad (10)$$

где $E_{\text{max}}(\Pi_{\text{max}})$, $R_{\text{max}}(\Pi_{\text{max}})$ – значения E_i , R_i при $\Pi = \Pi_{\text{max}}$; $E_{\text{max}}(R_{\text{нmax}})$, $R_{\text{max}}(R_{\text{нmax}})$ – значения E_i и R_i при $R_{\text{н}} = R_{\text{нmax}}$; Π_{max} и $R_{\text{нmax}}$ – максимальные величины плотности потока мощности и сопротивления нагрузки, принятые для расчётов; $\bar{\Pi}$, $\bar{R}_{\text{н}}$ – нормированные к максимальному значению величины Π , $R_{\text{н}}$; β , γ , δ – постоянные коэффициенты.

Полученные соотношения (9), (10) описывают ПВЭ как зависимый от величины Π и $R_{\text{н}}$ источник постоянного тока. Применяя эту макромодель, составляется эквивалентная схема цепей постоянного тока ректенны и рассчитывается КПД схемы сбора мощности постоянного тока.

Заключение

В статье приведена последовательность расчета приемно-выпрямительных элементов крупноапертурных ректенн в случае их равноамплитудного и синфазного возбуждения. Разработаны практические рекомендации по выбору выпрямительных диодов и излучающих структур ПВЭ, позволяющие приблизить их параметры к максимально возможному.

Многочисленные расчеты и экспериментальные исследования показали, что пути улучшения технических характеристик ректенных элементов состоят в следующем.

Для уменьшения уровня излучения на частотах гармоник, увеличения мощности в нагрузке ректенны за счет минимизации потерь энергии перераспределяющейся на частоты высших гармоник, необходимо провести дополнительные исследования частотно-селективных поверхностей.

В случае работы ректенны в бортовых условиях или при сильных ветровых нагрузках, необходимо при минимальных ее массогабаритных показателях, увеличить удельную мощность снимаемую с 1 м² апертуры. Такая задача решается либо увеличением рабочей частоты, либо использованием вращающейся поляризации поля. В связи с этим необходимо провести поиск оптимальных конфигураций ПВЭ с круговой поляризацией и исследовать их в диапазонах гипервысоких частот и оптическом.

Для увеличения КПД солнечных батарей следует рассмотреть возможность использования оптических ректенн, т.е. решить проблему о преобразовании излучения терагерцевых частот в постоянный ток.

Литература

1. Brown, W.C. *Experimental involving a microwave beam to power and position a helicopter [Текст] / W.C. Brown // IEEE Trans. V. AES-5. – 1969. – No. 9. – 692 p.*
2. Morris, C.E. *Microwave powered, unmanned, high-altitude airplanes [Текст] / C.E. Morris // Journal of aircraft. – 1984. – V. 21, N 12. – P. 966-970.*
3. Brown, W.C. *Microwave powered, long duration, high-altitude platform [Текст] / W.C. Brown // Internal. microwave symp. – N.Y.: IEEE. 1986. – P. 507-510.*
4. *Разработка, изготовление и испытания ЛА с передачей энергии СВЧ-лучом. Этап 1. Исследование возможности создания ЛА различных типов и назначения с передачей энергии на борт с помощью СВЧ-луча [Текст]: Отчет о НИР / Мос. авиа. ин-т; рук. Чурусов А.К. – М., 1993. – 127 с.*
5. *Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ [Текст]: моногр. / А.В. Гомозов, В.И. Гомозов, Г.В. Ермаков, С.В. Титов; под. ред. В.И. Гомозова. – Х.: КП «Городская типография», 2011. – 330 с.*
6. Бахрах, Л.Д. *Справочник по антенной технике [Текст] / Справ. в 5 т. Т. 1. / Л.Д. Бахрах, Л.С. Бенинсон, Е.Г. Зелкин; под общ. ред. Я.Н. Фельда, Е.Г. Зелкина. – М.: ИПРЖР, 1997. – 256 с.*
7. Лучанинов, А.И. *Математическая модель антенны с включенными нелинейными элементами [Текст] / А.И. Лучанинов // Автоматизация проектирования устройств и систем сверхвысоких частот. – Красноярск: Изд-во КПИ, 1984. – С. 30-91.*
8. Шифрин, Я.С. *Приемно-выпрямительные элементы ректенных систем [Текст] / Я.С. Шифрин, А.И. Лучанинов, В.М. Шокало. – Х.: Харьк. ин-т радиоэлектроники, 1988. – 181 с. – Деп. в УкрНИИ-ИНТИ. 20.2.89, № 1626-Ук89.*
9. Шокало, В.М. *Эффективность системы передачи энергии СВЧ-лучом [Текст] / В.М. Шокало, А.М. Рыбалко. – Х.: Харьк. техн. ун-т. радиоэлектроники, 1995. – 40 с. – Деп. в ГНТБ Украины. 13.04.95, № 856-Ук95.*
10. *Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 1. Модель, описание геометрии и система интегральных уравнений для токов ленточных микрополосковых излучателей сложной геометрии в составе бесконечной решетки [Текст] / А.И. Лучанинов [и др.] // Радиотехника. – 2001. – Вып. 117. – С. 78-84.*
11. *Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 2. Решение системы интегральных уравнений [Текст] / А.И. Лучанинов [и др.] // Радиотехника. – 2001. – Вып. 118. – С. 3-7.*
12. *Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 3. Особенности численной реализации алгоритма [Текст] / А.И. Лучанинов [и др.] // Радиотехника. – 2001. – Вып. 119. – С. 199-210.*
13. *Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 4. Результаты решения тестовых задач [Текст] / А.И. Лучанинов [и др.] // Радиотехника. – 2001. – Вып. 120. – С. 8-11.*
14. *Крупноапертурные антенны-выпрямители систем беспроводной передачи энергии микроволновым лучом [Текст]: моногр. / В.М. Шокало, А.И. Лучанинов, А.М. Рыбалко, Д.В. Грецих; под общ. ред. В.М. Шокало. – Х.: Коллегиум, 2006. – 308 с.*
15. Chen, R.H. *Design and Experiment of a Loop Rectenna for RFID Wireless Power Transmission and Data Communication Applications [Текст] / R.H. Chen, Y.C. Lee, J.S. Sun // Progress in Electromagnetics Research Symposium, Beijing, China, 2009. – P. 528-531.*
16. *Compact Circularly Polarized Rectenna with Unbalanced Circular Slots [Текст] / T.C. Yo, C.M. Lee, C.M. Hsu, C.H. Luo // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2008. – V. 56, N 3. – P. 882-886.*
17. Gao, Y.-Y. *A circular polarized rectenna with low profile for wireless power transmission [Текст] / Y.-Y. Gao, X.-X. Yang, C. Jiang, J.-Y. Zhou // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2010. – V. 13. – P. 41-49.*
18. *Запорожец, А.А. Оптимизация характеристик систем передачи энергии микроволновым пучком [Текст]: Автореф. дисс. ... канд. физ.-мат.наук: 01.04.04/ А.А. Запорожец; МГУ им. М.В. Ломоносова, физ. фак. – М., 1991. – 18 с.*
19. *Pat. 4360741 США, МКИ H02M 7/00. Combined antenna-rectifier arrays for power distribution systems [Текст] / Fitzsimmons G.W., Lund W.W., Nalos*

Е.Д.; Заявитель и патентообладатель The Boeing Company, Seattle, Wash. № 194123; заявл. 6.10.1980; опубл. 23.11.1982.

20. Brown, W.C. *Electronic and mechanical improvement of the receiving terminal of a free-space microwave power transmission system* [Текст] / W.C. Brown. — Raytheon Co., Wayland, MA, Tech. Rep. PT-4964, NASA Report No. CR-135194, NASA Contract No. NAS 3-19722, P. 66, Aug. 1977.

21. McSpadden, O. *Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna* [Текст] / O. McSpadden, L. Fan, K. Chang // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 1998. — V. 46. — P. 2053-2060.

22. Yoo, T.-W. *Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz rectennas* [Текст] / T.-W. Yoo, K. Chang // IEEE Trans, on Microwave Theory and Techniques. — 1992. — V. 40, N 6. — P. 1259-1263.

23. Koert, P. *Millimeter wave technology for space power beaming* [Текст] / P. Koert, J.T. Cha // IEEE Trans, on Microwave Theory and Techniques. — 1992. — V. 40, N 6. — P. 1251-1258.

24. Егоров, А.Н. Оценка рассеянного поля ректенны [Текст] / А.Н. Егоров, В.Е. Рябцев // Радиотехника. — 1988. — № 4. — С. 71-73.

25. Экспериментальное исследование эффективности элементов антенны-выпрямителя (ректенны) [Текст] / А.Н. Егоров, А.И. Калмыков [и др.] // Радиотехника и электроника. — 1983. — N 3. — С. 613 — 615.

26. Gutmann, R.J. *Power combining in an array of microwave power rectifiers* [Текст] / R.J. Gutmann, J.M. Borrego // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. — 1979. — V. MTT-27, № 12. — P. 958-968.

27. Лучанинов, А.И. Расчет динамических характеристик ректенн с учетом влияния нелинейной емкости выпрямительных диодов [Текст] / А.И. Лучанинов, А.А. Коновальцев, М.А. Омаров // Вестник Харьк. гос. ун-та, 1999. — С. 59.

28. Нарыжная, В.В. Макромодель приёмно-выпрямительного элемента ректенны по постоянному току [Текст] / В.В. Нарыжная, В.М. Шокало // Радиотехника. — 1993. — Вып. 96. — С. 79-82.

Поступила в редакцию 30.05.2011

Рецензент: д-р техн. наук, проф., заведующий кафедрой «Производство радиоэлектронных средств летательных аппаратов», декан факультета «Радиотехнических систем летательных аппаратов» В.М. Илюшко, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е.Жуковского «ХАИ», Харьков.

МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ПРИЙМАЛЬНО-ВИПРЯМНИХ ЕЛЕМЕНТІВ РЕКТЕН СИСТЕМ БЕЗПРОВОДОВОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ

Д.В. Грецьких, А.В. Гомозов, В.А. Назаренко, Ш.Ф.А. Аль-Самарай

У роботі узагальнені результати досліджень приймально-випрямних елементів (ПВЕ) антен-випрямлячів (ректен) систем безпроводової передачі енергії мікрохвильовим променем у важкодоступні райони. Запропоновано методику розрахунку характеристик ректенних елементів на робочій частоті, частотах гармонік і постійному струмі при їх рівноамплитудному та синфазному збудженні. Дано практичні рекомендації з вибору випромінюючих структур і випрямних діодів ПВЕ ректен, розглянуті способи по удосконаленню їхніх параметрів. Зазначено шляхи вдосконалення теорії й техніки антен-випрямлячів.

Ключові слова: безпроводова передача енергії, ректена, приймально-випрямний елемент, ККД випрямлення.

THE DESIGN PROCEDURE RECEIVING-RECTIFYING ELEMENT RECTENNA SYSTEMS OF WIRELESS POWER TRANSMISSION

D.V. Gretsikh, A.V. Gomofov, V.A. Nazarenko, Sh.F.A. Al-Sammarraie

The paper summarizes the results of research receiving-rectifying elements (RRE) antenna-rectifier (rectenna) systems of wireless power transmission by microwave beam in remote areas. The technique of calculating the characteristics of rectenna elements at the operating frequency, the harmonic frequencies and DC at their in-phase and equal amplitude excitation is offered. Practical recommendations on the choice of the radiating structures and the rectifier diodes RRE rectenna are given, ways to improve their parameters are addressed. Ways to improve the theory and techniques of antenna-rectifier are specified.

Key words: wireless power transmission, rectenna, the receiving-rectifying element, rectification efficiency.

Грецьких Дмитрій Вячеславович — канд. техн. наук, доцент кафедри основ радіотехники, Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, Україна, e-mail: dvgretsikh@rambler.ru.

Гомозов Андрій Володимирович — канд. техн. наук, ст. научн. сотр., докторант кафедри основ радіотехники, Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, Україна, e-mail: andgom@rambler.ru.

Назаренко Володимир Анатольевич — канд. техн. наук, доцент кафедри основ радіотехники, Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, Україна, e-mail: nval1@rambler.ru.

Аль-Самарай Шаміль Фадель Альван — аспірант кафедри основ радіотехники, Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, Україна, e-mail: samilalwan@yahoo.com.