

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ С ЗАДАНЫМ АМПЛИТУДНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ВОЗБУЖДЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ

Простая конструкция волноводно-щелевой антенной решётки (ВЩ АР) и возможность с её помощью достичь высокой направленности действия делают АР этого вида привлекательными в применении для различных приложений в РТС. Однако в их проектировании имеются определённые трудности, преодоление которых представляет обширный круг теоретических проблем и их исследований [1-4]. В частности, как и для АР любого типа, возникает необходимость учитывать взаимное влияние излучающих элементов, что существенно затрудняет проектирование (рис. 1).

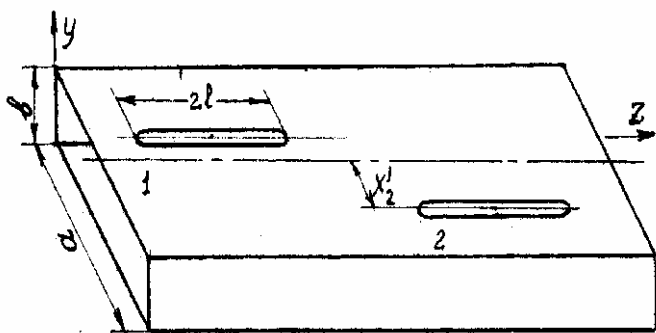


Рис. 1.

Для ВЩ АР взаимодействие возникает не только по внешнему пространству, но и за счёт распространения волн переотражения между элементами в питающем волноводе.

Учёт всех видов взаимного влияния между элементами АР, особенностей конструктивной реализации и способов СВЧ –питания системы делают анализ ВЩ АР громоздким, а их проектирование (синтез), при разумных

вычислительных ресурсах, недостижимым. По этим причинам разрабатываются различные приближённые методы расчётов и проектирования ВЩ АР.

Достаточно условно методы расчётов ВЩ АР подразделяются:

- строгие в электродинамическом отношении методы на основе интегральных уравнений. Однако их численная реализация при этом всегда осуществляется приближёнными методами приведения уравнений к алгебраическим системам;
- расчёты в пренебрежении внешним взаимодействием излучателей и использовании матричного метода учёта внутриволноводного влияния элементов;
- энергетические методы.

Использование энергетического подхода в расчётах ВЩ АР приводит к значительным упрощениям [2,3] и наглядности расчётов по сравнению с известными методами интегральных уравнений относительно МДС в щелях или матричным методом.

В первом случае интегральные уравнения получаются относительно МДС при полностью заданной геометрии антенны, что исключает при разумных объёмах вычислений решение задачи проектирования.

Во втором случае достигаемые упрощения [4] позволяют анализировать лишь однородную систему излучателей. Этот подход также затруднительно использовать в инженерных задачах проектирования ВЩ АР.

Энергетический метод в простейшем варианте [3] не учитывает затухание в волноводе вдоль АР, что может быть приемлемо в приближённых расчётах и реализовано в антенных малых размеров с согласованной нагрузкой в конце (нерезонансные антенны). Для резонансных антенн при этом необходимо обеспечить согласование источника СВЧ -мощности с АР. В таких случаях полагают, что затухание волны в волноводе можно не учитывать ввиду малости влияния этого явления на характеристики направленности антенны.

Подобные допущения делают расчёты приближёнными и их использование не всегда будет обоснованным. Возникает необходимость учитывать затухание волн при распространении вдоль волновода в прямом и обратном направлениях при отражениях конечной нагрузкой.

Рассмотрим линейную волноводно-щелевую АР (рис. 2.) из N излучающих элементов, нагруженную отражающей нагрузкой после N –го элемента.

Переносимая мощность прямой волны P_n^+ , падающей на n -й элемент, частично излучается $P_{\Sigma n}^+$, отражается и проходит P_{n+1}^+ далее к $(n+1)$ –му элементу.

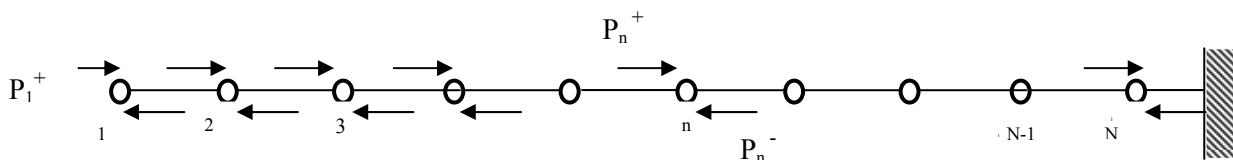


Рис. 2.

P_n^- - мощность обратной волны, падающей на n -й элемент. Значения P_n^\pm падающей на n -й элемент мощности выражаются через элементы волновой матрицы рассогласования A_n [4] и его нормированную проводимость g_n (сопротивление r_n).

Некоторые соотношения между амплитудами возбуждения I_n^+, I_n^- , излучаемой мощностью $P_{\Sigma n}^\pm$ и коэффициентами связи α_n имеют следующие представления [1]

$$P_{\Sigma n}^\pm \sim I_n^{\pm 2}; \quad m_n^\pm = P_{\Sigma n}^\pm / P_1^+ = A I_n^{\pm 2},$$

где m_n – нормированная мощность, излучаемая n -м элементом, A – постоянная пропорциональности, определяемая следующим способом.

Для подводимой к АР мощности справедливы равенства

$$P_1^+ = \sum_{n=1}^N P_{\Sigma n}^+ + P_{N+1}^+ \quad \text{или} \quad \sum_{n=1}^N m_n^+ = 1 - P_{N+1}^+ / P_1^+ = 1 - p = A \sum_{n=1}^N I_n^{+2},$$

где p - нормированная мощность на выходе N -го - последнего элемента АР, то для постоянной A можно получить соотношение

$$A = (1 - p) \left(\sum_{n=1}^N I_n^{+2} \right)^{-1}$$

и записать выражение для распределения m_n^+ вдоль АР (и с учётом КПД при поглощающей нагрузке в конце волновода)

$$m_n^+ = (1 - p) I_n^{+2} \left(\sum_{n=1}^N I_n^{+2} \right)^{-1} = \text{КПД } I_n^{+2} \left(\sum_{n=1}^N I_n^{+2} \right)^{-1}.$$

Последнее соотношение позволяет по заданному амплитудному распределению получить значения m_n – нормированной мощности для каждого элемента АР.

Зная относительные излучаемые мощности m_n^+ можно определить коэффициенты связи элементов АР с волноводом

$$\alpha_n = P_{\Sigma n}^{\pm} / P_n^{\pm} = m_n^+ \left(1 - \sum_{i=1}^{n-1} m_i^+ \right)^{-1}$$

и получить обратное соотношение

$$m_n^+ = \alpha_n \prod_{i=1}^{n-1} (1 - \alpha_i). \quad (1)$$

В дальнейшем удобно полагать, что на вход АР поступает единичная мощность, т.е. $P_1^+ = 1$. Тогда p – будет мощность на выходе N -го элемента. После отражения от нагрузки на N -й элемент в обратном направлении будет падать волна мощностью Rp . Следовательно, n -м элементом будет излучаться мощность за счёт прямой и обратной волн

$$P_{\Sigma n} = \alpha_n \prod_{i=1}^{n-1} (1 - \alpha_i) + Rp \alpha_n \prod_{i=n+1}^N (1 - \alpha_i) = m_n, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (2)$$

что по существу составляет систему N нелинейных уравнений для коэффициентов связи α_n при заданном распределении относительных излучаемых мощностей m_n . Для сокращения записи вводится обозначение $x_i = 1 - \alpha_i$. Тогда при обозначениях

$$p = x_1 \prod_{i=2}^N x_i = x_1 x_2 \prod_{i=3}^N x_i = x_1 x_2 x_3 \prod_{i=4}^N x_i = \dots$$

систему уравнений (2) можно записать последовательно

$$\text{при } n = 1 \quad (1 - x_1) [1 + Rp^2 / x_1] = m_1;$$

$$\text{при } n = 2 \quad (1 - x_2) [x_1 + Rp^2 / x_1 x_2] = m_2;$$

$$\dots$$

$$\text{при } n \quad (1 - x_n) \left[\prod_{i=1}^{n-1} x_i + Rp^2 / \left(x_n \prod_{i=1}^{n-1} x_i \right) \right] = m_n; \quad (3)$$

Каждое из полученных выражений (3) представляет алгебраическое уравнение второго порядка относительно x_n .

Таким образом, в результате выполненных преобразований получена рекуррентная последовательность квадратных уравнений относительно введённых переменных x_n

$$x_n^2 a_n + x_n (b_n + Rp^2 - a_n^2) - Rp^2 = 0$$

с решением

$$x_n = \sqrt{\left(\frac{b_n + Rp^2 - a_n^2}{2a_n^2} \right)^2 + \frac{Rp^2}{a_n^2}} - \frac{b_n + Rp^2 - a_n^2}{2a_n^2} = 1 - \alpha_n, \quad (4)$$

где использованы следующие обозначения для коэффициентов

$$a_n = \prod_{i=1}^{n-1} (1 - \alpha_i), \quad b_n = m_n \prod_{i=1}^{n-1} (1 - \alpha_i).$$

Решения (4) следует искать последовательно при $n = 1, 2, \dots, N$, поскольку каждое x_n зависит от всех предыдущих значений x_{n-1} .

Полученные коэффициенты связи α_n позволяют определить проводимость щели из соотношения

$$\alpha_n = \frac{g_n}{\left(1 + \frac{g_n}{2}\right)^2}$$

и обратное соотношение

$$g_n = 2 \left[\frac{1}{\alpha_n} (1 - \sqrt{1 - 2\alpha_n}) - 1 \right] \approx \alpha_n + \alpha_n^2 \quad (\text{при } \alpha_n \ll 1). \quad (5)$$

Значения g_n связаны с геометрией расположения излучателей на стенках волновода известными соотношениями [1] для каждого типа щелевых антенн.

Расчёты по приведенным формулам представлены на рис. 3 а, б для АР, состоящей из 130 излучающих элементов. Пунктирная кривая соответствует расчётам без учета затухания амплитуды вдоль АР, непрерывная кривая – с учётом затухания прямой и обратной волн при коэффициенте отражения на грузки в конце волновода $R = 1$.

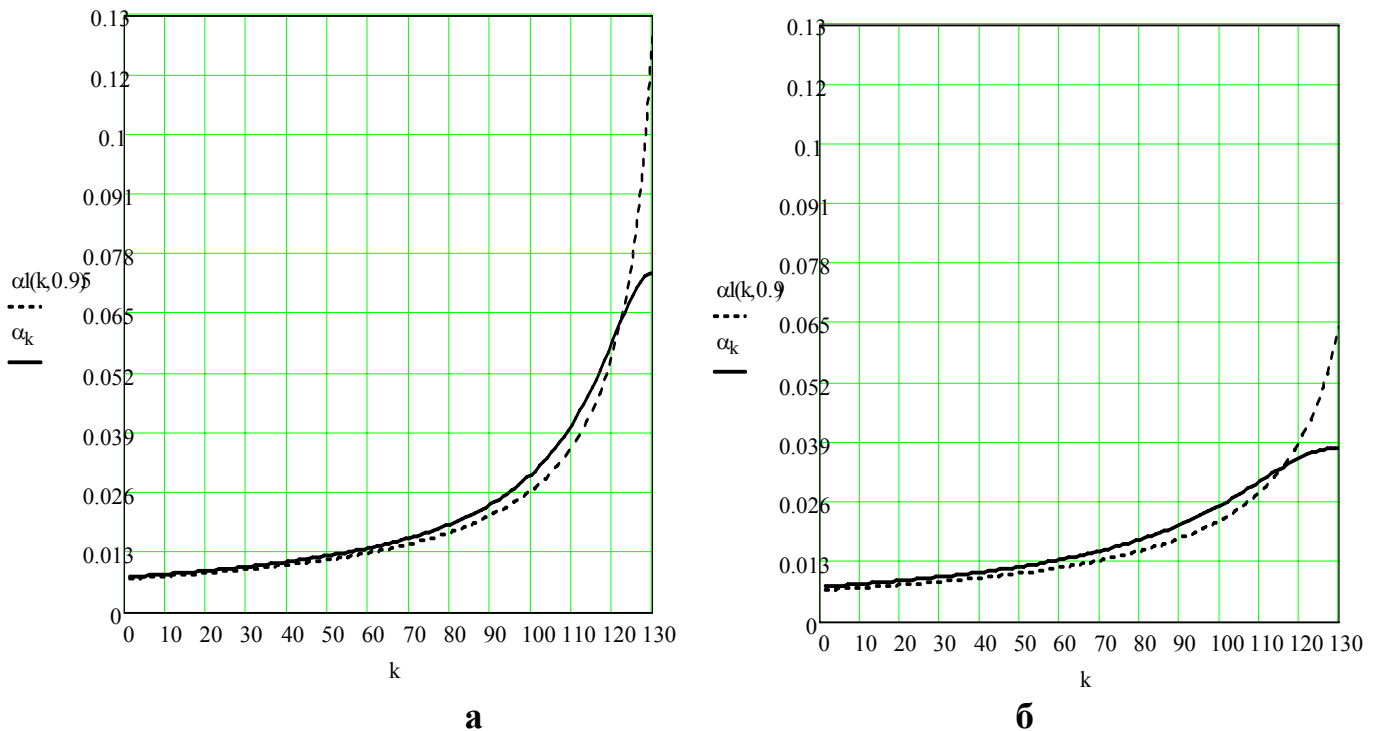


Рис. 3. Зависимость коэффициента связи $\alpha_l(k, R_k)$ от номера излучающего элемента при равномерном распределении амплитуд возбуждения вдоль АР; **а** – $p = 0.05$; **б** – $p = 0.1$ – для нормированной мощности после N -го элемента.

Из графиков видно, что учёт затухания и обратной волны приводит к существенным изменениям коэффициента связи для обеспечения равномерного

возбуждения, особенно для элементов АР второй половины (в рассмотренном случае при $n > 60$), что в свою очередь должно соответствовать изменению проводимостей и координат расположения щелей на стенках волновода. Несколько последних элементов АР при этом имеют значительные отличия от расчётов приближенным методом.

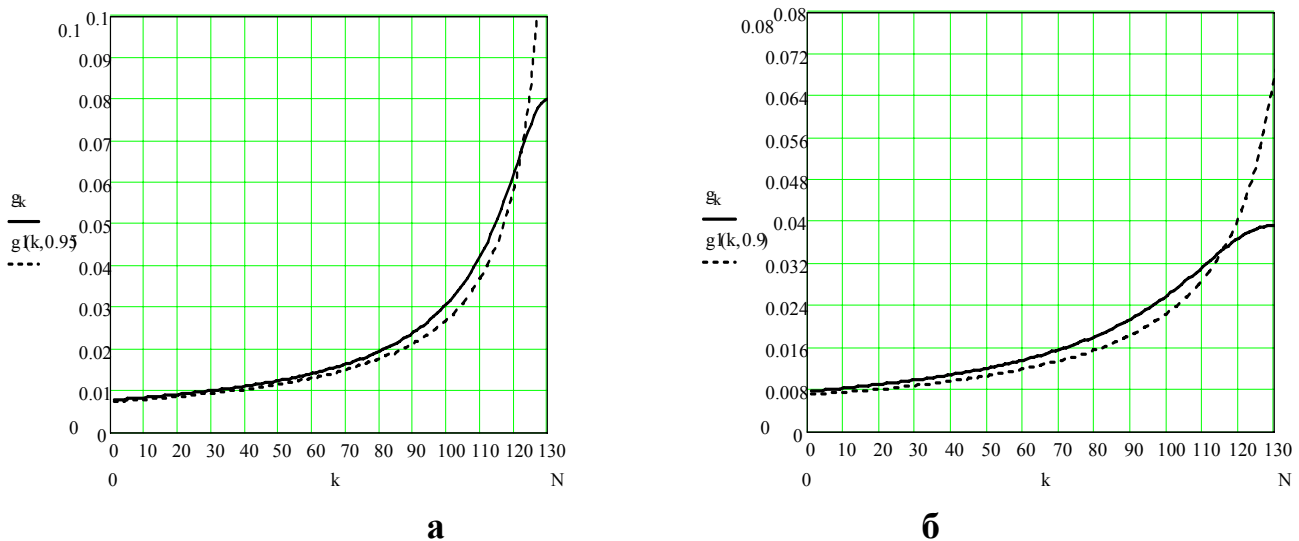


Рис. 4. Распределение проводимостей вдоль АР при равномерном распределении амплитуд возбуждения; **а** – $p = 0.05$; **б** – $p = 0.1$ – для нормированной мощности после N -го элемента.

На рис. 4 представлены зависимости нормированной проводимости щелей от номера элемента АР, полученные без учёта (пунктир) и с учетом (непрерывная кривая) затухания прямой и обратной волн вдоль волновода.

Таким образом, предлагаемый расчёт с помощью рекуррентных формул позволяет учитывать влияние обратной волны, отражаемой конечной нагрузкой линейной АР, и рассчитать последовательно проводимости всех излучающих элементов. Для этого следует задать требуемое распределение амплитуды возбуждения, либо относительной излучаемой мощности m_n для каждой щели ($1 \leq n \leq N$). Затем с помощью формул (3) – (5) производятся последовательно вычисления коэффициентов связи α_n и проводимости g_n для каждого излучателя.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование антенно-фидерных устройств. –М.-Л.: Энергия, 1966. – с 648.
2. Кюн Р. Микроволновые антенны. (Антенны сверхвысоких частот). –Л. Судостроение, 1967. – с. 520.
3. Антенны и устройства СВЧ: Проектирование фазированных антенных решёток. / Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1981. – с. 430.
4. Евстропов Г.А., Царанкин С.А. Исследование волноводно-щелевых антенн с идентичными резонансными излучателями. // Радиотехника и электроника, 1965, № 9, с.1663-1670.