

**ПРИБЛИЖЕННАЯ МОДЕЛЬ РАСЧЕТА КПД ВЫПРЯМЛЕНИЯ
КРУПНОАПЕРТУРНЫХ РЕКТЕНН**

Ранее в работах [1, 2] модели расчета КПД выпрямления ректенн уже рассматривались. Однако они не пригодны для случая сантиметровых и миллиметровых волн, так как в этих диапазонах сильное влияние на параметры ректенн оказывают паразитные элементы диодов Шоттки. Разработка модели расчета КПД выпрямления ректенн с учетом этого влияния и составляет цель данной работы.

Ректенны микроволнового диапазона представляют собой крупноапертурные периодические антенны с нелинейными элементами (АНЭ), что позволяет при их расчете применить приближение бесконечной решетки [3].

Эквивалентная схема одной ячейки Флоке ректенны показана на рис. 1 а. Здесь излучатель ячейки представлен в виде эквивалентной ЭДС холостого хода e_{xx} , наведенной полем падающей волны в точке питания, и внутренним сопротивлением $Z_a=R_a+X_a$, равным входному сопротивлению излучателя. Другие элементы схемы обозначены так: C_k, L_k, R_{Π} – паразитные емкость, индуктивность и сопротивление потерь диода; R_n – сопротивление нагрузки.

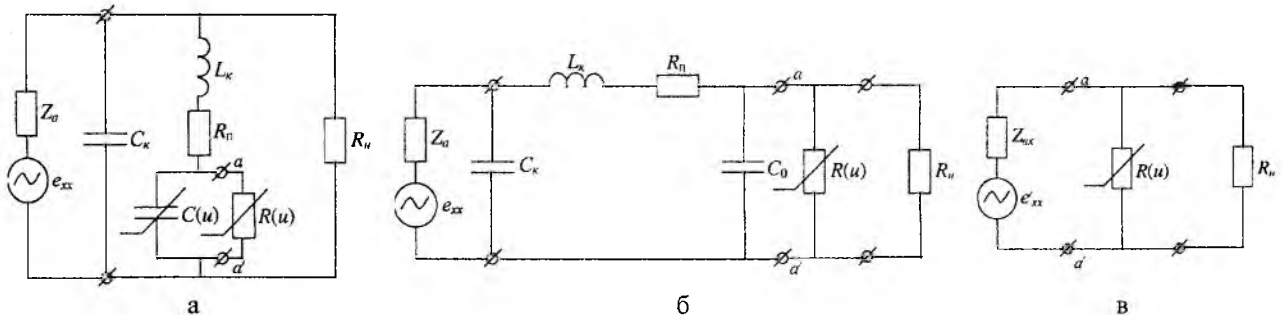


Рис. 1

Нелинейные свойства диода в общем случае определяются параллельным соединением нелинейного сопротивления [4]

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

и нелинейной емкости $C(u)$, равной

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

Здесь

$$U_{\max} = \varphi_k \left\{ 1 - \exp \left[\frac{1}{\nu} \ln \left(\frac{C_0}{C_{\max}} \right) \right] \right\}, \quad k = \frac{\nu C_0}{\varphi_k C_{\max} \left(1 - \frac{U_{\max}}{\varphi_k} \right)^{1+\nu}},$$

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; $\nu = 0,5$.

В начале проектирования величины R_{ex} , а, следовательно, и R_n неизвестны, так как неизвестны геометрические размеры излучателя, обеспечивающие резонанс во входной цепи диода. Задачи поиска нужных геометрических размеров излучателей в составе решетки решаются пока трудоемким методом перебора. При этом для контроля резонанса удобно величины Z_a , e_{xx} , и Z_{ex} определять в едином цикле вычислений. Строгие методы расчета нелинейного режима в этом случае применять нельзя, так как $C(u)$ зависит от неизвестного уровня возбуждения, а неизвестное сопротивление R_n подключено к паразитной индуктивности.

В связи с этим предполагается проектирование ректенн на первоначальном этапе проводить с применением следующей приближенной модели диода.

Введем два приближения: $C(u) = C_0$ и $R_{\Pi} \ll R(f_1)$, где $R(f_1)$ – усредненное сопротивление диода на первой гармонике. Тогда эквивалентную схему 1 а можно представить в виде показанном на рис. 1 б. 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 a - a' по формулам:

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

$$e'_{xx} = e_{xx} \frac{1}{j\omega C_0} \Bigg/ \left(\frac{1}{j\omega C_K} - \left(Z_a + \frac{1}{j\omega C_K} \right) \left(\frac{1}{j\omega C_K} + j\omega L_K + R_{\Pi} + \frac{1}{j\omega C_0} \right) \right) \frac{1}{j\omega C_K}. \quad (4)$$

В результате эквивалентная схема сводится к рис. 1 в.

Такой подход дает право, дополнив известные программы расчета величины Z_a излучателей (см. например, [5]), вычислениями по формулам (3), (4), находить методом перебора такие геометрические размеры антенны, при которых $Z_{ex} = R_{ex}$. Одновременно находится и КПД цепи η_1 .

Вторая задача – это расчет КПД выпрямления η_2 диода при $R_n = 2R_{ex}$ и определение результирующего КПД выпрямления ректенны $\eta_e = \eta_1 \eta_2$.

Описанный подход был применен для оценки максимально достижимых КПД выпрямления ректенн сантиметрового и миллиметрового диапазонов в которых использовался современный диод Шоттки с параметрами [6]: предельно допустимая входная мощность $P_{\max} = 0,1$ Вт; $I_s = 5,24 \cdot 10^{-12}$ А; $\alpha = 30$ В⁻¹; $C_K = 0,1 \cdot 10^{-12}$ Ф; $L_K = 0,1 \cdot 10^{-9}$ Гн; $C_0 = 0,13 \cdot 10^{-12}$ Ф; $R_{\Pi} = 4,85$ Ом.

Задача решалась таким образом. Вначале вычислялись значения η_2 при $P_{ex} = P_{\max}$, $R_n = 2R_{ex}$ и $R_{ex} = \text{var}$ (рис. 2, кривая 1). Затем, полагая, что $X_{ex} = 0$ и $R_{ex} = \text{const}$, из (3) находились значения Z_a , соответствующие определенным значениям R_{ex} . Результаты этих расчетов на частотах 12 ГГц, 23 ГГц и 43 ГГц представлены на рис. 3 а, б, в, соответственно

(кривая 1 описывает активное сопротивление антенны R_a , а кривая 2 – реактивное X_a) и могут служить ориентирами при выборе типа излучателя ректенны.

Значения КПД цепи η_1 , соответствующие рассчитанным величинам Z_a , приведены на рис. 2 (кривая 2 соответствует рабочей частоте 12 ГГц, кривая 3 – 23 ГГц, кривая 4 – 43 ГГц). Итоговые зависимости КПД выпрямления от R_{ex} отражены на рис. 4 (кривая 1 соответствует рабочей частоте 12 ГГц, кривая 2 – 23 ГГц, кривая 3 – 43 ГГц).

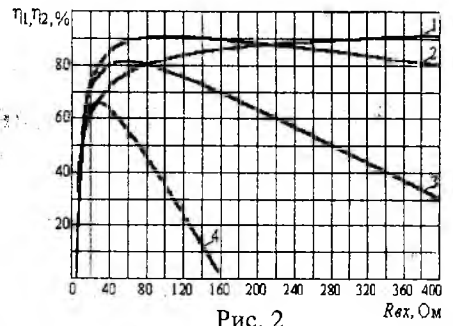


Рис. 2

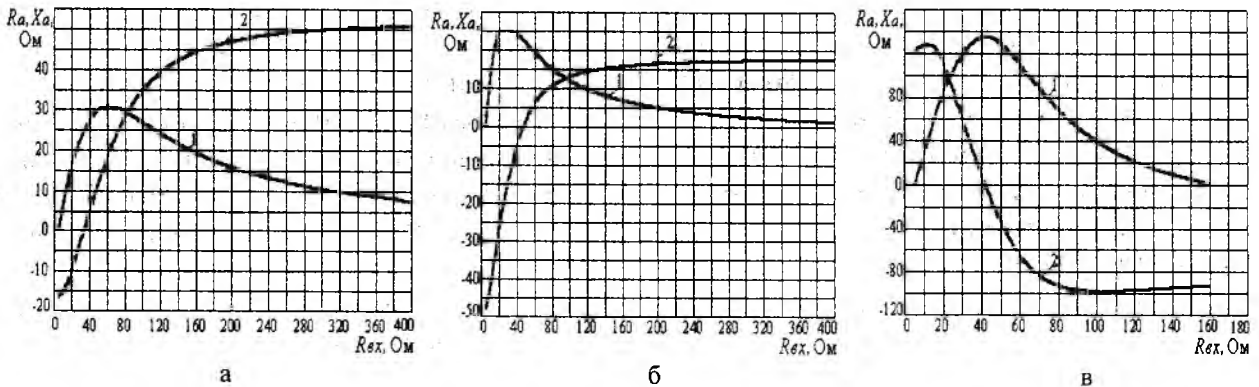


Рис.3

Из полученных результатов можно сделать следующие выводы. С ростом величины R_{ex} растет и КПД выпрямления диода η_2 , а зависимости $\eta_1(R_{ex})$ имеют максимум (рис. 2).

Ход кривых $\eta_1(R_{ex})$ и предопределяет характер изменения результирующего КПД (рис. 4). С ростом частоты максимумы величины η_6 смещаются в сторону меньших R_{ex} , а значения их уменьшаются до величины 45 % на частоте 43 ГГц.

Достоверность предложенной приближенной модели частично подтверждается сравнением данных теоретических исследований и эксперимента, опубликованных в [6].

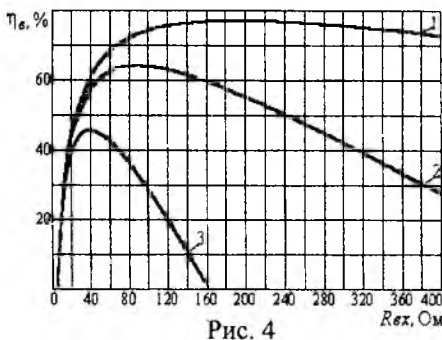


Рис. 4

Список литературы: 1. Шокало В.М. и др. Моделирование крупноапертурных ректенн космических энергосистем. 1. Модель крупноапертурной ректенны для расчета КПД выпрямления при соосном расположении передающей и приемной апертур и изменяющейся дальности передачи энергии // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 121. С. 3-10. 2. Shifrin Y.S., Shokalo V.M., Konovaltsev A.A. Ways of increase of rectenna efficiency/ 46-th international Astronautical Congress, Oslo, Norway. 1995. 3. Лучанинов А.И. и др. Теоритические и экспериментальные исследования крупноапертурных ректенных решеток // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 63-72. 4. Лучанинов А.И., Коновальцев А.А., Омаров М.А. Расчет динамических характеристик ректенн с учетом влияния нелинейной емкости выпрямительных диодов // Вестник Харьк. гос. ун. 1999. С. 59-61. 5 Лучанинов А.И., Коновальцев А.А., Лучанинов Ю.А., Омаров М.А., Шокало В.М. Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 3. Особенности численной реализации алгоритма // Радиотехника. 2001. Вып. 119. С. 199-210. 6. Tae-Whan Yoo, Kai Chang Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz Rectennas // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. Vol. 40, NO. 6. June 1992.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.10.2002