

В. М. ШОКАЛО, д-р техн. наук, А. М. РЫБАЛКО канд. физ-мат. наук,
А. А. КОНОВАЛЬЦЕВ, канд. техн. наук, С. В. СЕВСКИЙ

ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ МИКРОВОЛНОВЫМ ЛУЧОМ ПРИ НЕСООСНОМ РАСПОЛОЖЕНИИ ПЕРЕДАЮЩЕЙ И ПРИЕМНОЙ АПЕРТУР

Системы передачи энергии микроволновым лучом являются перспективными для дистанционного энергообеспечения воздушных и космических летательных аппаратов, транспортировки произведенной в космосе электроэнергии на Землю, беспроводной передачи энергии между наземными пунктами и для ряда других приложений [1, 2]. Для достижения высокой эффективности передачи энергии необходимо обеспечить оптимальное амплитудно-фазовое распределение на апертуре передающей антенны и соосное расположение передающей и приемной антенн, а также их согласование по поляризации. На практике же, особенно при относительном перемещении объектов, между которыми происходит передача энергии, антенны будут расположены несоосно. Вот поэтому актуальным является создание математической модели рассматриваемой системы, которая учитывала бы отклонение антенн от соосного положения и позволяла бы с достаточной точностью производить анализ и оптимизацию системы при различных значениях ее параметров.

Рассмотрим систему передачи энергии микроволновым лучом, состоящую (рис. 1) из круглой передающей и квадратной приемной антенн, апертуры которых находятся в параллельных плоскостях. Антенны согласованы по поляризации, но могут располагаться несоосно. Поляризация поля – линейная.

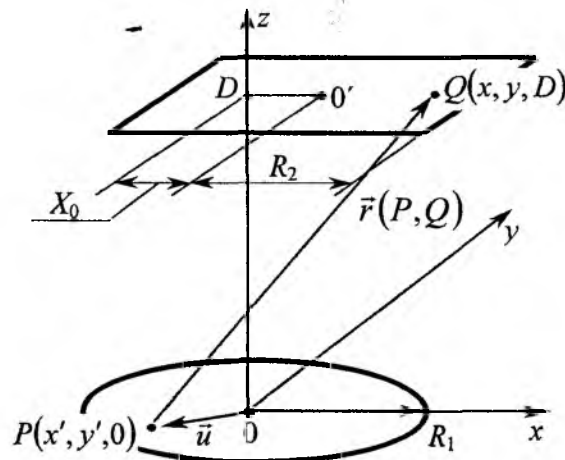


Рис. 1 – Геометрия задачи

Поле передающей антенны в плоскости апертуры приемной антенны, находящейся в зоне Френеля, может быть описано с помощью известного выражения:

$$\vec{E}(P) = \frac{jk}{2\pi} \int_{S_1} \vec{E}(Q) \frac{e^{-jkr(P,Q)}}{r(P,Q)} dS, \quad (1)$$

где $r(P, Q)$ – расстояние между точкой $P(x', y', 0)$ на апертуре передающей антенны и точкой $Q(x, y, D)$ на апертуре приемной антенны; D – расстояние между плоскостями апертур приемной и передающей антенн.

При условии, что поле возбуждения передающей антенны является аксиально симметричным, выражение (1) приводится к такому виду:

$$\vec{E}(x, y, D) = \frac{jke^{-jkD}}{D} e^{-\frac{jk}{2D}(x^2+y^2)} \int_0^{R_1} \vec{E}(u) e^{-\frac{jku^2}{2D}} J_0 \left(\frac{ku\sqrt{x^2+y^2}}{D} \right) u du, \quad (2)$$

где u – радиальная координата в плоскости апертуры передающей антенны; j – мнимая единица; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; R_1 – радиус передающей антенны; J_0 – функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

На основании выражения (2) можно получить соотношение для КПД перехвата энергии, под которым понимают отношение мощности, падающей на приемную апертуру, к мощности, излучаемой передающей антенной:

$$\eta = \frac{P_{np}}{P_{из}} = \frac{k^2}{2\pi D^2} \frac{\int_{-R_2}^{R_2} \int_{-R_2+X_0}^{R_2+X_0} \left| \int_0^{R_1} E(u) e^{-j \frac{ku^2}{2D}} J_0 \left(\frac{k\sqrt{x^2+y^2}u}{D} \right) u du \right|^2 dx dy}{\int_0^{R_1} |E(u)|^2 u du}, \quad (3)$$

где R_2 – половина ширины приемной апертуры; X_0 – величина отклонения антенн от соосного положения.

После замены в выражении (3) переменных $u' = \frac{a}{R_1} u$; $x' = \frac{x}{R_2}$; $y' = \frac{y}{R_2}$ получим

$$\eta = \frac{a^2}{2\pi} \frac{\int_{-1}^1 \int_{-1+b}^{1+b} \left| \int_0^a E(u') e^{-jtu'^2} J_0 \left(a\sqrt{x'^2+y'^2}u' \right) u' du' \right|^2 dx' dy'}{\int_0^a |E(u')|^2 u' du'}, \quad (4)$$

где $a = \sqrt{\frac{kR_1R_2}{D}}$ – волновой параметр; $t = \frac{R_1}{2R_2}$, $b = \frac{X_0}{R_2}$ – относительные смещения антенн от соосного положения.

Формула (4) показывает, что КПД перехвата энергии является функционалом амплитудно-фазового распределения $E(u)$ и зависит от параметров системы (a, b, t) , включающих в себя рабочую длину волны, размеры апертур, расстояние между ними, а также величину отклонения антенн от соосного положения.

При фазовом распределении поля возбуждения, обеспечивающем фокусировку микроволнового луча в плоскости приемной апертуры, выражение для КПД перехвата энергии примет такой вид:

$$\eta = \frac{a^2}{2\pi} \frac{\int_{-1}^1 \int_{-1+b}^{1+b} \left[\int_0^a F(u) J_0 \left(a\sqrt{x^2+y^2}u \right) u du \right]^2 dx dy}{\int_0^a F^2(u) u du}. \quad (5)$$

Исключая возможность появления эффекта сверхнаправленности, входящее в это выражение амплитудное распределение поля $F(u)$ на апертуре передающей антенны может быть аппроксимировано полиномом четной степени:

$$F(u) = \sum_{i=0}^M c_i u^{2i}. \quad (6)$$

Используя разложение функции Бесселя в виде конечной суммы с N членами и производя интегрирование по формуле (5), приходим к следующему выражению:

$$\eta(a, b) = \frac{1}{\pi} \left[\sum_{i=0}^M \sum_{j=0}^M c_i c_j \frac{a^{2(i+j)}}{i+j+1} \right]^{-1} \times$$

$$\times \left\{ \sum_{i=0}^M \sum_{j=0}^M \sum_{k=0}^N \sum_{p=0}^N \frac{(-1)^{k+p} c_i c_j a^{2[i+j+2(k+p)+2]} (k+p)!}{(k!)^2 (p!)^2 2^{2(k+p)+1} (i+k+1)(j+p+1)} \times \right.$$

$$\left. \times \sum_{m=0}^{k+p} \frac{(1+b)^{2(k+p-m)+1} - (-1+b)^{2(k+p-m)+1}}{m!(k+p-m)! [2(k+p-m)+1] (2m+1)} \right\}. \quad (7)$$

Формула (7) позволяет производить расчет КПД перехвата энергии по известным коэффициентам c_i полинома (6) и параметрам a и b и может быть представлена в виде отношения двух квадратичных форм:

$$\eta = \frac{(GC, C)}{(HC, C)},$$

где G и H – квадратные симметричные матрицы порядка $M+1$; C – вектор порядка $M+1$, элементами которого являются коэффициенты c_i .

Элементы матриц G и H представляют собой такие величины:

$$g_{i,j} = \sum_{k=0}^N \sum_{p=0}^N \frac{(-1)^{k+p} a^{2[i+j+2(k+p)+2]} (k+p)!}{(k!)^2 (p!)^2 2^{2(k+p)+1} (i+k+1)(j+p+1)} \times$$

$$\times \sum_{m=0}^{k+p} \frac{(1+b)^{2(k+p-m)+1} - (-1+b)^{2(k+p-m)+1}}{m!(k+p-m)! [2(k+p-m)+1] (2m+1)};$$

$$h_{i,j} = \pi \frac{a^{2(i+j)}}{i+j+1}.$$

Можно показать [2], что максимально возможное значение величины η равно наибольшему собственному значению матрицы $L = H^{-1}G$, а собственный вектор, соответствующий этому собственному значению, состоит из коэффициентов разложения оптимального амплитудного распределения (ОАР). При этом точность определения ОАР зависит от числа членов в разложении (6). Однако использование чисел $M > 3 \dots 4$ не дает заметного увеличения значения вычисляемого КПД перехвата η .

Полученные описанным выше способом зависимости (рис. 2 и 3) показывают, что при смещении антенн от соосного положения ОАР изменяется к более равномерному. Если в выражении (6) принять $M = 1$, то максимизирующее функционал (3) амплитудное распределение будет параболического вида. Амплитудные распределения такого вида близки к соответствующим ОАР (рис. 2) при значениях несоосности $b \geq 0,4$. Вычисления показали, что при замене ОАР параболическим КПД перехвата энергии падает не более чем на 2%. В то же время реализовать амплитудное распределение параболического вида на передающей антенне на практике проще, чем оптимальное, которое при высоких значениях КПД перехвата энергии должно быть гауссовым. Помимо того, применение амплитудных распределений параболического вида вместо гауссовых позволяет увеличить эффективность использования поверхности передающей антенны. В таблице приведены значения отношения мощности $P_{\Sigma, par}$, излучаемой передающей антенной с амплитудным распределением поля возбуждения параболического вида, к мощности $P_{\Sigma, OAD}$, излучаемой той же антенной, но с ОАР, при условии равенства напряженности поля в центре апертуры антенны в обоих случаях. Таким образом, применение амплитудного распределения поля возбуждения передающей антенны параболического вида может быть довольно перспективным на практике.

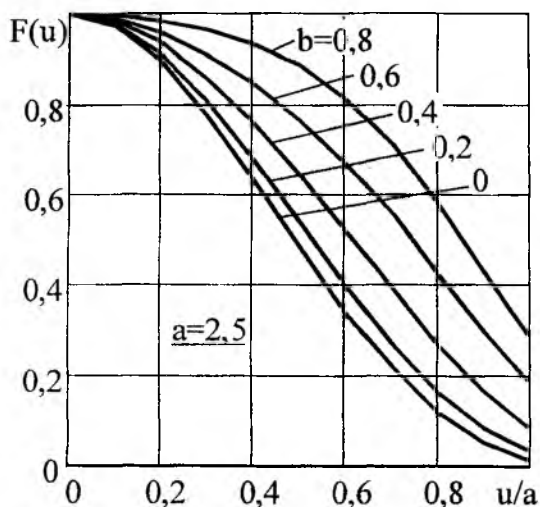


Рис. 2 – Оптимальное амплитудное распределение

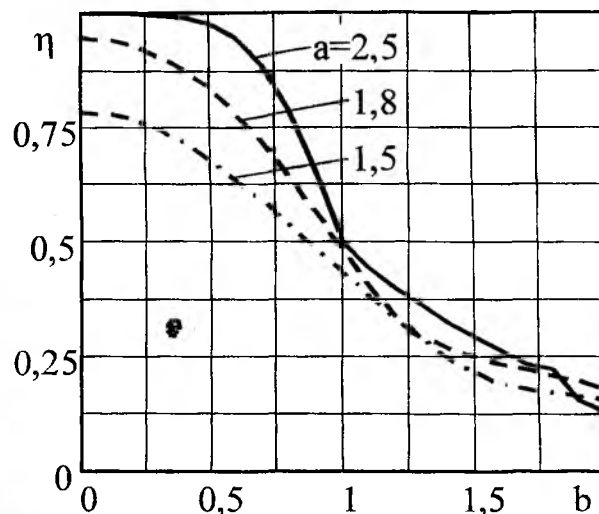


Рис. 3 – КПД перехвата

Таблица

a	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4
$P_{\Sigma.par} / P_{\Sigma.OAD}$	1,05	1,12	1,22	1,40	1,74

При смещениях менее 20 % КПД перехвата энергии уменьшается незначительно, поскольку луч при соосном расположении антенн сфокусирован в центр приемной апертуры. Следовательно, требования к точности наведения микроволнового луча и соосности передающей и приемной антенн не являются очень жесткими. В случае же, когда несоосность может принимать большие значения (например, при энергоснабжении движущихся космических аппаратов), предпочтительнее реализовать поле возбуждения передающей антенны с амплитудными распределениями, соответствующими значениям КПД перехвата $\eta=60...80\%$. Это позволяет уменьшить влияние несоосности на эффективность функционирования системы передачи энергии.

Список литературы: [1] Glaser P.E. An Overview of Solar Power Satellite Option. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1992 June. – N 6. – Vol.40. – P. 1230–1238. [2] Brown W.C. and Eves E.E. Beamed Microwave Power Transmission and its Application to Space. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1992 June. – N 6. – N 40. – P. 1239–1250. [3] Shifrin J.S., Shokalo V.M., Rybalko A.M. Efficiency of Energy Transmission Systems with Microwave Beam. // Proc. 5th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology. – Kiev, Ukraine. – 1995. – Vol. 1. – P. 242–249.

Харьковский государственный технический
Университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 31.08.99