

*Д.В. ГРЕЦКИХ, канд. техн. наук, А.И. ЛУЧАНИНОВ, д-р физ.-мат. наук,
А.В. ГОМОЗОВ, канд. техн. наук.*

СИСТЕМА БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ С МНОГОПОЗИЦИОННОЙ ПЕРЕДАЮЩЕЙ ПОДСИСТЕМОЙ

*Посвящаем нашему учителю
Якову Соломоновичу Шифрину*

Введение

В последнее время все больше уделяется внимание направлениям науки и техники, связанным с разработкой инновационных технологий создания новых высокоэффективных систем беспроводной передачи энергии (БПЭ) [1, 2]. Изложенные в литературе результаты исследований в области БПЭ указывают на ее возрастающее влияние на процесс создания радиотехнических систем нового поколения.

Классическая система БПЭ [3] состоит из передающей и приемной подсистем, разнесенных на определенное расстояние в среде распространения энергии. Передающая подсистема включает в себя микроволновый генератор, нагруженный на передающую антенну. Приемная подсистема включает в себя ректенну, задачей которой является прием и преобразование электромагнитного излучения (ЭМИ) в постоянный ток, поступающий к потребителю энергии. Всевозможные области применения классических систем БПЭ описаны в литературе. В первую очередь, это создание альтернативных источников энергии – солнечных космических электростанций, энергия с которых должна передаваться микроволновым лучом и приниматься наземными ректенными системами [4]; передача энергии в труднодоступные районы [5]; дистанционное энергоснабжение объектов, находящихся длительное время в воздухе [6 – 8] и др.

Весомый вклад в развитие теории систем БПЭ и ректенн внесли W.C. Brown, P.E. Glaser, R.M. Dickinson, N. Shinohara, J.J. Solesak. В Украине исследования в этом направлении были начаты в 1983 г. под руководством Я.С. Шифрина и В.М. Шокало [9, 10].

Освоение более высоких участков радиочастотного спектра и оптического диапазона, внедрение новых технологий в области микро- и наноэлектроники, развитие беспроводной связи стимулировало появление новых технологий беспроводной передачи энергии и позволило по-новому взглянуть на классическую. В настоящее время можно выделить ряд параллельно стремительно развивающихся технологий БПЭ [1], отличающихся по технической реализации систем БПЭ, решаемым ими задачам, диапазону частот и режиму работы их приемно-выпрямительных элементов:

- индукционный и резонансный способы передачи энергии [1];
- преобразование оптического излучения в постоянный ток с помощью наноректенн как альтернатива солнечным батареям [11, 12];
- преобразование энергии окружающего ЭМП произвольной структуры, создаваемого различными радиоэлектронными средствами (РЭС) в постоянный ток для энергоснабжения различных маломощных устройств [13, 14].

Следует отметить, что сейчас проявляется интерес к процессу интеграции БПЭ и беспроводной связи [15, 16], который, в свою очередь, открывает новую обширную перспективную область исследований – беспроводное питание телекоммуникаций (wirelessly powered telecommunications – WPTC).

В работах [17 – 20] показано, что для математического описания систем БПЭ с перечисленными выше, на первый взгляд, различными технологиями передачи энергии может быть использован один и тот же подход, в основе которого лежит единое представление, на электродинамическом уровне, о функционировании систем БПЭ широкого класса и назначения. Для реализации этого подхода в [17 – 20] разработана нелинейная математическая модель

электродинамического уровня системы БПЭ, в основу которой положена модель многовходовых антенн с нелинейными элементами.

Цель работы – анализ параметров крупноапертурной ректенны системы БПЭ, передающая подсистема которой выполнена на основе сфокусированной многопозиционной системы излучателей (МСИ) с использованием подхода [17 – 21].

В первой части работы приведена структурная схема системы БПЭ, построенная на основе сфокусированной передающей МСИ, и рассчитано создаваемое ею поле на апертуре ректенны, которое является существенно неравномерным. Во второй части рассмотрены особенности проведения анализа крупноапертурной ректенны с неравномерно облучаемой апертурой и на конкретном примере моделирования двухслойной микрополосковой ректенны проведена оценка ее КПД.

1. Структурная схема системы БПЭ на основе МСИ

Системы БПЭ, построенные на основе МСИ (рис. 1), объединяют в единую когерентную систему N (до нескольких десятков) передающих модулей (ПМ) с разнесенными в пространстве их излучающими структурами и общим центром управления (ЦУ).

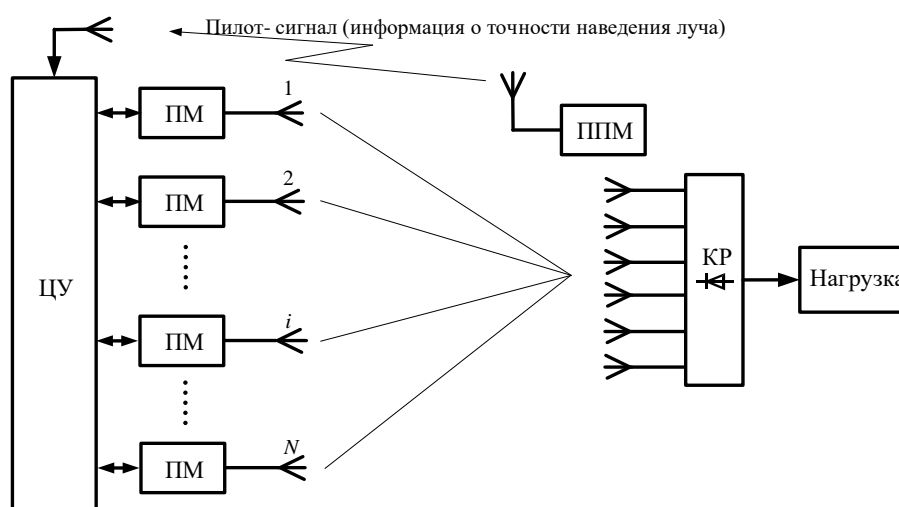


Рис. 1. Структурная схема системы БПЭ на основе МСИ

ПМ системы БПЭ объединены в единую сеть, посредством которой между ведущим передающим модулем и подчиненными передающими модулями происходит обмен информацией: формирование требуемого распределения поля на апертуре ректенны, наведение микроволнового луча на апертуру ректенны по пилот-сигналу, формируемого приемопередающим модулем (ППМ), фокусировка и расфокусировка ЭМИ в случае внештатных ситуаций, контроль точности установки амплитуды и фазы на передающих излучающих системах и т.д. Объединение ПМ в сеть позволяет обеспечить функционирование их пространственно-распределенных излучающих систем как единой системы, с единым центром управления. В зависимости от требуемых в данный момент времени пространственных и энергетических характеристик ЭМИ на крупноапертурной ректенне (КР) для каждой излучающей позиции задаются определенные координаты и устанавливаются на них необходимые амплитудно-фазовые распределения (АФР).

Ведущий модуль, выступая, как и подчиненные модули, элементарным передатчиком, обеспечивает их набором необходимой информации: начальная фаза, амплитуда, вид электромагнитного излучения, время излучения и др. Ведущие функции можно осуществить по различным схемам, например, по типу «звезда» (рис. 2, а) или более сложной – «каждый с каждым», причем с «плавающей» ролью ведущего модуля (рис. 2, б).

Для анализа рассматриваемой системы БПЭ (рис. 1) воспользуемся подходом, разработанным в [17 – 21]. В работе [17] было показано, что в любой системе БПЭ в ее передающей (Т) и приемной (R) подсистемах можно выделить нелинейные подсистемы (НПС), линейные

подсхемы (ЛПС), излучающие системы (ИС), генераторы и нагрузки. Представив каждую из подсхем соответствующим многополюсником, можно описать произвольную систему БПЭ обобщенной схемой, приведенной на рис. 3.

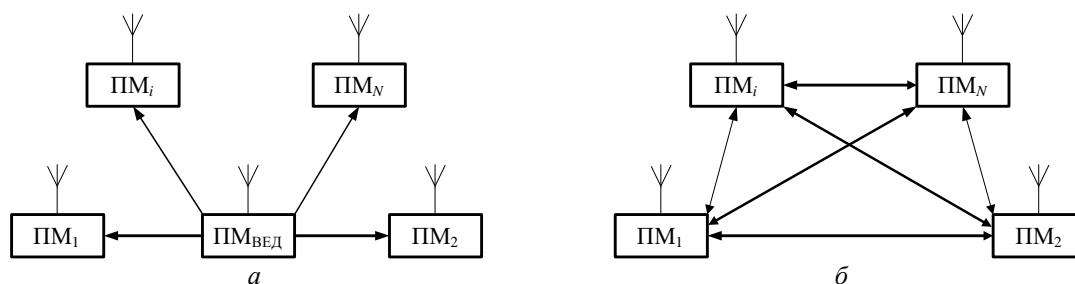


Рис. 2. Способы объединения передающих модулей в группу

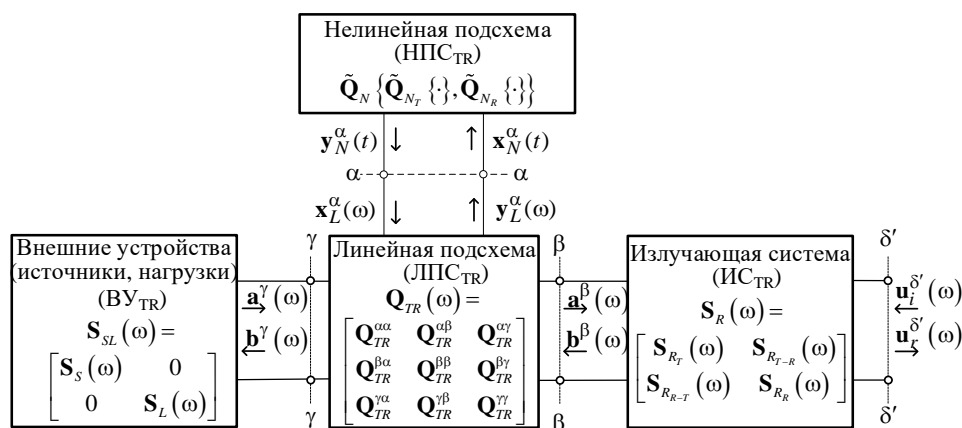


Рис. 3. Обобщенная структурная схема системы WPT

На рисунке использованы следующие обозначения [17]:

НПС_{ТР} – нелинейная подсистема системы БПЭ, описываемая во временной области нелинейным матричным оператором $\tilde{\mathbf{Q}}_N \{ \cdot \}$, объединяющая нелинейную подсистему НПС_Т передающей подсистемы и нелинейную подсистему НПС_Р приемной подсистемы;

ЛПС_{ТР} – линейная подсистема системы БПЭ описываемая смешанной матрицей $\mathbf{Q}_{TR}(\omega)$, объединяющая линейные подсистемы передающей подсистемы ЛПС_Т и приемной подсистемы ЛПС_Р;

ИС_{ТР} – излучающая структура системы БПЭ, описываемая матрицей рассеяния $\mathbf{S}_{TR}(\omega)$ [18, 19], объединяющая излучающую структуру передающей подсистемы ИС_Т и излучающую структуру ректенны ИС_Р;

ВУ_{ТР} – внешние устройства системы БПЭ, описываемые матрицей рассеяния $\mathbf{S}_{SL}(\omega)$ и объединяющие источники (генераторы) ВУ_Т и нагрузки ВУ_Р.

Для учета электродинамического взаимодействия системы БПЭ с другими радиоэлектронными системами и наоборот (внесистемное взаимодействие) на рис. 2 выделена дополнительная группа входов – сечение $\delta' - \delta'$ [18].

В работе ограничимся неполным анализом системы БПЭ, сделаем акцент на анализе КПД крупноапертурной ректенны, возбуждаемой существенно неравномерным полем, создаваемым сфокусированной МСИ. При этом мы пренебрегаем взаимным влиянием МСИ и ректенны и не рассматриваем характеристики, описывающие электродинамическое взаимодействие системы БПЭ с другими радиоэлектронными средствами. Предполагается, что система БПЭ находится в однородном изотропном пространстве.

1.1. Поле создаваемое МСИ на апертуре ректенны

Проведем математическое моделирование поля на апертуре ректенны, создаваемого сфокусированной МСИ с геометрией расположения излучателей, показанной на рис. 4.

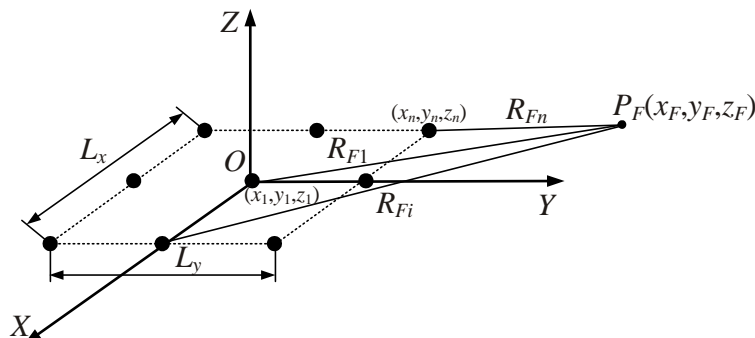


Рис. 4. Расположение излучателей в МСИ

Выражение для плотности потока мощности в такой системе имеет вид [7]:

$$\Pi(x, y, z, t) = \left| \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{P_n G_n}{4\pi R_n^2}} F_n(\theta, \varphi) e^{-j \left[2\pi f_0 \left(t - \frac{R_n}{c} \right) + \psi_{0n} \right]} \right|^2, \quad (1)$$

где P_n – подводимая мощность к n -му излучателю МСИ; G_n – его коэффициент усиления; $F_n(\theta, \varphi)$ – нормированная диаграмма направленности по полю n -го излучателя в локальной системе координат; $R_n = \sqrt{(x - x_n)^2 + (y - y_n)^2 + (z - z_n)^2}$ – расстояние от n -го излучателя до точки наблюдения; $\psi_{0n} = -2\pi f_0 \left(\frac{z_F}{c} - \frac{R_{Fn}}{c} \right)$ – начальные фазы излучателей МСИ, требуемые для синфазного сложения полей в точке фокусировки; c – скорость света; $R_{Fn} = \sqrt{(x_F - x_n)^2 + (y_F - y_n)^2 + (z_F - z_n)^2}$ – расстояние от излучателя, расположенного в точке (x_n, y_n, z_n) до точки фокусировки $P_F(x_F, y_F, z_F)$.

На рис. 5, приведены результаты математического моделирования поля в плоскости расположения ректенны на частоте $f_0 = 10$ ГГц для различных расстояний фокусировки. При моделировании предполагалось, что излучатель МСИ является рупорной ФАР модульного типа. Она состоит из четырех модулей, каждый из которых представляет собой квадратную решетку с размерами 85×85 см² и числом излучателей 144.

На рис. 6 для сравнения на одном графике приведены распределения нормированной плотности потока мощности на апертуре ректенны радиусом $\rho = 1,3$ м при фокусировке на расстояние 15 км (сплошная линия) и на 29 км (кружочки).

Видно, что в системах БПЭ с МСИ, варьируя геометрическим размером системы излучателей ($L_x \times L_y$), можно фокусировать ЭМИ на разных расстояниях и получать энергетический выигрыш при передаче энергии на требуемое расстояние.

На основании полученных результатов можно выделить ряд преимуществ систем БПЭ, построенных на основе МСИ, по сравнению с системами БПЭ, построенными на основе однопозиционных антенн:

- в системах БПЭ с МСИ при относительно небольших мощностях излучения отдельных передающих позиций можно получить требуемое высокое значение плотности потока мощности в точке фокусировки за счет увеличения числа позиций N ;

- на основе МСИ можно сравнительно легко создавать мобильные, быстро разворачиваемые системы БПЭ, например для энергоснабжения объектов в зонах стихийных бедствий, так как варьированием конфигурацией МСИ (геометрия, число излучателей) можно обеспе-

чивать один и тот же режим возбуждения ректенны (одинаковое амплитудное распределение поля и его интенсивность), т.е. при фиксированных размерах ректенны получать одинаковые ее характеристики на различных расстояниях фокусировки.

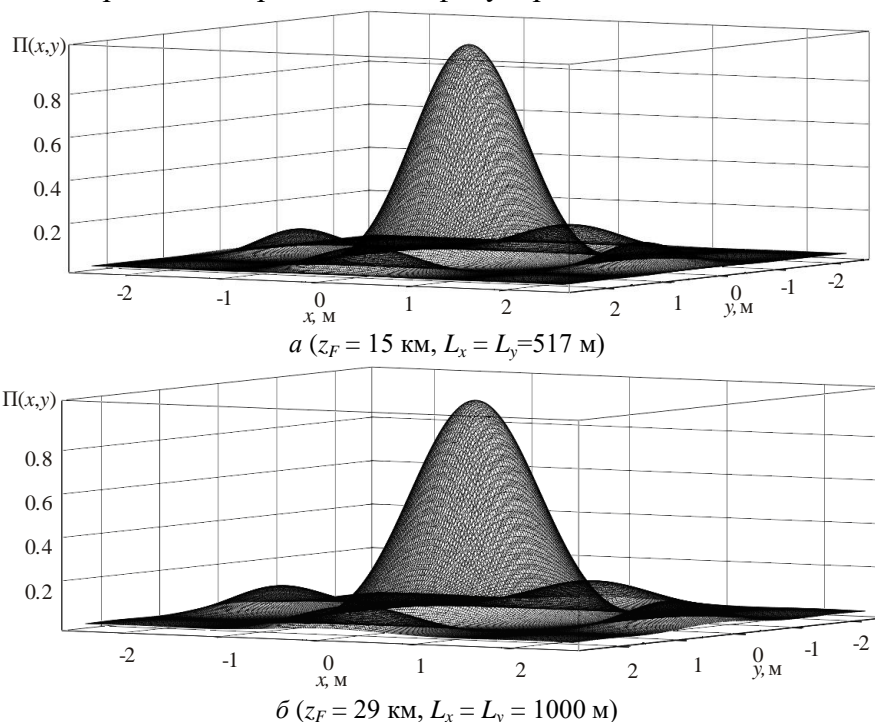


Рис. 5. Распределение нормированной плотности потока мощности в плоскости расположения ректенны

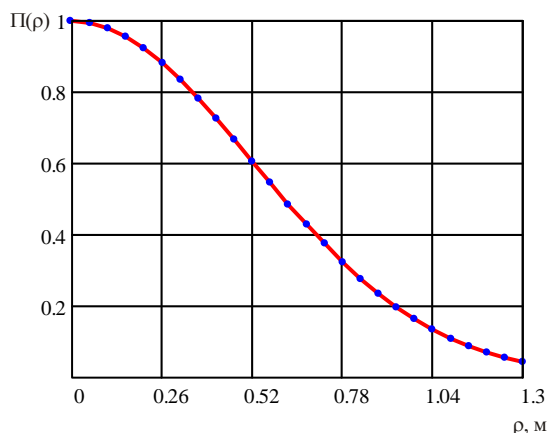


Рис. 6. Распределение нормированной плотности потока мощности на апертуре ректенны

Поэтому с практической точки зрения подход к построению передающей подсистемы системы БПЭ на основе МСИ является привлекательным, однако при этом остаются не до конца выясненными вопросы, связанные с оценкой эффективности КР, возбуждаемых существенно неравномерным полем. Частичному решению этих вопросов, в частности анализу КПД ректенн при их неравномерном возбуждении, посвящен следующий раздел работы.

2. Моделирование крупноапертурной ректенны

2.1. Особенности анализа крупноапертурных ректенн при неравноамплитудном их возбуждении

КР состоит из большого числа приемно-выпрямительных элементов (ПВЭ) и представляют собой нефазируемые антенные решетки с нелинейными элементами. ПВЭ является приемной антенной, нагруженной на СВЧ-выпрямитель. Мощность постоянного тока с выходов всех ПВЭ суммируется схемой сбора мощности (ССМ).

Параметрами ректенны являются отдаваемая в сопротивление нагрузки R_n мощность постоянного тока P_0 , КПД ректенны η , который можно представить в виде произведения двух независимых КПД – выпрямления η_r и сбора мощности постоянного тока η_0 :

$$\eta = \eta_r \eta_0 = \frac{P_{0\max}}{P_{\max}} \frac{P_0}{P_{0\max}}, \quad (2)$$

где P_{\max} – максимальная мощность, извлекаемая излучающей системой ректенны из свободного пространства, при условии, что ее ПВЭ нагружены на оптимальные нагрузки, $P_{0\max}$ – мощность постоянного тока на выходе ректенны.

Кроме перечисленных выше параметров необходимо также оценивать мощность $P_{\Sigma n}$, излучаемую ректенной на частотах высших гармоник.

Анализ КР при неравноамплитудном возбуждении (рис. 7) представляет собой сложную задачу. Сложность состоит в том, что из-за его неравномерности КР не может быть описана моделью в виде бесконечной периодической решетки, в рамках которой ее анализ сводится к анализу одиночного центрального равномерно облучаемого ПВЭ. Создание эффективной методики анализа КР в данном случае возможно лишь при введении упрощающего предположения, суть которого заключается в том, что амплитудное распределение в раскрыве КР есть медленно меняющаяся функция координат. При регулярном расположении ПВЭ это позволяет представить апертуру ректенны в виде ряда кольцевых зон, в которых размещены равноамплитудно возбуждаемые ПВЭ с одинаковыми параметрами (рис. 7), т.е. аппроксимировать амплитудное распределение ступенчатой функцией (рис. 8). В итоге это позволяет рассматривать апертуру ректенны как совокупность невзаимодействующих периодических решеток ПВЭ, а каждую такую решетку при определении режима ее работы анализировать как фрагмент бесконечной периодической антенны с нелинейными элементами.

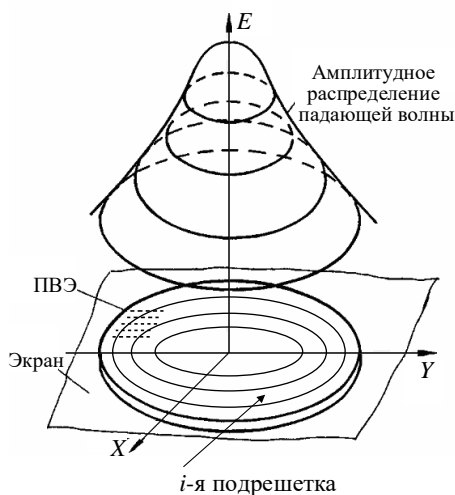


Рис. 7. Представление апертуры ректенны в виде набора concentрических зон

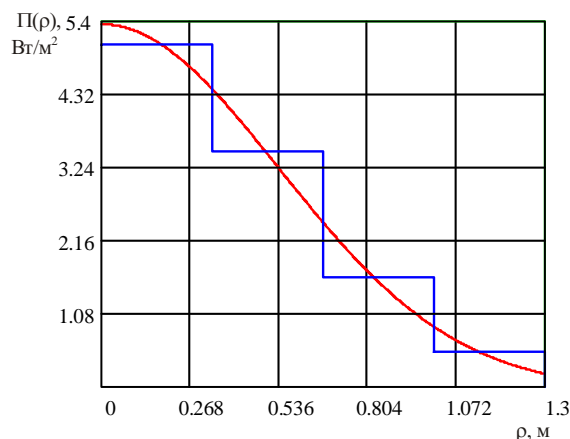


Рис. 8. Распределение плотности потока мощности на ректенне и его аппроксимация

Значение аппроксимирующей функции в каждой зоне необходимо определять таким образом, чтобы перепад амплитуд поля на левой и правой границах зоны относительно значений этой величины в точке аппроксимации был по-возможности минимальным.

Следует отметить, что применение модели бесконечной решетки к КР, как было доказано в [22, 23], справедливо только в случае периодического режима ее возбуждения.

2.2. Расчет ПВЭ в составе бесконечной решетки

Для примера рассмотрим ректенну, излучающая структура которой состоит из системы параллельных микрополосковых проводников (рис. 9), в разрывы которых через равные промежутки включены выпрямительные диоды Шоттки. Модели таких ПВЭ (рис. 10,а),

учитывающие влияние паразитных элементов выпрямительного диода на их энергетические характеристики изучались в [24].

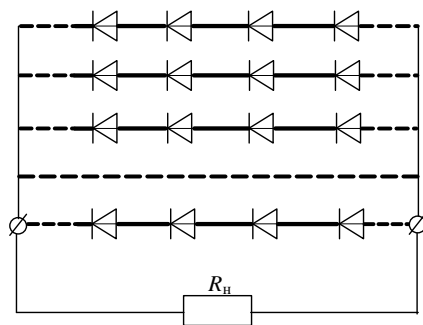


Рис. 9. Фрагмент КР

На рис.10,*а* излучатель ПВЭ представлен в виде эквивалентной ЭДС холостого хода e_a , наведенной полем падающей волны в точке питания, и внутренним сопротивлением $Z_a(\omega)=R_a(\omega)+jX_a(\omega)$, равным входному сопротивлению излучателя. Другие элементы схемы обозначены так: $R(u)$, $C(u)$ – нелинейное сопротивление и емкость диода, C_k – емкость корпуса диода, L_b – индуктивность выводов диода, R_{Π} – сопротивление потерь диода; R_n – сопротивление нагрузки.

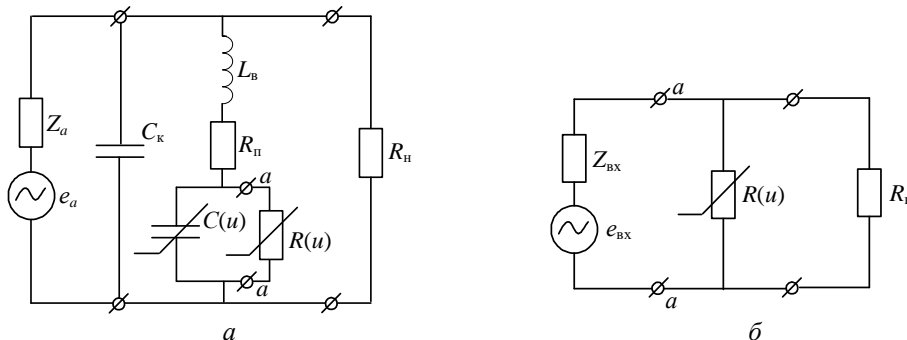


Рис. 10. Эквивалентная схема ПВЭ

Рассматриваемые излучающие структуры (рис. 9) позволяют реализовать ректенны, преобразующие электромагнитные поля с круговой поляризацией в постоянный ток, например, двухслойную микрополосковую ректенну, в нижнем слое которой размещены ПВЭ, преобразующие поле с вертикальной поляризацией, а в верхнем – с горизонтальной (рис. 11). Такая конструкция ректенны позволяет уменьшить ее размеры и увеличить удельную мощность постоянного тока, снимаемую с единицы площади апертуры.

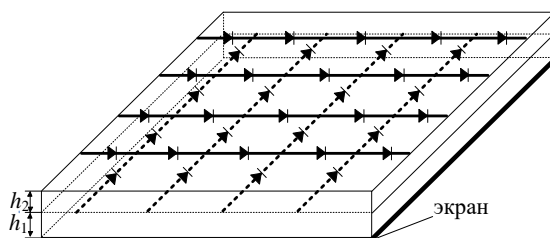


Рис. 11. Ректенна, работающая на ортогональных поляризациях

Моделирование ПВЭ проведем с помощью разработанного в Харьковском национальном университете радиоэлектроники комплекта программ, позволяющего анализировать излучающие микрополосковые структуры сложной геометрии совместно с ССМ постоянного тока. При моделировании ПВЭ необходимо обеспечить такой режим его работы, при котором излучатель извлекал бы из падающего поля максимальную мощность. Для этого размеры его излучателя выбирались таким образом, чтобы изменением только сопротивления нагрузки R_n можно было бы согласовать выход излучателя с входом схемы выпрямления. Согласованный

режим обеспечивается, если излучатель совместно с нелинейной емкостью и паразитными элементами диода (клеммы $a-a$ на рис. 10,а) обладает чисто активным сопротивлением $R_{\text{вх}}$. Для определения $R_{\text{вх}}$ использована теорема Тевенена, с помощью которой был сделан пересчет параметров излучателя Z_a и e_a совместно с паразитными элементами диода (в предположении, что нелинейная емкость диода $C(u)$ моделировалась в линейном приближении, т.е. принималась равной емкости перехода при нулевом напряжении на $p-n$ -переходе C_0) к клеммам $a-a$ по формулам:

$$Z_{\text{вх}}(\omega) = R_{\text{вх}}(\omega) + jX_{\text{вх}}(\omega) = \frac{\left(\frac{Z_a(\omega) \frac{1}{j\omega C_K}}{\frac{Z_a(\omega) + \frac{1}{j\omega C_K}}{j\omega C_0}} + j\omega L_B + R_{\Pi} \right) \frac{1}{j\omega C_0}}{\frac{Z_a(\omega) \frac{1}{j\omega C_K}}{\frac{Z_a(\omega) + \frac{1}{j\omega C_K}}{j\omega C_0}} + j\omega L_B + R_{\Pi} + \frac{1}{j\omega C_0}}, \quad (3)$$

$$e_{\text{вх}}(\omega) = \frac{e_a(\omega)/j\omega C_0}{\left(\frac{1}{j\omega C_K} - \left(Z_a(\omega) + \frac{1}{j\omega C_K} \right) \left(\frac{\frac{1}{j\omega C_K} + j\omega L_B + R_{\Pi} + \frac{1}{j\omega C_0}}{\frac{1}{j\omega C_K}} \right) \right)}. \quad (4)$$

В результате эквивалентная схема ПВЭ на рис. 10,а сводится к схеме на рис. 10,б. Далее путем поиска резонансных размеров излучающих структур ПВЭ обеспечивается согласованный режим, т.е. $Z_{\text{вх}}(\omega) = R_{\text{вх}}(\omega)$.

Проведем оценку потенциальных возможностей ПВЭ с различными типами бескорпусных выпрямительных диодов, параметры которых приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры бескорпусных выпрямительных диодов					
Тип диода	I_s , А	C_0 , Ф	R_{Π} , Ом	P_d , Вт	α
SMS7630	$5 \cdot 10^{-6}$	$0,14 \cdot 10^{-12}$	20	0,1	28,25
SMS7621	$4 \cdot 10^{-8}$	$0,1 \cdot 10^{-12}$	12	0,1	28,25
SMS3928	$9 \cdot 10^{-13}$	$0,39 \cdot 10^{-12}$	4	0,1	28,25
BB914	$130 \cdot 10^{-15}$	$260 \cdot 10^{-15}$	4,5	0,1	28,25
3A149A-3	$2,5 \cdot 10^{-10}$	$0,1 \cdot 10^{-12}$	6	0,1	23,026
3A208A	$2,94 \cdot 10^{-4}$	$0,5 \cdot 10^{-12}$	8	0,5	3,69

В табл. 1 приняты следующие обозначения: I_s – ток насыщения; C_0 – емкость перехода при нулевом напряжении на $p-n$ -переходе; R_{Π} – сопротивление потерь; P_d – допустимая входная мощность; α – показатель неидеальности вольтамперной характеристики диода $i(u) = I_s (e^{\alpha u} - 1)$.

Результаты расчета зависимостей КПД выпрямления (при входной мощности $P_{\text{вх}}$ равной допустимой мощности диода P_d) ПВЭ с различными диодами от его входного сопротивления $R_{\text{вх}}$ (клеммы $a-a$ на рис. 10, б) на различных частотах приведены на рис 12.

Так как диод 3A208A имеет иную допустимую мощность (см. табл. 1), то характеристики ПВЭ на его основе приведены на отдельном графике, представленном на рис. 13.

Из результатов моделирования видно, что КПД выпрямления для выбранной конструкции ПВЭ зависит от типа выпрямительного диода, а именно определяется частотными свойствами его паразитных элементов. Из рис. 12 это видно для диодов BB914, SMS7630, SMS3928. Наилучшими характеристиками обладает ПВЭ с бескорпусным диодом Шоттки 3A149A-3, использование которого позволяет достичь КПД выпрямления порядка 85 % на частотах 2,45 и 4,3 ГГц и 80 % на частоте 10 ГГц. Кроме того, паразитные элементы этого диода меньше влияют на КПД выпрямления в диапазоне рассматриваемых частот.

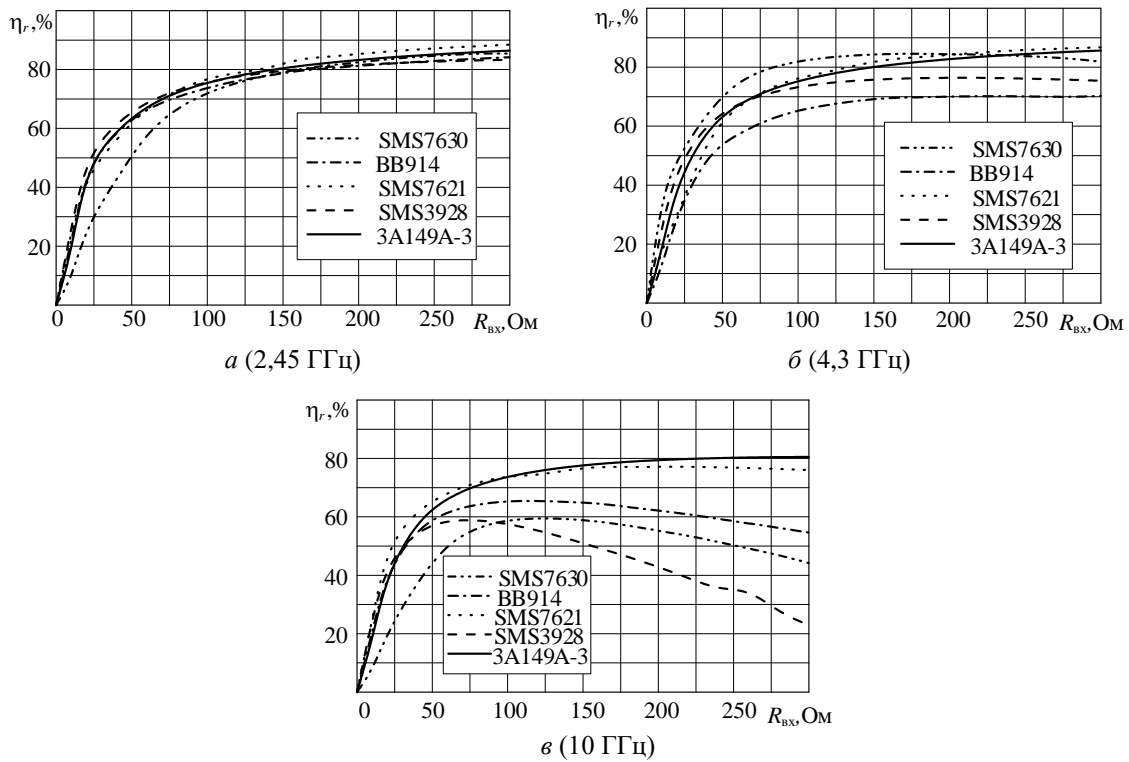


Рис. 12. Зависимость КПД выпрямления ПВЭ от $R_{вх}$

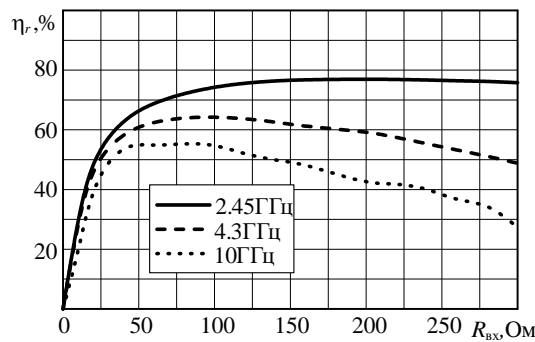


Рис. 13. Зависимость КПД выпрямления ПВЭ от $R_{вх}$

Для центрального ПВЭ (ячейки Флоке) (рис. 14) проведен расчет ее характеристик. Согласованный режим на клеммах $a-a$ обеспечивался настройкой излучающей структуры совместно с паразитными элементами диода в резонанс путем варьирования размеров ячейки Флоке ($l_x \times l_y$) и толщины диэлектрических слоев h_1, h_2 при фиксированной ширине излучателя d (рис. 14).

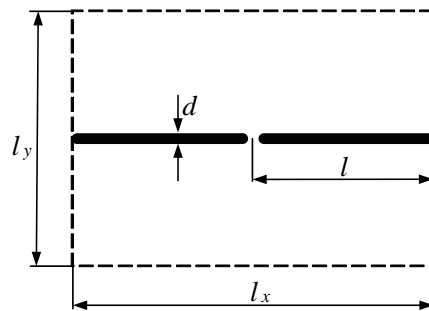


Рис. 14. Топология ячейки Флоке

Полученные в результате расчета геометрические размеры излучающей структуры, входные сопротивления линейной подсистемы ПВЭ относительно клемм $a-a$ (рис. 10, б) на основной частоте и частотах гармоник, а также уровни гармоник ξ_n приведены в табл. 2.

(Уровень излучения n -й гармоники ξ_n определялся как отношение мощности излучения этой гармоники $P_{\Sigma n}$ к входной мощности $P_{вх}$ принятой 0,1 Вт).

Таблица 2

Результаты расчета ПВЭ на различных частотах

Номер гармоники	1	2	3	4	5
Частота 2.45 ГГц ($kh_1 = 0.39, kh_2 = 0.35, kl = 0.5, kl_x \times kl_y = 1.0 \times 1.0$)					
$Z_{вх}(nf_0)$, Ом	418	310.1 - j184.0	165.2 - j205.1	92.0 - j173.0	56.2 - j143.1
ξ_n , дБ	-	-9.747	-23.77	-29.289	-30.588
Частота 4.3 ГГц ($kh_1 = 0.42, kh_2 = 0.37, kl = 0.5, kl_x \times kl_y = 1.0 \times 1.0$)					
$Z_{вх}(nf_0)$, Ом	514	174.9 - j244.2	59.0 - j67.6	27.0 - j116.3	16.2 - j89.1
ξ_n , дБ	-	-9.9	-22.69	-31.272	-40.205
Частота 10 ГГц ($kh_1 = 0.28, kh_2 = 0.31, kl = 0.5, kl_x \times kl_y = 1.0 \times 1.0$)					
$Z_{вх}(nf_0)$, Ом	956	25.0 - j154.0	6.5 - j78.0	2.9 - j52.0	1.6 - j39.1
ξ_n , дБ	-	-18.24	-25.95	-30.703	-32.414

На рис. 15 приведены зависимости КПД выпрямления от уровня входной мощности (пунктирная кривая). Для наглядности на этом же графике приведены такие же зависимости, которые построены в предположении, что в конструкцию ПВЭ между выходом излучателя и входом выпрямительной схемы включен идеальный фильтр гармоник (сплошная кривая). Видно, что недостатком выбранной конструкции ПВЭ являются ограниченные фильтрующие свойства излучателя.

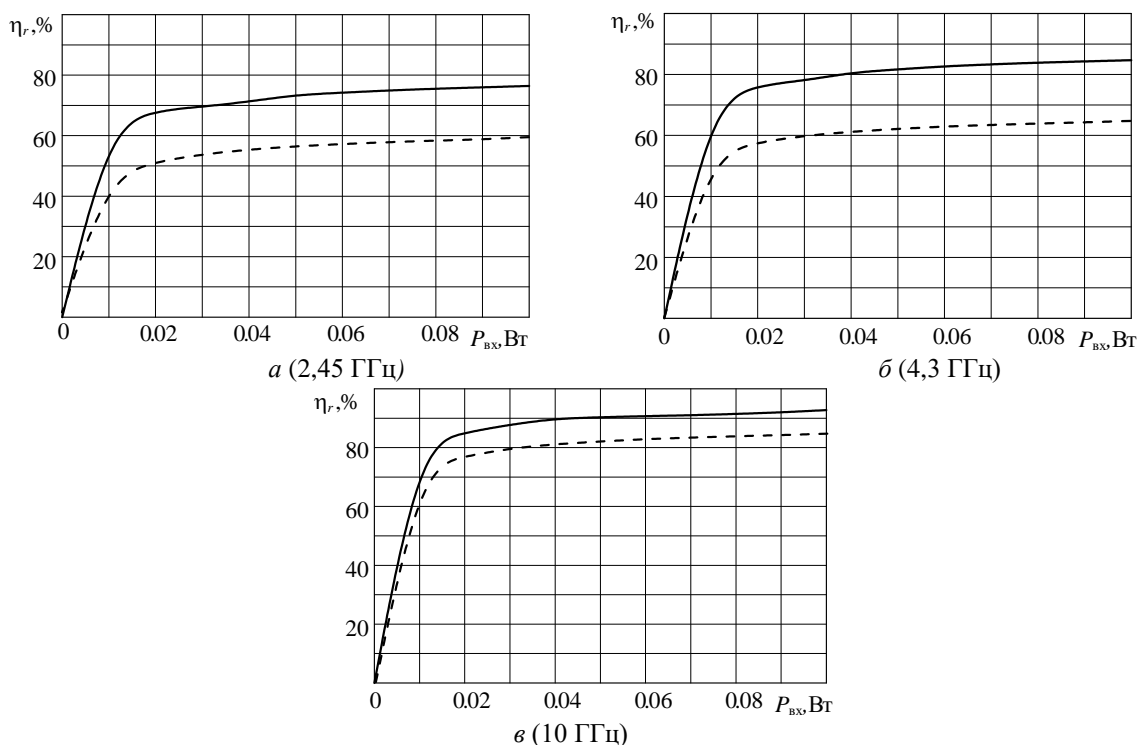


Рис. 15. Зависимость КПД выпрямления от уровня входной мощности

2.3. Эквивалентные параметры ПВЭ по постоянному току

Эффективность работы КР зависит не только от КПД выпрямления отдельных ПВЭ, но и от того, как организован сбор мощности постоянного тока с выходов этих элементов. Моделью ПВЭ по постоянному току является либо эквивалентный генератор напряжения холостого хода E_i с внутренним сопротивлением R_i , либо эквивалентный генератор тока короткого замыкания I_i с внутренней проводимостью G_i , параметры которых зависят от уровня плотности потока мощности падающего поля Π и сопротивления нагрузки по постоянному току R_H :

$$E_i = f(\Pi, R_H), R_i = f(\Pi, R_H)$$

Такая модель позволяет при расчете цепей постоянного тока КР представить достаточно сложную схему ПВЭ эквивалентным генератором постоянного тока. Применяя эту модель, можно составить эквивалентную схему цепей постоянного тока КР и рассчитать ССМ с позиций теории электрических цепей [25 – 27].

Проведем расчет параметров ПВЭ по постоянному току при облучении ректенны на частоте 10 ГГц неравномерным СВЧ-пучком с плотностью потока мощности $5,4 \text{ Вт/м}^2$ в его центре. Аппроксимация амплитудного распределения на апертуре ректенны приведена на рис. 8. Ректенна разделена на четыре зоны. В табл. 3 приведены значения плотности потока мощности Π_i для каждой зоны, при которых рассчитывались КПД выпрямления η_{ri} , входные мощности $P_{вxi}$, эквивалентные напряжения E_i и сопротивления R_i ПВЭ по постоянному току (табл. 3).

Таблица 3
Результаты расчета параметров ректенны

Номер зоны	$\Pi_i, \text{ Вт/м}^2$	$\eta_{ri}, \%$	$P_{вxi}, \text{ мВт}$	$E_i, \text{ В}$	$R_i, \text{ Ом}$
1	4,98	65,74	2,32	3,09	1179,9
2	3,10	55,98	1,43	2,42	1045,8
3	1,16	44,54	0,54	1,49	1042,3
4	0,27	15,88	0,13	0,72	1053,8

Из табл. 3 видно, что в силу неравномерности облучения ректенны (рис. 8), зависящие от плотности потока мощности Π_i падающего луча эквивалентные напряжения E_i и внутренние сопротивления R_i , сильно отличаются. По этой причине однотипное последовательное или параллельное объединение неидентичных генераторов для работы на одну неоптимальную для них нагрузку приводит к потере части мощности. Таким образом, разработка принципов построения ректенн с высоким КПД сбора при существенно неравномерном облучении апертуры является актуальной.

2.4. Схема сбора мощности крупноапертурной ректенны

Исходные данные для анализа параметров ректенны с учетом схемы сбора мощности постоянного тока: структура ССМ, характеристики ПВЭ ректенны по постоянному току (табл. 3), значение сопротивления нагрузки. В ходе вычислений должны быть найдены: мощность, отдаваемая ректенной в нагрузку; ток и напряжение в нагрузке; КПД сбора ректенны.

Требуемые значения тока и напряжения в нагрузке ректенны достигаются объединением ПВЭ как эквивалентных генераторов постоянного тока или напряжения, схемой сбора мощности. На практике крупноапертурные ректенны удобно строить по модульному принципу (рис. 16). В пределах модулей ПВЭ ректенны объединяются последовательно (или параллельно), которые назовем модулями первого уровня. Затем модули первого уровня объединяются параллельно (или последовательно) в модули второго уровня и т.д. На последнем k -м уровне модули $k-1$ уровня подключаются последовательно или параллельно к нагрузке ректенны. Данный способ построения крупноапертурных ректенн привлекателен, прежде всего, его технологичностью, а следовательно, и более низкой стоимостью изготовления ректенн.

Схема сбора мощности представляет собой многоуровневую последовательно-параллельную схему. Структурной единицей последовательно-параллельных схем являются модули, образованные однотипным (последовательным или параллельным) соединением модулей предыдущего уровня. Каждый из них может быть рассмотрен как эквивалентный генератор напряжения, характеристики которого определяются параметрами эквивалентных генераторов модулей предыдущего уровня.

Рассмотрим, как уменьшить потери сбора мощности постоянного тока за счет усложнения топологии ССМ, то есть применение такой комбинации последовательно-параллельных соединений, при которой минимизируются перепады (относительные разности) эквивалентных параметров генераторов напряжения, объединяемых в одну группу или в ряд групп и

между группами. На первом уровне в пределах соответствующих зон формируются модули, в которых ПВЭ объединяются по постоянному току однотипно (последовательно или параллельно), на втором уровне модули в пределах зон объединяются последовательно или параллельно в группы, на третьем уровне группы объединяются последовательно или параллельно и подключаются последовательно или параллельно к нагрузке ректенны.

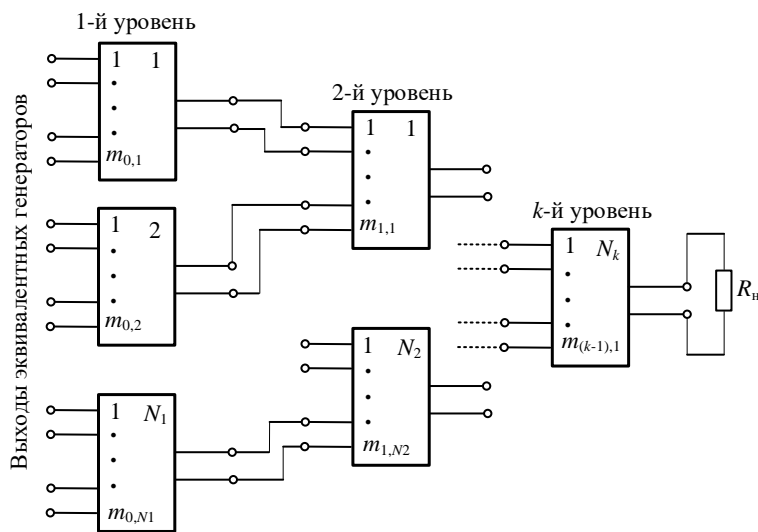


Рис. 16. Схема сбора ректенны

Для рассматриваемой конструкции крупноапертурной двухслойной ректенной решетки и заданному сопротивлению нагрузки ректенны ($R_n = 340 \text{ Ом}$) предлагается такой алгоритм построения ССМ:

а) разобьем каждую кольцевую зону верхнего и нижнего слоя ректенны на четыре модуля (рис. 17); номера модулей индексированы двумя числами (первое число обозначает номер зоны, к которой они принадлежат, а второе – номер модуля);

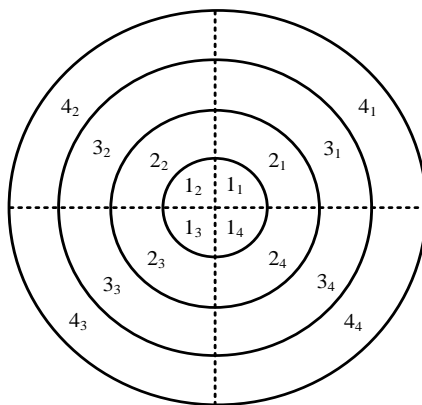


Рис. 17. Разбиение ректенны на модули для формирования ССМ

б) сформируем независимо ССМ для верхнего и нижнего слоя ректенны;

в) объединим ПВЭ как эквивалентные напряжения в каждом модуле (верхнего и нижнего слоя ректенны) последовательно;

г) укомплектуем группы из последовательно и параллельно соединенных модулей, при условии, что перепад напряжения в пределах группы не превышает 30 %: для верхнего слоя ректенны соблюдаем следующий порядок включения модулей в группы – сначала соединяем первый, второй, третий и четвертый модули первой зоны последовательно; модули второй зоны параллельно, модули третьей зоны параллельно; модули четвертой зоны последовательно, затем сформированные группы соединяем параллельно (рис. 18);

д) по такой же схеме, как и на рис. 18 сформируем схему сбора для нижнего слоя ректенны и подключим параллельно ССМ верхнего и нижнего слоя ректенны к общей нагрузке R_n .

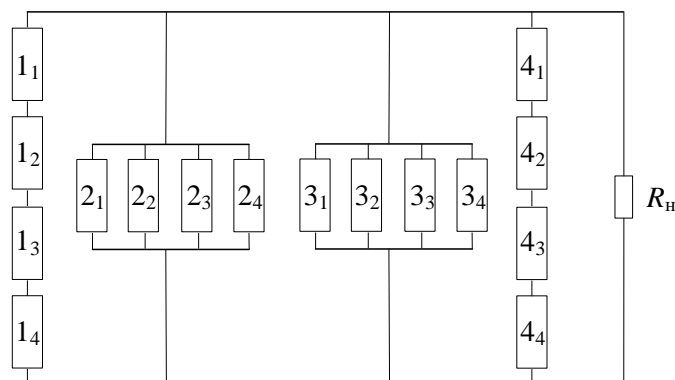


Рис. 18. Схема сбора для первого слоя ректенны

Далее по известным соотношениям, полученным на основе теории цепей, например в [8], определяются P_0 , P_{0max} , а затем по формуле (2) рассчитывается КПД ректенны.

Следуя описанному алгоритму, можно показать, что КПД схемы сбора ректенны может достигать $\eta_0 = 89,7\%$, что доказывает эффективность предлагаемой методики оптимизации и возможность минимизации потерь мощности постоянного тока, КПД выпрямления ректенны равен $\eta_r = 45,6\%$, а результирующий КПД ректенны равен $35,6\%$.

Выводы

Проведенное моделирование системы БПЭ показало, что построение ее передающей подсистемы на основе МСИ имеет преимущество по сравнению с однопозиционными передающими подсистемами. В первую очередь открывается возможность технической реализации мобильных систем БПЭ, позволяющих передавать энергию на ректенны с фиксированными размерами, которые могут размещаться на произвольных расстояниях фокусировки. Требуемое расстояние фокусировки обеспечивается изменением геометрических размеров МСИ, а требуемая плотность потока мощности на ректенне обеспечивается варьированием числа передающих позиций в МСИ.

Следует отметить, что представленная на рис. 18 схема не является единственно возможной. Полученный результат $\eta_0 = 89,7\%$ является хорошим, но не оптимальным. В связи с этим дальнейшие исследования должны быть посвящены разработке методики оптимального проектирования схем линий сбора постоянного тока.

Недостатком разработанной ССМ (рис. 18) является ее невысокая надежность, обусловленная большим количеством последовательно соединенных ПВЭ как эквивалентных генераторов напряжения холостого хода. В этом случае потеря работоспособности одного из ПВЭ приводит к выходу из строя всей цепочки последовательно соединенных эквивалентных генераторов. Отсюда следует задача дальнейшего исследования линий сбора постоянного тока, состоящая в разработке способов повышения их надежности, например за счет введения дополнительных элементов, обеспечивающих при выходе из строя одного или нескольких ПВЭ сохранение работоспособности остальной части модуля.

Список литературы:

1. Shinohara N. Wireless power transfer via radiowaves. John Wiley & Sons, 2014. 238 p.
2. Nikolettseas S., Yang Y., Georgiadis A. Wireless Power Transfer Algorithms, Technologies and Applications in Ad Hoc Communication Networks // Springer International Publishing, 2016. 745 p.
3. Brown W.C. The history of power transmission by radio waves // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1984. Vol. 32. No. 9. P. 1230–1242.
4. Glaser P.E. An overview of the solar power satellite option // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1992. Vol. 40. No 6. P. 1230–1238.
5. Celeste A., Jeanty P., Pignolet G. Case study in Reunion island // Acta Astronautica. 2004. Vol. 54. P. 253–258.

6. Dickinson R.M. Power in the sky: Requirements for microwave wireless power beamers for powering high-altitude platforms // *Microwave Magazine*. 2013. Vol. 14. Issue 2. P. 36–47.
7. Gretsikh D.V., Gomofov A.V., Tsikalovskiy N.M., Sharapova E.V. Wireless radio power supply system for pilotless aircrafts // *International Conference on Antenna Theory and Techniques: Dedicated to 95 Year Jubilee of Prof. Yakov S. Shifrin*. 2015. P. 1–3,
8. Takabayashi N., Shinohara N., Mitani T., Furukawa M., Fujiwara T. Rectification Improvement With Flat-Topped Beams on 2.45-GHz Rectenna Arrays // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2019. P. 1–13.
9. Шифрин Я.С., Лучанинов А.И. Антенны с нелинейными элементами // *Справочник по антенной технике*. Т.1.; под. ред. Л.Д. Бахраха и Е.Г. Зелкина. Москва: ИПРЖР. 1997. С. 207–235.
10. Шокало В.М., Лучанинов А.И., Рыбалко А.М., Грецьких Д.В. Крупноапертурные антенны-выпрямители систем беспроводной передачи энергии микроволновым лучом // *Харьков : Коллегиум*. 2006. 308 с.
11. Zhu Z., Grover S., Krueger K., Moddel G. Optical rectenna solar cells using graphene geometric diodes // *37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*. 2011. P. 20–22.
12. Pan Y., Rosamond M.C., McDonald A. et al. Design and performance of micro-rectenna arrays for thermal energy harvesting // *40th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*. 2015. P. 1–2.
13. Wu Y., Linnartz J., et al. Modeling of RF energy scavenging for batteryless wireless sensors with low input power personal indoor and mobile radio communications // *PIMRC, IEEE 24th International Symposium*. 2013. P.527–531.
14. Nishimoto H., Kawahara Y., Asami T. Prototype implementation of ambient RF energy harvesting wireless sensor networks // *IEEE Sensors Conference*. 2010. P. 1282 – 1287.
15. Lu X., Wang P., Niyato D. et al. Wireless Networks with RF Energy Harvesting: A Contemporary Survey // *IEEE Communications Surveys and Tutorials*. 2015. Vol. 17. No. 2. P. 757–789.
16. Zhang R., Ho C.K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2013. Vol. 12. No. 5. P. 1989–2001.
17. Gretsikh D.V., Luchaninov A.I., Vishniakova J.V., Katrich V.A., Nesterenko M.V. Electrodynamic model of a wireless power transmission system // *XXIIIrd International Seminar / Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*. 2018. P. 80–85.
18. Luchaninov A.I., Gretsikh D.V., Gomofov A.V., Katrich V.A., Nesterenko M.V. Electrodynamic approach to designing WPT systems with accounting for non-system interactions // *IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. 2019. P. 107–111.
19. Gretsikh D., Luchaninov A., Katrich V., Nesterenko M. Electrodynamic approach to designing wireless power transfer systems (Internal system processes) // *Fourth International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*. 2019.
20. Gretsikh D., Luchaninov A., Gomofov A., Katrich V., Nesterenko M. External Parameters of Wireless Power Transmission Systems // *XXIVth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory*. 2019. P. 117–121.
21. Грецьких Д.В., Лихограй В.Г., Щербина А.А., Гомозов А.В. Внешние параметры систем беспроводной передачи энергии // *Радиотехника*. 2019. № 199. С. 59–66.
22. Gretsikh D.V., Gomofov A.V., Luchaninov A.I., Nesterenko M.V. Mathematical model of large aperture rectenna lattice // *XXIst International semi-nar/workshop on direct and inverse problems of electromagnetic and acoustic wave theory (DIPED)*. 2016. P. 92–94.
23. Gretsikh D.V., Gomofov A.V., Katrich V.A., Luchaninov A.I., Nesterenko M.V., Penkin Y.M. Mathematical model of large rectenna arrays for wireless energy transfer // *Electromagnetic waves: Progress In Electromagnetics Research B*. 2017. P. 77–91.
24. Gretsikh D.V., Omarov M.A., Sukhomlinov D.V. Investigation into receiving-rectifying elements of EHF rectennas // *IVth International conference on Antenna theory and techniques*. 2003. P. 842–845.
25. Gutmann R.J., Borrego J.M. Power combining in an array of microwave power rectifiers // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1979. Vol. 27. No. 12. P. 958–968.
26. Ishizawa Y. Efficiency estimation of microwave power transmission antenna system // *Electronics and Communications in Japan, Part 1*. 2000. Vol. 83. No. 8. P. 94–104.
27. Miura T., Shinohara N., Matsumoto H. Experimental study of rectenna connection for microwave power transmission // *Electronics and Communications in Japan, Part 2*. 2001. Vol. 84, No. 2. P. 27–36.

*Харьковский национальный
университет радиотехники*

Поступила в редколлегию 05.04.2020