

Система продольных щелей в прямоугольном волноводе с диэлектрическим слоем, параллельным его узким стенкам

А. А. Ляховский, Л. П. Яцук, А. Ф. Ляховский

*Харьковский национальный университет имени В. Н. Каразина,
пл. Свободы, 4, г. Харьков, 61077, Украина
E-mail: Andrey.A.Lyakhovsky@univer.kharkov.ua*

Статья поступила в редакцию 23 ноября 2009 г.

Исследованы характеристики нерезонансной линейной волноводно-щелевой решетки, образованной системой продольных щелей в прямоугольном волноводе с диэлектрическим слоем, параллельным его узким стенкам. Рассмотрен случай, когда замедленная волна в волноводе короче волны в свободном пространстве. Экспериментально проверена адекватность разработанной авторами математической модели реальным физическим процессам. Показано, что волноводно-щелевая решетка на базе волновода со слоем диэлектрика оказывается более широкополосной, чем волноводно-щелевая решетка той же электрической длины на базе полого волновода.

1. Введение

Волноводно-щелевые решетки (ВЩР) широко используются в наземных и бортовых радиолокационных, радиорелейных, радионавигационных системах [1-3]. При ориентации главного максимума диаграммы направленности (ДН) по нормали к плоскости ВЩР, и при отклонении его на некоторый угол от нормали, возникает опасность появления интерференционных максимумов высших порядков. Чтобы избежать появления этих максимумов, расстояние между щелями уменьшают разными способами. Один из них – использование волноводов П-образной формы [1-3], другой – замедление волны в волноводе путем введения в него диэлектрической вставки. В обоих случаях увеличивается критическая длина волны основного типа, что позволяет уменьшить поперечный размер волновода и, как следствие, уменьшить расстояния между излучателями в соседних линейных решетках. Замедление волны в волноводе позволяет сблизить излучатели в пределах одной линейной решетки. Симметричное заполнение

волновода слоем диэлектрика, размещаемым параллельно узким стенкам волновода, расширяет рабочую полосу частот волновода, меняет структуру поля в нем, приводит к изменению резонансных частот и энергетических характеристик щелей [4]. Это может быть использовано для управления параметрами ВЩР.

В ВЩР с продольными щелями, прорезанными в шахматном порядке в широкой стенке волновода с диэлектрическим слоем, при достаточно больших замедлениях волны возникает ситуация, когда области расположения соседних щелей в продольном направлении частично перекрываются.

Точность моделирования характеристик ВЩР, как известно [5-8], существенно зависит от учета взаимодействия между щелями во внутреннем и внешнем пространствах.

Целью настоящей работы является исследование характеристик линейной ВЩР с учетом взаимодействия продольных щелей в случае, когда области расположения соседних щелей вдоль оси волновода частично перекрываются.

2. Постановка и решение задачи

Рассматривается система из N продольных излучающих щелей в прямоугольном волноводе сечением $a \times b$ с диэлектрическим заполнением без потерь. Общий вид системы показан на рис. 1. Заполнение полагается трехслойным с размерами слоев a_1, a_2, a_3 , и с диэлектрическими проницаемостями $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$, слои располагаются параллельно узким стенкам волновода. Проводимость стенок волновода полагается идеальной. Излучающие узкие продольные щели длиной L_v и шириной d_v ($L_v/d_v \leq 0.1$) прорезаны в шахматном порядке в верхней широкой стенке волновода. Волновод возбуждается в сечении $z=0$ волной основного типа LE_{10} единичной амплитуды. Области расположения соседних щелей вдоль оси z на интервале $z_{v+1} \leq z \leq z_v + L_v$ могут пересекаться. Требуется определить амплитуды возбуждения щелей V_v данной линейной ВЦР.

Вектор электрического поля в каждой из щелей аппроксимировался набором векторных координатных функций \vec{e}_q . Вектор магнитного поля $\vec{H}^i(\vec{e}_q)$, возбужденного каждой щелью в волноводе в области расположения самой щели ($z_v \leq z \leq z_v + L_v$) и за ее пределами ($z < z_v, z > z_v + L_v$), определялся методом разложения его по собственным волнам [9]. В [10] этот метод был модифицирован с целью получения решения, более пригодного для расчетов. В области расположения щели, рассеян-

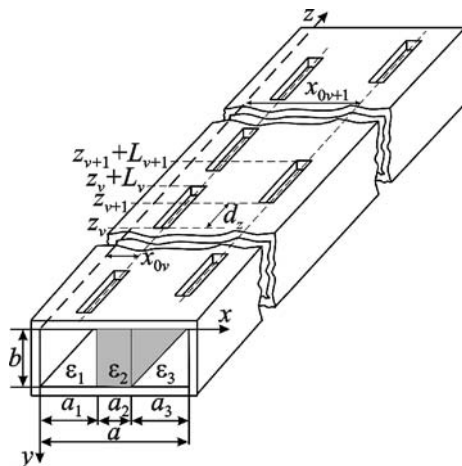


Рис. 1. Общий вид системы щелей

ное поле представлялось в виде разложения в ряд по собственным волнам LE - и LM -типа и потенциальным функциям P волновода с трехслойным диэлектрическим заполнением [10]. С учетом толщины стенки волновода условие непрерывности касательных составляющих магнитных полей на внутренней и внешней поверхностях каждой щели описывалось двумя уравнениями. Поле на каждой щели аппроксимировалось одним полупериодом синусоидальной функции. Для N щелей методом Галеркина была получена система из $2N$ линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). Идея получения такой СЛАУ была изложена в [11], где данный метод назван методом наведенных магнитодвижущих сил (МДС).

В нашем случае СЛАУ выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \sum_{v=1}^N V_v (Y_{\mu,v}^i + Y_{\mu,v}^v \delta_{\mu,v}) + V_{\mu'} Y_{\mu,\mu'}^v = F_{\mu}, \\ V_{\mu'} Y_{\mu,\mu'}^v + \sum_{v'=1}^N V_{v'} (Y_{\mu',v'}^e + Y_{\mu',v'}^v \delta_{\mu',v'}) = 0, \end{cases}$$

$\mu = 1, \dots, N; \mu' = 1, \dots, N.$

Здесь индексы μ, v использованы для нумерации внутренних поверхностей щелей, а индексы μ', v' – для внешних поверхностей щелей; $Y_{\mu,v}^i$ – внутренние собственные ($\mu = v$) и взаимные ($\mu \neq v$) проводимости продольных щелей в трехслойном волноводе; $Y_{\mu,v}^v$ – собственные ($\mu = v$) и взаимные ($\mu \neq v$) проводимости щелей в резонаторах, образованных полостями щелей в стенке волновода [12]; $Y_{\mu',v'}^e$ – внешние собственные ($\mu' = v'$) и взаимные ($\mu' \neq v'$) проводимости щелей [13]; F_m – магнитодвижущая сила на продольной щели.

В методе МДС взаимодействие между щелями внутри волновода учитывается с помощью взаимной внутренней проводимости:

$$Y_{\mu,v}^i = \sum_{n=1}^N \sum_{r=0}^R Y_{\mu,v,m}^{iLE} + \sum_{n=0}^N \sum_{r=1}^R Y_{\mu,v,m}^{iLM} + \sum_{n=0}^N \sum_{r=0}^R Y_{\mu,v,m}^{iP}$$

Здесь r – номер корня соответствующего дисперсионного уравнения, n – число полуволн в волноводе вдоль оси y .

Функции $Y_{\mu,v,m}^{iLE}, Y_{\mu,v,m}^{iLM}, Y_{\mu,v,m}^{iP}$ имеют вид:

$$Y_{\mu, \nu, m}^{iLE} = \frac{(\gamma_m^{LE})^2 \alpha_{1,r}^{LE} \alpha_{3,r}^{LE} I^{LE}(z) C_m^{LE}}{\left[(\pi/L_\nu)^2 - (\gamma_m^{LE})^2 \right] N_m^{LE}} \times$$

$$\times f_\mu^{LE}(\alpha_{1,r}^{LE}) f_\nu^{LE}(\alpha_{3,r}^{LE}),$$

$$Y_{\mu, \nu, m}^{iLM} = \frac{-(\omega \kappa_n)^2 \varepsilon_1 \varepsilon_3 I^{LM}(z) C_m^{LM}}{\left[(\pi/L_\nu)^2 - (\gamma_m^{LM})^2 \right] N_m^{LM}} \times$$

$$\times f_\mu^{LM}(\alpha_{1,r}^{LM}) f_\nu^{LM}(\alpha_{3,r}^{LM}),$$

$$Y_{\mu, \nu, m}^{iP} = \frac{-(1 - \delta_{0n}) F C^P}{i \omega \mu_0 b \Lambda^P} f_\mu^P(\alpha_{1,r}^P) f_\nu^P(\alpha_{3,r}^P),$$

где

$$I^T(z) = 2i\gamma_m^T F +$$

$$+ \frac{\pi (\pi/L_\mu) B^T e^{-i\gamma_m^T d_z} + 2i\gamma_m^T \sin(\pi(L_\nu - d_z)/L_\mu)}{L_\nu (\pi/L_\nu)^2 - (\gamma_m^T)^2},$$

$$F = 0.5 \left[(L_\nu - d_z) \cos(\pi d_z/L_\nu) + \frac{L_\nu}{\pi} \sin(\pi d_z/L_\nu) \right],$$

$$B^T = 1 + e^{-i\gamma_m^T L_\nu} e^{2i\gamma_m^T d_z} + e^{-i\gamma_m^T L_\mu} + e^{-i\gamma_m^T (L_\nu - L_\mu)},$$

$$f_\eta^T(\alpha_{j,r}^T) = \cos \alpha_{j,r}^T x_{0\eta} \frac{\sin(0.5\alpha_{j,r}^T d_\eta)}{0.5\alpha_{j,r}^T d_\eta}.$$

Здесь γ_m^T – продольные волновые числа, определяемые из дисперсионных уравнений для LE -, LM -волн и потенциальных функций (индекс T принимает значения LM , LM или P); $\alpha_{j,r}^T = \sqrt{k^2 \varepsilon_j - (\gamma_m^T)^2} - \kappa_n^2$ – поперечное волновое число вдоль оси x в слое диэлектрика с номером $j = 1, 2, 3$, $\kappa_n = n\pi/b$; $k = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны в свободном пространстве; ω – круговая частота; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная константа; δ_{0n} – символ Кронекера; N_m^{LE} , N_m^{LM} – нормирующие множители, фигурирующие в условии ортогональности, для LE - и LM -волн; Λ^P – норма потенциальной функции; $d_z = z_\nu - z_\mu$ – расстояние между началами щелей вдоль оси z ; $\eta = \mu, \nu$ – номера взаимодействующих щелей; $x_{0\eta}$ – смещение щелей вдоль координаты x

(см. рис. 1); C^T – множители, появляющиеся при выводе дисперсионных уравнений, конкретный вид которых можно найти в [10].

Следует отметить, что при любом расположении щелей вдоль оси z выражение для взаимной внутренней проводимости $Y_{\mu, \nu}^i$ ($\mu \neq \nu$) включает слагаемые $Y_{\mu, \nu, m}^{iLE}$, $Y_{\mu, \nu, m}^{iLM}$ обусловленные взаимодействием двух щелей по LE - и LM -волнам. Если области расположения щелей вдоль оси z перекрываются хотя бы частично, в выражении для $Y_{\mu, \nu}^i$ необходимо учитывать третье слагаемое, которое описывает взаимодействие между соседними щелями по потенциальному полю на участке $z_{\nu+1} \leq z \leq z_\nu + L_\nu$. В случае, когда $\mu = \nu$, приведенные выражения описывают внутренние собственные проводимости продольных щелей в трехслойном волноводе.

Если области расположения щелей вдоль оси z не перекрываются, тогда для решения задачи лучше применять метод последовательных приближений [14], в котором используются только собственные проводимости и магнитодвижущие силы щелей.

3. Результаты исследования

На основе полученного решения была разработана программа расчета характеристик нерезонансной линейной ВЩР. Исследования проводились для линейных решеток с идентичными щелями. Такие решетки представляют собой практический интерес в виду простоты изготовления, а также по той причине, что коммутацией возбуждения антенны можно добиться увеличения сектора сканирования вдвое. В расчетах распределение электрического поля вдоль щелей аппроксимировалось одним полупериодом синусоидальной функции. Полагалось, что диэлектрическая проницаемость слоев, прилегающих к узким стенкам волновода равна $\varepsilon_1 = \varepsilon_3 = 1$, а средний диэлектрический слой с $\varepsilon > 1$ расположен симметрично. С целью уменьшения уровня дальних боковых лепестков ДН [4] частичное диэлектрическое заполнение волновода выбиралось таким, чтобы замедление основной волны LE_{10} в диапазоне частот, соответствующем одномодовому режиму работы волновода, удовлетворяло условию $\lambda/\lambda_g > 1$ (λ_g – длина волны

в волноводе). При этом области расположения соседних щелей приблизительно полуволновой длины частично перекрываются вдоль оси z . Важно было выяснить, насколько верно разработанная математическая модель описывает реальные физические процессы. С этой целью была проведена экспериментальная проверка полученных расчетных результатов.

Исследовалась линейная ВЦР на базе волновода с размерами 23×10 мм. Диэлектрическая проницаемость слоя $\epsilon_2 = 5$, его толщина $a_2 = 1.8$ мм. Замедление основной волны при таком заполнении изменялось от 1 до 1.25 в полосе частот $7.6 \leq f \leq 11.55$ ГГц.

Расстояние d_z между соседними щелями одинаковой длины $l = 16.5$ мм выбиралось равным $0.5\lambda_{g0} = 10$ мм. Длина волны $\lambda_{g0} = 20$ мм в волноводе с указанным слоем соответствовала частоте $f_0 = 11.53$ ГГц, на которой щели возбуждаются синфазно. Диапазон частот в расчетных и экспериментальных исследованиях был ниже частоты 11.53 ГГц, на которой главный максимум ДН направлен по нормали к решетке. Отметим, что частота f_0 находится вблизи критической частоты $f_{c2} = 11.55$ ГГц волны LE_{11} . Длина щелей была выбрана таким образом, чтобы при смещении щелей от узких стенок волновода на $x_0 = 6$ мм их резонансная частота $f_p = 9.1$ ГГц находилась приблизительно в середине рассматриваемого диапазона частот. ДН в H -плоскости линейной решетки из 15 щелей на частотах 8.0, 9.2 и 10.4 ГГц показаны на рис. 2.

Зависимость угла отклонения максимума ДН θ_m от нормали к оси линейной решетки от частоты представлена на рис. 3, где отрицательным углом θ_m соответствует поворот луча ДН в сторону генератора ($z = 0$). Из приведенных на рис. 2 и рис. 3 зависимостей видно, что результаты расчета ДН и θ_m хорошо согласуются с экспериментальными данными. Различие между расчетными и экспериментальными ДН по углу поворота находится в пределах точности юстировки решетки, которая составляла примерно $\pm 2^\circ$.

Исследовались также параметры рассеяния данной решетки – коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) на входе и коэффициент ослабления (коэффициент прохождения по мощности $|\Gamma_{12}|^2$) на выходе. Макси-

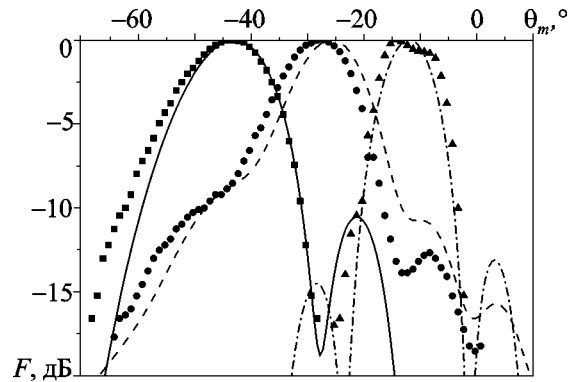


Рис. 2. Диаграммы направленности: расчет (—) и эксперимент (■) при $f = 8$ ГГц; расчет (---) и эксперимент (●) при $f = 9.2$ ГГц; расчет (-.-) и эксперимент (▲) при $f = 10.4$ ГГц

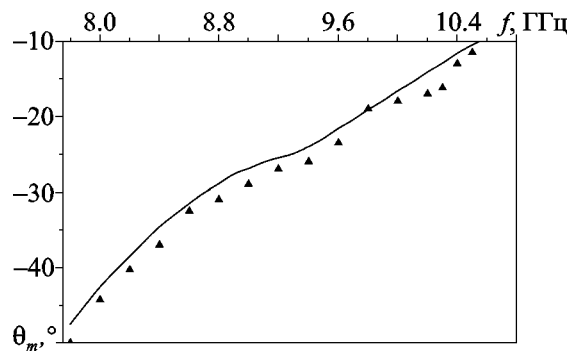


Рис. 3. Частотная зависимость угла поворота главного максимума ДН: расчет (—) и эксперимент (▲)

имальные значения КСВН в выбранном диапазоне волн оказались равными 1.28 (эксперимент) и 1.22 (расчет).

Сравнение экспериментальных и расчетных значений коэффициента прохождения, представленных на рис. 4, подтверждают хорошее взаимное соответствие этих частотных зависимостей. Таким образом, результаты проведенных исследований подтверждают возможность аппроксимации распределения поля вдоль идентичных продольных щелей, области расположения которых вдоль оси z частично перекрываются, полупериодом функции синуса. Такая аппроксимация обеспечивает достоверные расчетные характеристики ВЦР на основе вол-

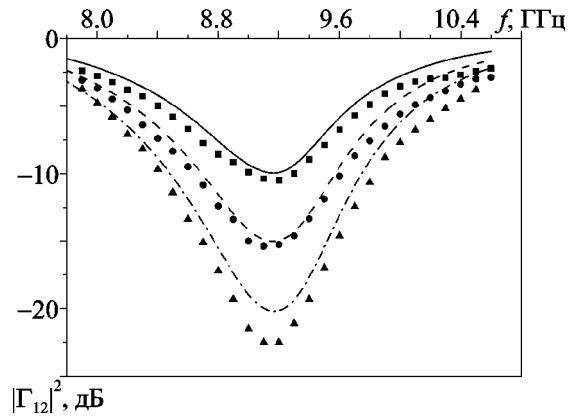


Рис. 4. Частотные зависимости коэффициентов прохождения линейных ВЩР с разным числом щелей: расчет (—) и эксперимент (■) при $N = 7$; расчет (---) и эксперимент (●) при $N = 11$; расчет (-.-) и эксперимент (▲) при $N = 15$

новода со слоем диэлектрика в полосе $\pm 13\%$ относительно резонансной частоты щели f_p . Можно надеяться, что и при других геометрических и электрических параметрах системы разработанная модель обеспечит правильное описание физических процессов в ВЩР рассматриваемого типа. Практический интерес представляет исследование коэффициента усиления (КУ) решетки G_m . Он учитывает одновременно характер ДН антенны, ее коэффициент направленного действия (КНД) и коэффициент излучения по мощности W_Σ :

$$G_m = D_m W_\Sigma.$$

Здесь D_m – КНД в максимуме ДН ВЩР. Разработчиков, как правило, интересует максимально возможный КУ антенны при ее минимальных габаритах, а также равномерность поведения КУ в диапазоне частот сканирования. Это значит, что коэффициент излучения антенны должен стремиться к единице, а КНД должен иметь большое значение. Это противоречивые требования. С одной стороны, щели в составе ВЩР должны быть достаточно сильно излучающими, чтобы обеспечить эффективность излучения антенны в целом. С другой стороны, чем сильнее излучают щели, тем более спа-

дающим становится распределение амплитуд поля на щелях вдоль антенны, что уменьшает эффективную длину антенны и ее КНД. Поэтому здесь нужен компромисс.

Поведение коэффициента излучения по мощности W_Σ , КНД D_m и КУ G_m линейной решетки в диапазоне частот для различного числа щелей хорошо иллюстрируется данными, представленными на рис. 5, а, б, в соответственно. Видно, что для ВЩР с 7 и 11 щелями даже на резонансной частоте $f_p \approx 9.1$ ГГц коэффициент излучения по мощности не достигает значения $W_\Sigma = 1$. Но при $N = 15, 20, 30$ коэффициент излучения уже практически равен 1. Однако КНД на этой частоте значительно уменьшается. Степень уменьшения КНД линейной ВЩР можно оценить, сравнив его с КНД непрерывной линейной системы излучателей D_{m0} такой же электрической длины с постоянным амплитудным распределением. На примере ВЩР с $N = 30$ это показано на рис. 5, б. В окрестности резонансной частоты амплитудное распределение (АР) решетки становится быстро спадающим, что приводит к расширению главного лепестка ДН, исчезновению нулевых значений ближних боковых лепестков и, как следствие, к уменьшению КНД. Это подтверждает, например, ДН ВЩР с $N = 15$ ($f = 9.2$ ГГц), представленная на рис. 2. По мере отхода от резонансной частоты КНД растет, значительно всего при $N = 30$. Чем короче антенна, тем меньше изменяется в диапазоне частот характер АР и, соответственно, КНД (см. рис. 5, б, $N = 11, 7$). В результате для $N = 15 \div 20$ КУ ведет себя в рассматриваемом диапазоне частот наиболее равномерно, приближаясь по уровню к КНД излучающей системы с постоянным АР.

Наибольший интерес представляет сравнение характеристик сканирующих ВЩР на базе полого волновода и волновода с замедляющей структурой внутри в виде слоя диэлектрика. Характер зависимости G_m от частоты определяется, кроме всего прочего, тем, на какой частоте резонируют одиночные щели, входящие в состав решетки. На рис. 6, а, б представлены результаты расчета энергетических характеристик W_Σ и G_m для двух вариантов решеток одинаковой длины: на базе волновода с диэлектрическим слоем ($\epsilon_2 = 10, a_2 = 1$ мм)

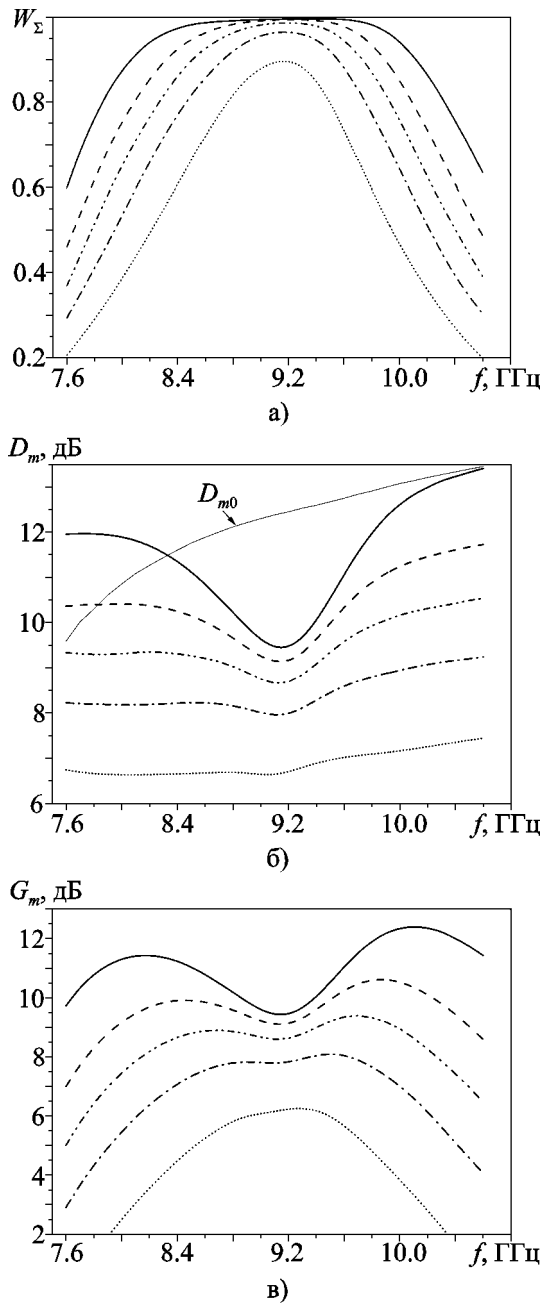


Рис. 5. Влияние числа щелей на энергетические и направленные характеристики линейной ВЩР на базе волновода с диэлектрическим слоем с параметрами $\epsilon_2=5$, $a_2=1.8$ мм: — — $N=30$; ---- — $N=20$; -.-.- — $N=15$; -.- — $N=11$; ... — $N=7$

и полого волновода. Решетка на базе волновода с диэлектрическим слоем содержала 36 щелей, а решетка на базе полого волновода – 21. Исследования проводились для двух значений

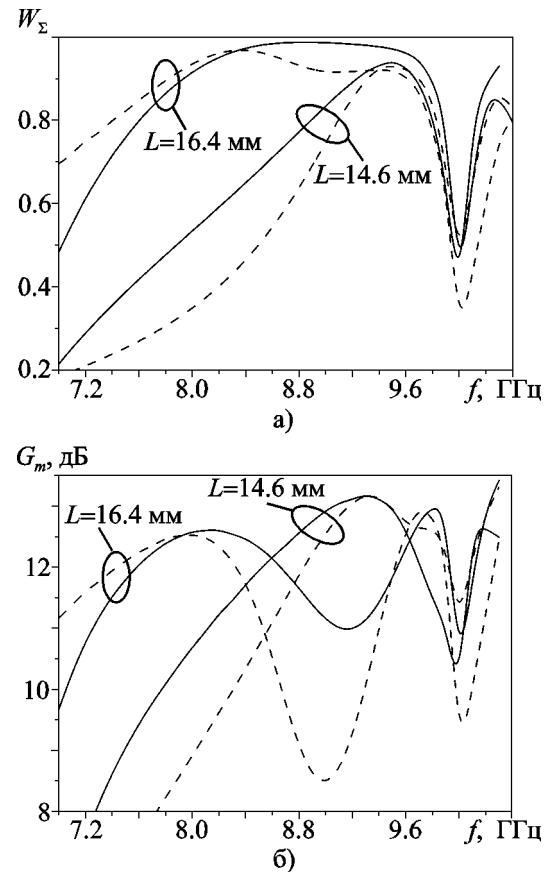


Рис. 6. Частотная зависимость коэффициента излучения (а) и КУ (б) линейных ВЩР одинаковой электрической длины: — — волновод с диэлектрическим слоем ($\epsilon_2=10$, $a_2=1$ мм); ---- — полый волновод

длины щелей: $L=16.4$ мм и $L=14.6$ мм. Щели длиной $L=14.6$ мм резонируют, когда максимум ДН направлен по нормали, $f_p=10$ ГГц, а щели длиной $L=16.4$ мм на частоте $f_p=9$ ГГц. Видно, что поведение W_Σ и G_m в рассматриваемом диапазоне частот существенно зависит от выбора длины щелей. Энергетические параметры решетки на базе волновода с диэлектриком в случае $L=16.4$ мм ведут себя более равномерно, чем в случае $L=14.6$ мм. Это значит, что специальным выбором длины щелей можно добиться явного улучшения характеристик сканирующей антенны. Из сравнения кривых на рис. 6 следует, что антенна на базе волновода с диэлектриком имеет явные преимущества перед антенной на базе полого волновода.

В результате проведенных исследований было выяснено, что для ВЦР с $N = 30, 40$ можно добиться того, чтобы КУ изменялся не более чем на 1 дБ в рассматриваемой полосе частот при отклонении максимума ДН в секторе углов от -2° до -45° (см. рис. 7). При этом КУ отличается от КНД линейной системы с постоянным амплитудным распределением не более чем на 1.5 дБ. Для этого слой диэлектрика надо выбирать таким, чтобы замедление волны основного типа изменялось в пределах $1.6 \geq \lambda/\lambda_g \geq 1.3$ (области расположения соседних щелей сильно перекрываются). Кроме того, выбором параметров частичного диэлектрического заполнения, частоты f_0 , длины щелей, их смещения x_{0v} полосу частотного сканирования можно перенести в рабочий диапазон волновода с большим поперечным размером. Например, как видно из рис. 7, ВЦР на базе волновода сечением 23×10 мм со слоем диэлектрика с $\epsilon_2 = 10$, $a_2 = 2$ мм и щелями длиной $L = 21$ мм работает в частотном диапазоне волновода сечением 35×15 мм.

4. Заключение

1. Решена задача возбуждения системы продольных щелей в прямоугольном волноводе с диэлектрическим слоем, параллельным

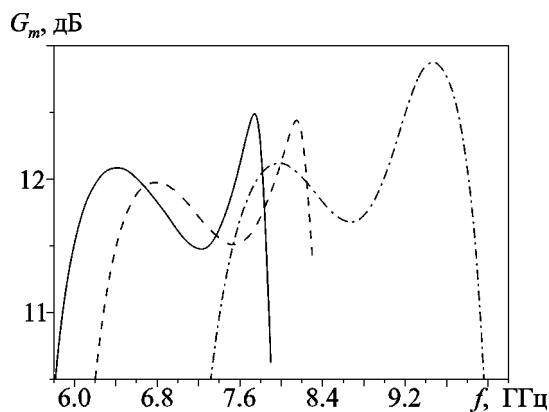


Рис. 7. Частотная зависимость КУ линейной ВЦР при $N = 40$, $\epsilon_2 = 10$, $x_0 = 6$ мм: — — $L = 21.5$ мм, $a_2 = 2$ мм; - - - — $L = 19.5$ мм, $a_2 = 1.5$ мм; - · - — $L = 16.4$ мм, $a_2 = 1.5$ мм

его узким стенкам. В решении учитывается взаимодействие между щелями во внутреннем и внешнем пространстве. Внутреннее взаимодействие учитывает и случай, когда области расположения соседних щелей вдоль оси волновода частично перекрываются.

2. Расчеты проведены в приближении распределения электрического поля вдоль щелей в виде полупериода синусоидальной функции. Экспериментально подтверждено, что такая аппроксимация поля на идентичных продольных щелях обеспечивает достоверные расчетные характеристики ВЦР на основе волновода со слоем диэлектрика в полосе $\pm 13\%$ относительно резонансной частоты щели.

3. ВЦР на базе волновода с диэлектрическим слоем по сравнению с ВЦР на базе полого волновода оказывается более широкополосной.

4. Для ВЦР с числом щелей $N = 30, 40$ (электрическая длина решетки порядка $10 \div 12$ длин волн) в случае, когда замедление волны основного типа изменяется в пределах $1.6 \geq \lambda/\lambda_g \geq 1.3$, выбором длины щелей можно добиться того, чтобы при частотном сканировании максимума ДН в секторе углов от -2° до -45° КУ антенны изменялся не более чем на 1 дБ.

5. Показано, что выбором диэлектрической проницаемости и толщины диэлектрического слоя, частично заполняющего волновод, можно существенно уменьшить поперечные размеры линейной ВЦР без ухудшения энергетических характеристик.

Подобные линейные ВЦР могут быть использованы при создании двумерных решеток с формированием лучей ДН в заданном направлении, а также ВЦР с возможностью сканирования в двух плоскостях в широком секторе углов без возникновения интерференционных максимумов высших порядков.

Литература

1. Ando M., Hirokawa J., Yamamoto T., Akiyama A., Kimura Y., Goto N. Novel Single-Layer Waveguides for High-Efficiency Millimeter-Wave Arrays // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 1998. — Vol. 46, No. 6. — P. 792-799.
2. Sestroretsky B. V., Prigoda B. A., Ivanov S. A., Drize M. A. Electrodynamic optimization of flat two-input anten-

- nas // Proc. of the 28 Moscow Int. Conf. on Antenna Theory and Technology. – Moscow. – 1998. – P. 284-290.
3. Wang W., Zhong Y.-M., Liang X.-L. A Broadband Slotted Ridge Waveguide Antenna Array // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2006. – Vol. 54, No. 8. – P. 2416-2420.
 4. Яцук Л. П., Ляховский А. Ф., Ляховский А. А. Закономерности частотного сканирования в волноводно-щелевых антеннах с продольным диэлектрическим слоем внутри волновода // Вісник Харківського університету. Радіофізика та електроніка. – 2000. – №467, вип. 1. – С. 27-30.
 5. Лось В. Ф., Космодамианская Н. С. Метод расчета амплитудно-фазового распределения поля в раскрытом волноводно-щелевой решетке с учетом внутреннего взаимодействия излучателей // Антенны. – 1974. – Вып. 20. – С. 24-32.
 6. Ершов Л. И., Кременецкий С. Д., Лось В. Ф. Электродинамика взаимовлияния в нерезонансных волноводно-щелевых решетках // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1978. – Т. 21, №2. – С. 48-54.
 7. Бахрах Л. Д., Ершов Л. И., Кременецкий С. Д., Лось В. Ф. Электродинамические факторы взаимной связи при проектировании волноводно-щелевых решеток // ДАН СССР. – 1978. – Т. 243, №3. – С. 314-317.
 8. Enneking A., Beyer R., Arndt F. Rigorous analysis of large finite waveguide-fed slot arrays including the mutual internal and external higher-order mode coupling // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. – 2000. – Vol. 1. – P. 74-77.
 9. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. – М.: Радио и связь, 1988. – 440 с.
 10. Яцук Л. П. Потенциальные функции в задаче возбуждения волновода с трехслойным диэлектриком продольным магнитным током // Радиофизика и электроника. – Харьков: Ин-т радиофизики и электроники НАН Украины. – 2001. – № 2-3. – С. 212-217.
 11. Фельд Я. Н., Бененсон Л. С. Антенно-фидерные устройства. Часть 2. – М.: Изд. ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1959. – 551 с.
 12. Яцук Л. П., Катрич В. А. Учет конечной толщины стенки волновода при расчете параметров крестообразной щели // Вестник Харьковского университета. Радиофизика и электроника. – 1975. – №138, вып. 4. – С. 52-56.
 13. Яцук Л. П. Взаимная проводимость произвольно ориентированных щелей в бесконечном плоском идеально проводящем экране // Радиотехника. – Харьков: ХТУРЭ. – 1997. – Вып. 102. – С. 41-46.
 14. Яцук Л. П., Блинова Н. К. Метод последовательных приближений расчета характеристик двумерной волноводно-щелевой решетки с учетом взаимной связи излучателей // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1990. – Т. 33, №1. – С. 18-22.

Система поздовжніх щілин у прямокутному хвилеводі з діелектричним шаром, паралельним його вузьким стінкам

**А. А. Ляховський, Л. П. Яцук,
А. Ф. Ляховський**

Досліджено характеристики нерезонансної лінійної хвилевідно-щілинної решітки, утвореної системою поздовжніх щілин у прямокутному хвилеводі з діелектричним шаром, паралельним його вузьким стінкам. Розглянуто випадок, коли довжина уповільненої хвилі у хвилеводі коротша за довжину хвилі у вільному просторі. Експериментально перевірена адекватність розробленої авторами математичної моделі реальним фізичним процесам. Показано, що хвилевідно-щілинна решітка на основі хвилеводу з шаром діелектрика є більш широкополосною, ніж хвилевідно-щілинна решітка тієї ж електричної довжини на основі порожнистого хвилеводу.

The System of Longitudinal Slots in a Rectangular Waveguide with Dielectric Layer Parallel to Its Narrow Walls

**A. A. Lyakhovsky, L. P. Yatsuk,
and A. F. Lyakhovsky**

Characteristics of non resonance linear slotted-waveguide array of a system of longitudinal slots in a rectangular waveguide with a dielectric slab parallel to its narrow walls are investigated. The case is considered when the deceleration wave is shorter than the one in free space. The adequacy to the real physical processes of our mathematical model was checked experimentally. It is shown that a slotted-waveguide array on the basis of a dielectric slab waveguide occurs more broadband than a slotted-waveguide array of the same electrical length and based on a hollow waveguide.