

ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ ДВУХ КРУГЛЫХ АПЕРТУРНЫХ АНТЕНН, ПРИ ФЛУКТУАЦИЯХ ВОЗБУЖДАЮЩЕГО ПОЛЯ ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ

Уровень эффективности передачи энергии между двумя антеннами СВЧ-лучом имеет важное значение для создаваемых систем передачи энергии (СПЭ). В качестве энергетического показателя эффективности СПЭ выступает коэффициент полезного действия (КПД) передачи СВЧ-энергии. Выбор приемной антенны среди альтернативных вариантов оконечных устройств осуществляется при проектировании СПЭ в зависимости от конкретных условий. Для варианта СПЭ с оконечным устройством в виде направленной антенны, нагруженной на один мощный выпрямитель, КПД передачи численно равен КПД перехвата [1]. КПД для СПЭ, где приемной антенной служит ректенна (решетка излучателей, сочетающая в себе функции антенны и выпрямителя), определяется как результат компромиссного выбора между парциальными КПД перехвата и КПД сбора мощности постоянного тока в нагрузке [2].

КПД передачи СВЧ-энергии необходимо устанавливать с учетом максимального числа факторов. К ним относятся: размеры апертур приемной и передающей антенн, взаимное расстояние и ориентация между ними, их поля возбуждения, а также параметры приемно-выпрямительных элементов для оконечного устройства типа ректенны. Влияние выше перечисленных факторов на КПД передачи исследовано достаточно полно [2].

Решению задач оптимизации КПД СПЭ, состоящих из апертурных антенн, для детерминированного случая посвящен ряд работ. В [3 — 5] показано, что для максимально эффективной передачи энергии антенны СПЭ должны образовывать конфокальную систему, т.е. быть взаимно сфокусированными. Оптимальные амплитудные распределения (АР) антенн СПЭ описываются в виде обобщенных сфероидальных волновых функций [4; 5].

Однако имеется еще ряд факторов технологического и эксплуатационного характера, которые существенно влияют на КПД СПЭ. Прежде всего, это флуктуации амплитуды и фазы поля по апертуре передающей антенны. Поскольку данные факторы всегда присутствуют в реальных системах, то они должны быть учтены в процессе их проектирования. В связи с этим статистический подход [6] может быть вполне приемлемым. В работе [7] проведена оптимизация СПЭ при наличии случайных ошибок

поля возбуждения передающей антенны с оконечным устройством типа ректенна и показано, что случайные ошибки приводят в целом к ухудшению показателей работы СПЭ.

Далее описана оптимизация амплитудно-фазового распределения (АФР) передающей антенны по критерию максимума среднего КПД СПЭ с оконечным устройством в виде направленной антенны.

Исходные соотношения

Рассмотрим СПЭ, которая состоит из двух круглых, параллельных друг другу апертурных антенн S_r и S_t , имеющих радиусы R_r и R_t и разнесенных на расстояние между их центрами L . Потери отсутствуют, антенны согласованы со своими питающими линиями.

Выражение для КПД перехвата СПЭ, состоящей из двух круглых апертурных антенн, имеет вид [3]

$$\eta = \frac{\left| \int_{S_r} f_r(Q_r) dQ_r \int_{S_t} f_t(Q_t) e^{jkR(Q_t, Q_r)} dS_t \right|^2}{(\lambda L)^2 \int_{S_r} |f_r(Q_r)|^2 dS_r \int_{S_t} |f_t(Q_t)|^2 dS_t}, \quad (1)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число, λ — длина волны в свободном пространстве, $f_t(Q_t)$ и $f_r(Q_r)$ — АФР полей передающей и приемной апертур.

В реальных условиях АФР передающей антенны всегда реализуется с некоторыми флуктуациями амплитуды и фазы. Распределение поля возбуждения передающей антенны при этом является случайной величиной:

$$f_t(Q_t) = f_{t0}(Q_t) e^{B(Q_t) + j\Psi(Q_t)} = f_{t0}(Q_t) q(Q_t). \quad (2)$$

Здесь $f_{t0}(Q)$ — АФР в отсутствие ошибок; $B(Q), \Psi(Q)$ — случайные функции, описывающие, флуктуации амплитуды и фазы.

Эффективность СПЭ можно оценить с помощью среднего КПД перехвата (далее просто КПД), определенного следующим образом:

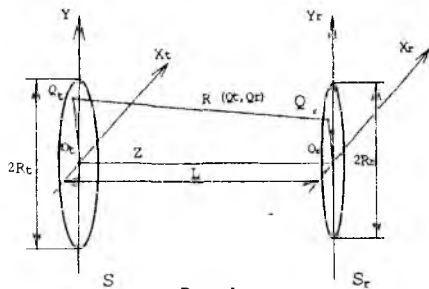


Рис. 1

$$\eta_{cp} = \frac{\left| \int_{S_r} f_r(Q_r) dQ_r \int_{S_t} f_t(Q_t) e^{jkR(Q_t, Q_r)} dS_t \right|^2}{(\lambda L)^2 \int_{S_r} |f_r(Q_r)|^2 dS_r \int_{S_t} |f_t(Q_t)|^2 dS_t}, \quad (3)$$

где черта означает усреднение.

Введем величины $\theta_r, r_r = \frac{\rho_r}{R_r}$ и $\theta_t, r_t = \frac{\rho_t}{R_t}$ — углы и безразмерные радиальные координаты в цилиндрической системе координат соответственно точек Q_r и Q_t .

В приближении зоны Френеля для случая взаимно сфокусированных антенн выражение (3) примет вид

$$\eta_{cp} = \frac{\int_{S_r} \int_{S_{r'}} f_{r0}(r_r, \theta_r) f_{r'0}^*(r_{r'}, \theta_{r'}) G(r_r, \theta_r, r_{r'}, \theta_{r'}) dS_r dS_{r'}}{(\lambda L)^2 \int_{S_r} |f_{r0}(r_r, \theta_r)|^2 dS_r \int_{S_t} |f_t(r_t, \theta_t) f_t^*(r_t, \theta_t) (1 + K_1(r_t, \theta_t; r_t, \theta_t))| dS_t}. \quad (4)$$

Здесь

$$G(r_r, \theta_r, r_{r'}, \theta_{r'}) = \int_{S_t} \int_{S_{t'}} f_t(r_t, \theta_t) f_t^*(r_{t'}, \theta_{t'}) (1 + K_1(r_t, \theta_t; r_{t'}, \theta_{t'})) e^{jcr_t r_r \cos(\theta_r - \theta_{t'})} dS_t dS_{t'};$$

$$c = \frac{kR_r R_t}{L} \text{ — число Френеля, } K_1(r_t, \theta_t; r_{t'}, \theta_{t'}) = \frac{\Delta q(r_t, \theta_t) \Delta q^*(r_{t'}, \theta_{t'})}{q(r_t, \theta_t) q^*(r_{t'}, \theta_{t'})}$$

нормированная корреляционная функция (НКФ) случайного процесса $\Delta q(r_t, \theta_t) = q(r_t, \theta_t) - \overline{q(r_t, \theta_t)}$; * — знак комплексного сопряжения.

Постановка задачи и ее решение

Предположим, что антенны СПЭ взаимно сфокусированы, согласованы по поляризации и АФР каждой антенны аксиально симметрично. Введем следующие допущения относительно статистики флуктуаций амплитуды и фазы [6]: $B(r_t, \theta_t), \Psi(r_t, \theta_t)$ распределены по нормальному закону, однородны и взаимно независимы, их средние значения $\overline{B(r_t, \theta_t)} = B_0$; $\overline{\Psi(r_t, \theta_t)} = 0$, дисперсии $\sigma_B^2(r_t, \theta_t) = \sigma_{B0}^2$; $\sigma_\Psi^2(r_t, \theta_t) = \sigma_{\Psi0}^2$. Коэффициенты корреляции флуктуаций амплитуды и фазы выберем в гауссовой форме [6]. Они равны между собой и зависят только от разности координат:

$$r_B(r_t, \theta_t, r_{t'}, \theta_{t'}) = r_{\Psi}(r_t, \theta_t, r_{t'}, \theta_{t'}) = r = \exp\left(-\frac{(r_t^2 + r_{t'}^2)R_t^2}{c_0^2}\right) \exp\left(\frac{r_t^2 r_{t'}^2 R_t^2}{c_0^2} \cos(\theta_t - \theta_{t'})\right), \quad (5)$$

где c_0 — радиус корреляции в абсолютных единицах. Для случая малых ошибок $\sigma^2 \ll 1$ с погрешностью до членов первого порядка малости НКФ имеет вид

$$K_1(r_t, \theta_t; r_{t'}, \theta_{t'}) = r \sigma_{\Sigma}^2. \quad (6)$$

Здесь $\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_B^2 + \sigma_{\Psi}^2 = \alpha_{\Sigma}$ — суммарная дисперсия.

С учетом (5), (6) и интегрального представления для функций Бесселя [8] выражение (4) преобразуется:

$$\eta_{\text{ср}} = c^2 e^{-\sigma_{\Sigma}^2} \frac{\int_0^1 \int_0^1 f_{r0}(r_r) f_{r0}^*(r_r') \int_0^1 \int_0^1 f_t(r_t) f_t^*(r_t') G(r_r, r_r', r_t, r_t') r_r r_r' r_t r_t' dr_r dr_r' dr_t dr_t'}{\int_0^1 |f_{r0}(r_r)|^2 r_r dr_r \int_0^1 |f_t(r_t)|^2 r_t dr_t}, \quad (7)$$

где

$$G(r_r, r_r', r_t, r_t') = J_0(c r_r r_t) J_0(c r_r' r_t') \left[1 + \sigma_{\Sigma}^2 J_0\left(\frac{2 r_r r_t' R_t^2}{c_0^2}\right) \exp\left(-\left(\frac{r_t^2 + r_{t'}^2}{c_0^2}\right) R_t^2\right) \right];$$

$J_0(x)$, $I_0(x)$ — функции Бесселя нулевого порядка вещественного и мнимого аргументов.

Для детерминированного случая СПЭ показано [4; 5], что оптимальное АР должно быть представлено в виде обобщенной сфероидальной волновой функции (гиперсфероидальной), которая, в свою очередь, при определенных условиях достаточно точно аппроксимируется функцией Гаусса. Поскольку флуктуации малы, можно ожидать, что и в этом случае оптимальное АР может быть удовлетворительно описано функцией Гаусса. Предположим, что поле возбуждения приемной антенны известно и

представлено в виде распределения Гаусса $f_{r0}(r_r) = e^{-\sigma r_r^2}$, где σ — параметр. После ряда преобразований выражение (7) можно дать в виде

$$\eta_{\text{ср}} = A_0 \frac{\int_0^1 \int_0^1 f_t(r_t) f_t^*(r_{t'}) G_1(r_t, r_{t'}) r_t r_{t'} dr_t dr_{t'}}{\int_0^1 f_t(r_t) f_t^*(r_t) r_t dr_t} \quad (8)$$

$$\text{Здесь } A_0 = \frac{c^2 e^{-\alpha_{\Sigma}} \sigma}{1 - e^{-2\sigma}};$$

$$G_1(r_t, r_{t'}) = \sum_{n=0}^N \frac{(-1)^n}{n!} \left(\frac{cr_t}{2} \right)^{2n} \left\{ -e^{-\sigma} \left[\sum_{p=0}^n \frac{1}{(n-p)\sigma^{p+1}} \right] + \frac{1}{\sigma^{n+1}} \right\} \times \\ \times \sum_{m=0}^M \frac{(-1)^m}{m!} \left(\frac{cr_{t'}}{2} \right)^{2m} \left\{ -e^{-\sigma} \left[\sum_{q=0}^m \frac{1}{(n-q)\sigma^{q+1}} \right] + \frac{1}{\sigma^{m+1}} \right\} \times \\ \times \left[1 + \sigma_{\Sigma}^2 J_0 \left(\frac{2r_t r_{t'} R_t^2}{c_0^2} \right) \exp \left(- \left(\frac{r_t^2 + r_{t'}^2}{c_0^2} \right) R_t^2 \right) \right],$$

Сформулируем задачу оптимизации: найти номинальное амплитудное распределение передающей антенны, которое обеспечивает максимальный средний КПД системы передачи энергии СВЧ-лучом при известных значениях флуктуаций амплитуды и фазы передающей антенны и заданном АФР поля приемной.

Амплитудное распределение $f_t(r_t)$ поля передающей антенны будем искать в виде разложения по цилиндрическим функциям:

$$f_t(r_t) = \sum_{k=0}^{\infty} e_k J_0(\chi_{0k} r_t), \quad (9)$$

где $f_t(r_t)$ — функция, которая определена в интервале $(0; 1)$; χ_{0k} — положительные корни уравнения $J_0(\chi_{0k}) = 0$, расположенные в порядке возрастания; e_k — коэффициенты разложения, подлежащие определению. Для численного решения необходимо выразить искомую функцию (9) в виде конечной суммы. Подставив (9) в выражение (8), получим:

$$\eta_{\text{ср}} = A_0 \frac{\langle e (F^{(0)} + \alpha_{\Sigma} F^{(1)}) e \rangle}{\langle e S e \rangle} \quad (10)$$

Здесь e — матрица-столбец искомых коэффициентов; $F^{(0)}, F^{(1)}, S$ — квадратные положительно определенные матрицы размера $n \times n$, элементы которых определяются согласно выражениям

$$F_{kl}^{(0)} = \int_0^1 \int_0^1 \sum_{n=0}^N \frac{(-1)^n}{n!} \left(\frac{cr_t}{2} \right)^{2n} \left\{ -e^{-\sigma} \left[\sum_{p=0}^n \frac{1}{(n-p)\sigma^{p+1}} \right] + \frac{1}{\sigma^{n+1}} \right\} \times \\ \times \sum_{m=0}^M \frac{(-1)^m}{m!} \left(\frac{cr_t}{2} \right)^{2m} \left\{ -e^{-\sigma} \left[\sum_{q=0}^m \frac{1}{(n-q)\sigma^{q+1}} \right] + \frac{1}{\sigma^{m+1}} \right\} J_0(\chi_{0k} r_t) J_0(\chi_{0k} r_u) r_t r_u dr_t dr_u ;$$

$$F_{kl}^{(1)} = \int_0^1 \int_0^1 \sum_{n=0}^N \frac{(-1)^n}{n!} \left(\frac{cr_t}{2} \right)^{2n} \left\{ -e^{-\sigma} \left[\sum_{p=0}^n \frac{1}{(n-p)\sigma^{p+1}} \right] + \frac{1}{\sigma^{n+1}} \right\} \times \\ \times \sum_{m=0}^M \frac{(-1)^m}{m!} \left(\frac{cr_t}{2} \right)^{2m} \left\{ -e^{-\sigma} \left[\sum_{q=0}^m \frac{1}{(n-q)\sigma^{q+1}} \right] + \frac{1}{\sigma^{m+1}} \right\} \times \\ \times I_0 \left(\frac{2r_t r_u R_t^2}{c_0^2} \right) \exp \left(- \left(\frac{r_t^2 + r_u^2}{c_0^2} \right) R_t^2 \right) J_0(\chi_{0k} r_t) J_0(\chi_{0k} r_u) r_t r_u dr_t dr_u ;$$

$$S_{kl} = \int_0^1 J_0(\chi_{0k} r_t) J_0(\chi_{0l} r_t) r_t dr_t = \frac{1}{2} [J_1(\chi_k)]^2, \text{ если } k = l.$$

При заданном АФР приемной антенны данная задача представляет собой экстремальную задачу максимизации по вектору e отношения двух квадратичных форм:

$$\eta_{cp} = \frac{\eta_{cp}}{A_0} = \frac{\langle eFe \rangle}{\langle eSe \rangle}. \quad (11)$$

Максимум η_{cp} выражается максимальным характеристическим числом регулярного пучка $F - \lambda S$, равным наибольшему корню характеристического уравнения [9]

$$\det(F - \lambda S) = 0. \quad (12)$$

Для максимального характеристического числа λ_1 существует собственный вектор e_1 , на котором и достигается указанный максимум. Уравнение (12) можно преобразовать в следующий вид:

$$(C - \lambda E)e = 0, \quad (13)$$

где $C = S^{-1}F$; E — единичная матрица. Для получения решения данной экстремальной задачи достаточно определить максимальное собственное значение матрицы и соответствующий ему собственный вектор.

Алгоритм численного нахождения максимального собственного числа матрицы C представим в виде следующей итерационной процедуры [10].

Пусть собственные числа расположены в порядке возрастания $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_N$. Определим вектор $e_{(k+1)}$ на $(k+1)$ шаге итерации как $e_{(k+1)} = Ce_{(k)}$, где $k = 0, 1, \dots$. Начальный вектор e_0 можно взять в виде $e_0 = (1, 1, \dots, 1)$. Пусть в результате выполнения k_0 итераций норма равна $\|e_{(k_0)} - e_{(k_0-1)}\| < \varepsilon$, где ε — заданная погрешность определения оптимального вектора. Тогда вектор $e_{(k_0)}$ можно считать оптимальным для итерационного процесса максимизации КПД. Зная оптимальное распределение, можно найти соответствующее ему максимальное значение КПД:

$$\lambda_{(k_0)} = \frac{(e_{(k_0)}, e_{(k_0-1)})}{(e_{(k_0-1)}, e_{(k_0-1)})}. \quad (14)$$

Здесь запись $(*, *)$ обозначает скалярное произведение. Полученное значение $\lambda_{(k_0)}$ сравниваем с $\lambda_{(k_0-1)}$. Если $|\lambda_{(k_0)} - \lambda_{(k_0-1)}| < \delta$ (где δ — погрешность вычисления КПД), то итерационная процедура прерывается и вектор $e_{(k_0)}$ является искомым. В противном случае итерационная процедура выполняется до тех пор, пока не будет достигнута требуемая точность.

Численные результаты

Нами численно оптимизирована СПЭ, состоящая из двух круглых антенн равных радиусов. Антенны взаимно сфокусированы в зоне Френеля. АР поля приемной антенны принято в виде распределения Гаусса. Заданы параметры флуктуаций возбуждающего поля передающей антенны.

Для удобства анализа полученных зависимостей целесообразно ввести параметр $\gamma_0 = L_F / L_{FZ}$, как отношение расстояния L_F , на котором взаимно сфокусированы антенны СПЭ, к расстоянию до границы дальней зоны, принятой в виде $L_{FZ} = 8R^2/\lambda$. Величина γ_0 связана с числом Френеля соотношением $\gamma_0 = \frac{\pi}{4} \frac{1}{c}$.

На рис. 2 приведены зависимости среднего КПД от параметра γ_0 при различных значениях радиуса корреляции, дисперсии погрешностей и параметре $\sigma = 3$ функции Гаусса, описывающей АР приемной антенны. При наличии флуктуаций поля по апертуре передающей антенны характер зависимости оптимального среднего КПД остается таким же, как и при от-

сутствии ошибок. Флуктуации приводят к снижению потенциально возможного КПД.

В рассматриваемом интервале расстояний между антеннами $\gamma_0 = 0,7 \dots 0,09$ влияние флуктуаций на КПД слабее проявляется при уменьшении расстояния между антеннами СПЭ. Так, на рис. 3 представлены зависимости относительного снижения КПД $\Delta\eta_{\text{ср}}$, введенного как $\Delta\eta_{\text{ср}} = (\eta_0 - \eta_{\text{ср}})/\eta_0$ (η_0 — КПД в отсутствие флуктуаций), от радиуса корреляции при заданных значениях дисперсии и расстояния между антеннами γ_0 . На расстоянии $\gamma_0 = 0,13$ $\Delta\eta_{\text{ср}}$ в среднем на 1 ... 2 % хуже, чем при $\gamma_0 = 0,098$ (радиус корреляции при этом изменяется в интервале $c_0 = 0,3 \dots 1,1$, дисперсия $\alpha_\Sigma = 0,2$). При радиусе корреляции $c_0 = 0,1$ уровни относительного снижения КПД максимальны и мало отличаются друг от друга по абсолютному значению для различных расстояний между антеннами СПЭ: $\Delta\eta_{\text{ср}}$ составляет примерно 17 % при дисперсии $\alpha_\Sigma = 0,2$ и 9 % при $\alpha_\Sigma = 0,1$.

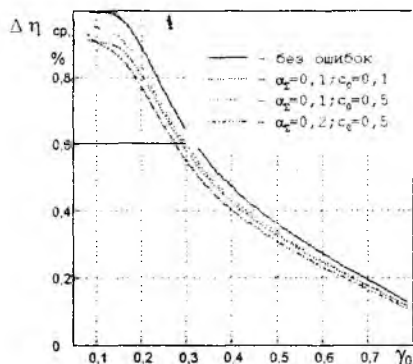


Рис. 2

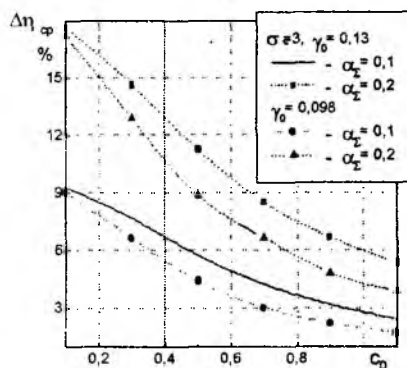


Рис. 3

Конструкция и параметры приемной антенны также влияют на условия передачи СВЧ-энергии между антеннами СПЭ. Таким показателем выступает параметр σ распределения Гаусса приемной антенны. На рис. 4 приведена зависимость относительного снижения КПД $\Delta\eta_{\text{ср}}$ от расстояния γ_0 при наличии ошибок возбуждающего поля. Относительное снижение

ние КПД на расстояниях $\gamma_0 \geq 0,4$ стремиться к 18 % при заданных значениях параметра σ и дисперсии $\alpha_\Sigma = 0,2$. Уменьшение расстояния между антеннами СПЭ до $\gamma_0 \approx 0,098$ и увеличение высоты пьедестала АР на приемной антенне ($\sigma \rightarrow 0$) приводит к уменьшению на 2 % относительного снижения КПД $\Delta\eta_{\text{ср}}$ по сравнению с КПД без ошибок. На малых расстояниях равномерное возбуждение приемной антенны позволяет уменьшить влияние флуктуаций поля передающей антенны на КПД СПЭ, что при передаче больших уровней мощности может дать выигрыш.

Поскольку параметр σ распределения Гаусса приемной антенны влияет на эффективность СПЭ, то имеет смысл рассмотреть зависимости $\eta_{\text{ср}}(\sigma)$ при заданных параметрах флуктуаций и условиях фокусировки (рис. 5). Данные зависимости имеют экстремальный характер. С ростом флуктуаций поля возбуждения передающей антенны изменяется параметр σ распределения Гаусса приемной антенны, при котором наблюдается максимально возможный КПД СПЭ. Так, из рис. 5 видно, что оптимальный параметр $\sigma = 4,2$ соответствует радиусу корреляции $c_0 = \infty$; при $c_0 = 1$ параметр распределения Гаусса $\sigma = 3$; далее при $c_0 = 0,1$ имеем $\sigma = 3,7$. Поэтому целесообразно рассмотреть влияние флуктуаций поля на передающей антенне на параметр σ , соответствующий максимально допустимому среднему КПД.

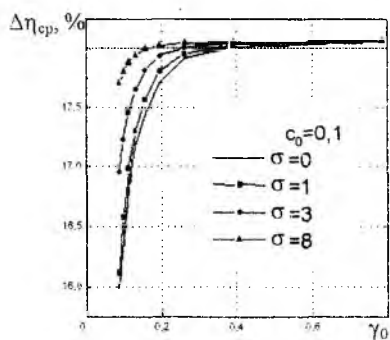


Рис. 4

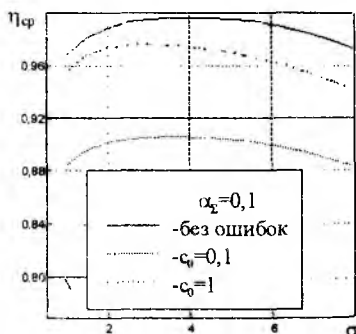


Рис. 5

На рис. 6 представлена зависимость параметра σ распределения Гаусса приемной антенны от радиуса корреляции ошибок при фиксированных значениях дисперсии для антенн СПЭ, взаимно сфокусированных на рас-

стоянии $\gamma_0 = 0,098$. Для конкретных условий взаимного расположения антенн СПЭ, можно определить параметры флуктуаций возбуждающего поля передающей антенны, наиболее сильно влияющие на условия передачи СВЧ-энергии. При этом для достижения максимально допустимого среднего КПД при конкретных параметрах ошибок пьедестал АР приемной антенны необходимо изменять. Максимальное влияние флуктуаций проявляется при радиусе корреляции $c_0 = 0,45$. Так, при флуктуациях ($c_0 = 0,45$ и $\alpha_\Sigma = 0,2$) параметр распределения Гаусса необходимо брать $\sigma = 1,9$, что в два раза меньше значения σ для аналогичного случая СПЭ без ошибок. Таким образом, для эффективной работы СПЭ, состоящей из апертурных антенн при наличии случайных ошибок поля возбуждения передающей антенны, необходимо адаптировать антенны СПЭ к конкретному ошибок путем выбора поля возбуждения приемной антенны. В этой связи направленные свойства приемной антенны для СПЭ, состоящей из двух апертурных антенн, должны иметь некоторые преимущества по сравнению с СПЭ, где в качестве приемной антенны используется ректенна — решетка излучателей, к которым подключены приемно-выпрямительные элементы (ПВЭ). Направленные свойства ректенны реализуются путем выбора ПВЭ, их взаимным расположением и т.д. [12].

Целесообразно сравнить эффективности этих СПЭ. Приведем ряд зависимостей для СПЭ типа апертурная антенна — апертурная антенна (или СПЭ типа зеркало — зеркало) и данные, взятые из [7] для системы апертурная антенна — ректенна при одинаковых значениях ошибок $c_0 = 0,6$ и $\alpha_\Sigma = 0,1$.

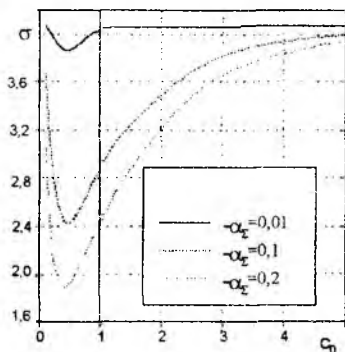


Рис. 6

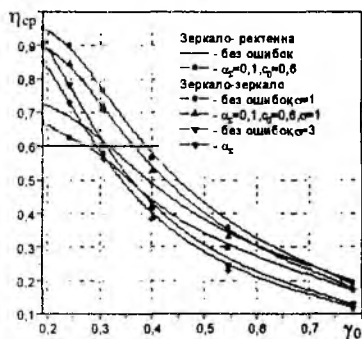


Рис. 7

Из рис. 7 видно, что оптимальный средний КПД для обеих СПЭ почти одинаков при $\gamma_0 > 0,3$. При сближении антенн СПЭ ($\gamma_0 \leq 0,3$) эффективность системы зеркало — зеркало примерно на 10 ... 20 % выше СПЭ типа зеркало — ректенна. Так, если предположить, что приемная антенна СПЭ типа зеркало — ректенна имеет радиус $R = 1000 \lambda$, где λ — длина волны, то требуемый КПД $\eta_{\text{ср max}} = 0,66$ достигается для СПЭ на расстоя-

нии $L_F = 1,57 \cdot 10^6 \lambda$ ($\gamma_0 = 0,196$). Чтобы обеспечить такой же КПД на том же расстоянии для СПЭ зеркало — зеркало (при АР приемной апертуры типа Гаусса с параметром $\sigma = 1$), достаточно иметь радиус приемной апертуры $759,3 \lambda$, что почти на 25 % меньше радиуса, требуемого для СПЭ типа зеркало — ректенна. Следовательно, эффективность работы СПЭ типа зеркало — зеркало выше на малых расстояниях при $\gamma_0 < 0,3$ и заданный КПД передачи можно обеспечить при меньших размерах приемной апертуры. Такие СПЭ целесообразно применять, например, при энергоснабжении небольших космических летательных аппаратов, работающих автономно на незначительном удалении от базовой орбитальной станции.

Анализ приведенных результатов позволил выявить основные зависимости среднего оптимального КПД СПЭ от параметров флуктуаций, параметра σ распределения Гаусса поля возбуждения приемной антенны, а также расстояния между антеннами.

Наличие флуктуаций поля возбуждения передающей антенны не меняет общего характера зависимости среднего оптимального КПД от параметра расстояния γ_0 по сравнению со случаем отсутствия флуктуаций.

Однако флуктуации приводят к уменьшению потенциально возможного КПД.

Влияние флуктуаций падает при сближении антенн СПЭ.

Ошибки поля возбуждения передающей антенны по-разному влияют на условия оптимальной передачи СВЧ-энергии. Путем выбора параметра σ поля возбуждения приемной антенны можно получить максимально допустимый средний КПД при заданных флуктуациях и расстоянии между антеннами.

В зависимости от исходных параметров СПЭ (расстояния между антеннами, вида возбуждения приемной антенны и т. д.) определенные значения случайных ошибок оказывают наиболее сильное влияние на условия эффективной передачи энергии. Для получения максимально возможного КПД СПЭ поле возбуждения приемной антенны следует реализовать с наибольшим пьедесталом.

При малых расстояниях равномерное возбуждение приемной антенны позволяет ослабить влияние флуктуаций поля передающей антенны на КПД СПЭ.

СПЭ типа зеркало — зеркало является предпочтительной по сравне-

нию с СПЭ типа зеркало — ректенна на малых расстояниях. Влияние флуктуаций на КПД сравниваемых СПЭ примерно одного порядка.

Список литературы: 1. Губо Г., Шверинг Ф. Передача пучков электромагнитных волн в свободном пространстве // СВЧ-энергетика: В 4 т.: Пер. с англ. М.: Мир, 1971. Т.1. С. 331 — 350. 2. Шокало В.М., Рыбалко А.М. Эффективность системы передачи энергии СВЧ-лучом Х. 1995. 40 с. Деп. в ГНТБ Украины 13.04.95, № 856-Ук95. 3. Kay A.F. Near field gain aperture antennas // IRE Trans. on Antennas and Propagation. 1960. Vol. 8. P. 586 — 593. 4. Borgiotti G. Maximum power transfer between two planar apertures in the Fresnel zone // IRE Trans. on Antennas and Propagation. Vol. 14. P. 158 — 163. 5. Heurtley J. Maximum power transfer between finite antennas // IRE Transaction on Antennas and Propagation. Vol. 15. P. 298 — 300. 6. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. 384 с. 7. Даржиков В.В., Лихосрай В.Г. Оптимизация тракта передачи энергии СВЧ-лучом при наличии случайных ошибок поля возбуждения передающей антенны // Радиотехника. 1997. Вып. 103. С. 158 — 168. 8. Лебедев Н.Н. Специальные функции и их приложения. М.: Физматгиз, 1963. 358 с. 10. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М.: Наука, 1967. 570 с. 11. Бахвалов И.С. Численные методы. М.: Наука, 1973. 632 с. 12. Способ повышения КПД схемы сбора, основанный на выравнивании по апертуре ректенны распределения ЭДС или токов приемно-выпрямительных элементов / А.И. Лучанинов, В.М. Шокало, А.А. Щербина и др. // Радиотехника. 1993. Вып. 97. С. 73 — 78.

Харьковский государственный технический
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 20.09.98

†