

УДК 621.396.677.75-408.8 С. А. СТЕШЕНКО

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины,  
ул. Ак. Проскуры, 12, г. Харьков, 61085, Украина  
E-mail: sergiy.steshenko@gmail.com

## СИНТЕЗ АНТЕННЫ ВЫТЕКАЮЩИХ ВОЛН ПО ЗАДАННОМУ РАСПРЕДЕЛЕНИЮ ПОЛЯ НА АПЕРТУРЕ

*Предложен алгоритм оптимизации заданного распределения поля на апертуре антенны вытекающих волн. Варьируемыми параметрами, управляющими распределением поля, являются глубины канавок и ширины ламелей отражательной решетки, рассеивающей поверхностную волну планарного диэлектрического волновода. Предложенный метод использует информацию об энергетических характеристиках изолированной канавки для получения начального приближения. Приведен пример оптимизации распределения поля типа “косинус на пьедестале”.*

*Ключевые слова:* антенна вытекающих волн, планарный диэлектрический волновод, синтез антенн

### 1. Введение

Плоскостные антенны, образованные планарным диэлектрическим волноводом (ПДВ) и отражательной решеткой (см. рис. 1) [1, 2], нашли широкое применение в радиолокационных системах [3], спутниковых системах связи [4], автомобильных радарах [5]. Преимуществами таких антенн являются планарность, высокий коэффициент усиления, возможность частотного сканирования, относительные простота и дешевизна изготовления. Однако их строгий анализ довольно сложен. Во многих приложениях электрический размер апертур рассчитываемых антенн настолько велик, что с их анализом не справляются коммерческие программные пакеты, основанные на сеточных методах. В этом случае возможно применение приближенных методов, использующих решение для бесконечной периодической решетки [6, 7]. Однако такая упрощенная модель не учитывает влияние краев решетки, не позволяет рассчитывать энергетику антенны и, кроме того, существенно ограничивает возможности оптимизации антенн, так как позволяет рассматривать лишь фрагменты периодических структур в качестве отражающей решетки.

В работе [8] была рассмотрена задача рассеяния поверхностной ТМ-волны ПДВ на конечном числе прямоугольных канавок, вырезанных на идеально проводящей поверхности. Для случаев конечного и нулевого зазора между ПДВ и идеально проводящей поверхностью были построены две модели на основе метода сингулярных интегральных уравнений и метода дискретных особенностей их решения. Изначально построенные модели по-

зволяли рассчитывать апертуры длиной до  $50\lambda_0$  ( $\lambda_0$  – длина волны в свободном пространстве). Увеличение апертуры приводило к сложностям расчета интегралов от сильно осциллирующих функций по полубесконечному интервалу. В работе [9] данное ограничение было снято применением метода Эйлера ускорения сходимости [10] к вычислению таких интегралов. Однако расчет занимал большое количество времени. Дальнейшее усовершенствование метода было достигнуто интерполяцией вычисляемых интегралов по заранее рассчитанным и сохраненным значениям в дискретной сетке, что ускорило алгоритм расчета в 60 раз. В результате был получен алгоритм, позволяющий эффективно рассчитывать антенны с апертурами длиной в несколько сотен длин волн. Расчет антенны с длиной апертуры в  $120\lambda_0$  на процессоре Intel Core 2 Duo (2 ГГц) занимает около 2 мин.

Несмотря на наличие такого эффективного метода, оптимизация реальных антенн остается сложной задачей ввиду большого количества параметров оптимизации. Применение эволюционных методов глобальной оптимизации, таких как генетические алгоритмы, метод роевых частиц и т. д., требует расчета прямой задачи при большом количестве наборов параметров. И их число тем больше, чем больше параметров оптимизации. Более эффективным подходом является применение метода наискорейшего спуска к некоторому начальному приближению.

Такой подход описан в настоящей работе. Процедура выбора начального приближения для заданного амплитудного распределения поля на апертуре основана на информации об энергетических характеристиках отдельных канавок. Кроме того,

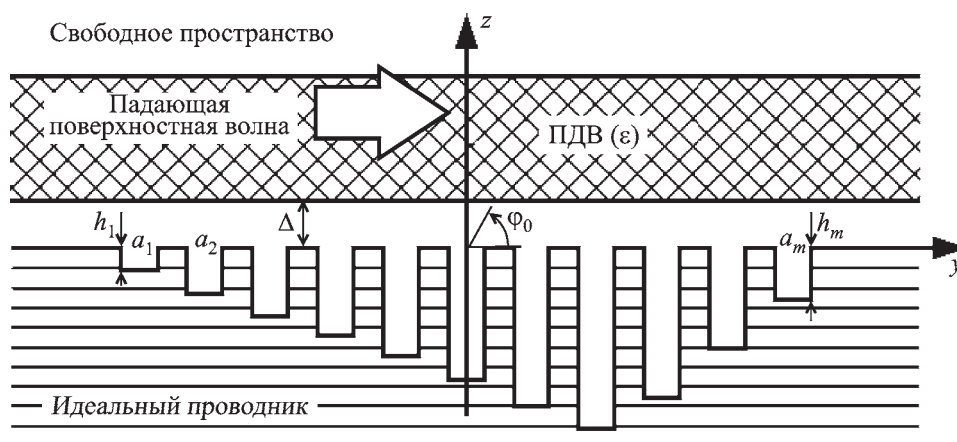


Рис. 1. Плоскостная антенна вытекающих волн

в работе выведена формула для определения значений периодов решетки, корректирующих фазовое распределение поля. Схожий подход применялся в [11] для оптимизации щелевой антенны с тем отличием, что начальное приближение в [11] получалось на основе дисперсионной характеристики вытекающей волны, поддерживаемой бесконечной периодической решеткой с ПДВ. В работе [11] отмечалась также необходимость подгонки значений периодов для корректировки фазового распределения поля, однако соответствующая формула не была приведена.

В качестве примера в представленной работе приведена процедура оптимизации антенны с распределением поля типа “косинус на пьедестале”.

## 2. Алгоритм синтеза антенны

Алгоритм состоит из четырех этапов. На первом этапе на основе дисперсионных характеристик решетки определяется необходимое значение ее периода, обеспечивающее максимум диаграммы направленности (ДН) антенны в требуемом направлении. На втором этапе путем подбора ширины и глубины канавок находится начальное приближение для профиля решетки, обеспечивающее амплитудное распределение, близкое к заданному. На третьем этапе амплитудное распределение оптимизируется методом наискорейшего спуска на основе полученного начального приближения. На заключительном четвертом этапе оцениваются и корректируются фазовые искажения распределения поля. В качестве иллюстрирующего примера описана процедура оптимизации антенны со

следующими параметрами:  $\lambda_0 = 3$  мм,  $\varepsilon = 2.56$  – относительная диэлектрическая проницаемость материала ПДВ (полистирол),  $a = 1.2$  мм – толщина ПДВ,  $\Delta = 0.5$  мм – размер зазора между ПДВ и решеткой.

### 2.1. Выбор периода

При слабой связи между ПДВ и решеткой направление максимума ДН с хорошей точностью определяется формулой для угла излучения  $-1$ -й гармоники бесконечной периодической решетки [2]

$$\varphi_0 = \arccos\left(\lambda_0 \left(\frac{\beta_0}{2\pi} - \frac{1}{l}\right)\right),$$

где  $l$  – период решетки,  $\beta_0$  – постоянная распространения поверхностной волны ПДВ.

Точнее это направление может быть определено из дисперсионных зависимостей для бесконечной периодической решетки в присутствии ПДВ или же из решения задачи рассеяния на конечной решетке. Последний подход использовался в настоящей работе. В результате получено значение периода  $l = 2.01$  мм, обеспечивающее максимум ДН в направлении  $\varphi_0 = 100^\circ$ . Так как в процессе оптимизации значения периодов будут меняться, то можно выбрать размер периода вблизи этого значения, например  $l = 2$  мм.

### 2.2. Начальное приближение для заданного амплитудного распределения поля на апертуре антенны

Пусть величины  $t_i$  и  $r_i$  определяют коэффициенты прохождения и отражения по мощности основ-

ной волны ПДВ, а  $p_i$  – коэффициент отбора мощности для изолированной канавки с номером  $i$ . Для получения начального приближения рассмотрим приближенную модель, пренебрегая коэффициентом отражения и взаимодействием между канавками. Эта модель будет точнее, если изначально подобрать ширину канавки таким образом, чтобы ее коэффициент отражения был минимальным в предполагаемом интервале изменения глубин канавок. Тогда можно считать, что  $t_i = 1 - p_i$ .

На рис. 2 представлены зависимости коэффициентов отражения  $r$  и отбора  $p$  для одной канавки в зависимости от ее ширины  $d$  при разных значениях глубины  $h$ . Канавка возбуждается основной поверхностной волной ПДВ с описанными выше параметрами. Результаты получены с помощью модели, представленной в работе [8]. При значении ширины канавки  $1.25 \text{ мм} \leq d \leq 1.5 \text{ мм}$  и  $h \leq 0.9 \text{ мм}$  коэффициент отражения не превосходит  $-30 \text{ дБ}$ . Кроме того, обеспечивается достаточно широкий интервал изменения коэффициента отбора  $p$  при изменении глубины канавки, что важно для оптимизации требуемого распределения поля. Вертикальной линией ( $d = 1.5 \text{ мм}$ ) на графике отмечена выбранная ширина канавки.

Для оптимизации амплитудного распределения поля рассмотрим компоненту  $E_y(y_i, z_0)$  в дискретном наборе точек  $(y_i, z_0)$ ,  $i = 1, 2, \dots, m$ , расположенных на некотором расстоянии  $z_0$  над центром каждой канавки  $(y_i, 0)$ . Это расстояние должно быть достаточно большим, чтобы не проявились особенности на ребрах решетки.

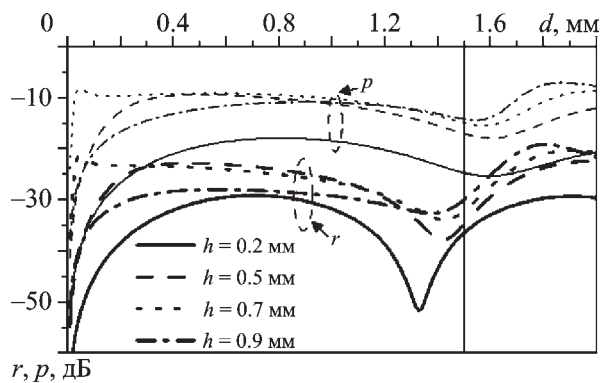


Рис. 2. Зависимости коэффициента отражения  $r$  (жирные линии) и коэффициента отбора  $p$  (тонкие линии) для одной канавки в зависимости от ее ширины  $d$  при разных значениях ее глубины  $h$

Предлагаемый алгоритм основан на предположении, что квадрат амплитуды поля над апертурой  $f_i = |E_y(y_i, z_0)|^2$  пропорционален мощности излучения ближайшей канавки с номером  $i$ . Обозначим через  $P_i$  мощность волны, падающей на  $i$ -ю канавку. Таким образом,

$$f_i = Cp_i P_i, \tag{1}$$

где  $C$  – некоторая константа.

Если мощность поверхностной волны, падающей на первую канавку,  $P_1$ , то согласно приближенной модели, используя метод математической индукции, получаем

$$\begin{aligned} P_2 &= P_1 - p_1 P_1, \\ P_i &= P_{i-1} - p_{i-1} P_{i-1} = P_{i-1}(1 - p_{i-1}) = \\ &= \prod_{n=1}^{i-1} (1 - p_n) P_1 = \prod_{n=1}^{i-1} t_n P_1. \end{aligned} \tag{2}$$

Величина

$$P_{m+1} = \prod_{n=1}^m t_n P_1 = T P_1, \tag{3}$$

где  $T$  – коэффициент прохождения по мощности для всей решетки, характеризует мощность энергии прошедшей поверхностной волны диэлектрического волновода после рассеяния на всех  $m$  канавках решетки.

Как найти коэффициенты отбора  $p_i$ , обеспечивающие в рамках приближенной модели распределение поля  $f_i$ ? Для этого зададим допустимое значение для коэффициента прохождения  $T$ . Тогда из (1) и (2) получаем

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^m f_n &= C \sum_{n=1}^m p_n P_n = C \sum_{n=1}^m (P_n - P_{n+1}) = \\ &= C(P_1 - P_{m+1}) = C(1 - T)P_1. \end{aligned}$$

Таким образом,

$$C = \frac{1}{(1 - T)P_1} \sum_{n=1}^m f_n. \tag{4}$$

Из (1), (2), (4) находим

$$p_i = \frac{1 - T}{\prod_{n=1}^{i-1} (1 - p_n)} \frac{f_i}{\sum_{n=1}^m f_n}, \quad i = 1, 2, \dots, m. \tag{5}$$

Заметим, что  $p_i$  не зависят от максимального значения  $f_i$  и полностью определяются нормированным на максимум требуемым распределением поля  $f_i$  и заданным коэффициентом прохождения  $T$ .

Значение  $T$  не может быть равно нулю, так как тогда, в силу (3), хотя бы одно значение  $t_i$  также должно равняться нулю, откуда  $p_i = 1$ , а максимально достижимое значение коэффициента отбора для одной канавки  $\max p$  меньше 1. При этом существует минимальное значение  $T$ , для которого все  $p_i \leq \max p$ . Именно это или несколько большее значение рекомендуется выбирать для коэффициента прохождения  $T$  в (5).

Зная  $p_i$  для каждой канавки, можем определить ее глубину.

Приведем пример решения задачи оптимизации распределения типа “косинус на пьедестале”

$$E_y(y, z_0) = f_0(y) = [0.1 + 0.9 \cos(\pi y/L)] e^{i\beta_{-1} y}, \quad (6)$$

с помощью решетки из 183 канавок. Здесь  $L = 182l + d$  – ширина апертуры антенны,  $\beta_{-1}$  – фазовая постоянная  $-1$ -й пространственной гармоники решетки. Выберем период решетки в соответствии с желаемым направлением максимума ДН  $\phi_0 = 100^\circ$  равным  $l = 2$  мм, а ширину канавки для минимизации коэффициента отражения равной  $d = 1.5$  мм.

Используя описанную выше процедуру, получаем в качестве начального приближения профиль решетки, в котором глубины канавок изменяются от 0.03 до 0.87 мм. Он изображен на нижней панели рис. 3, а. Допустимая мощность прошедшей энергии задавалась равной  $T = 4.3$  %.

На рис. 3, а штрихпунктирной линией представлено также нормированное распределение поля на высоте 18 мм над апертурой, рассчитанное с помощью полноволновой модели [8], в сравнении с требуемым распределением (6), изображенным пунктирной линией. На рис. 3, б штрихпунктирной линией изображено отклонение (в процентах) нормированных на максимум рассчитанных значений амплитуды поля  $E_y$  на высоте 18 мм над решеткой, от распределения типа “косинус на пьедестале” (6)

$$\delta E_y = 100 \left| \frac{|E_y(y, z_0)|}{\max_{-L/2 \leq y \leq L/2} |E_y(y, z_0)|} - f_0(y) \right|. \quad (7)$$

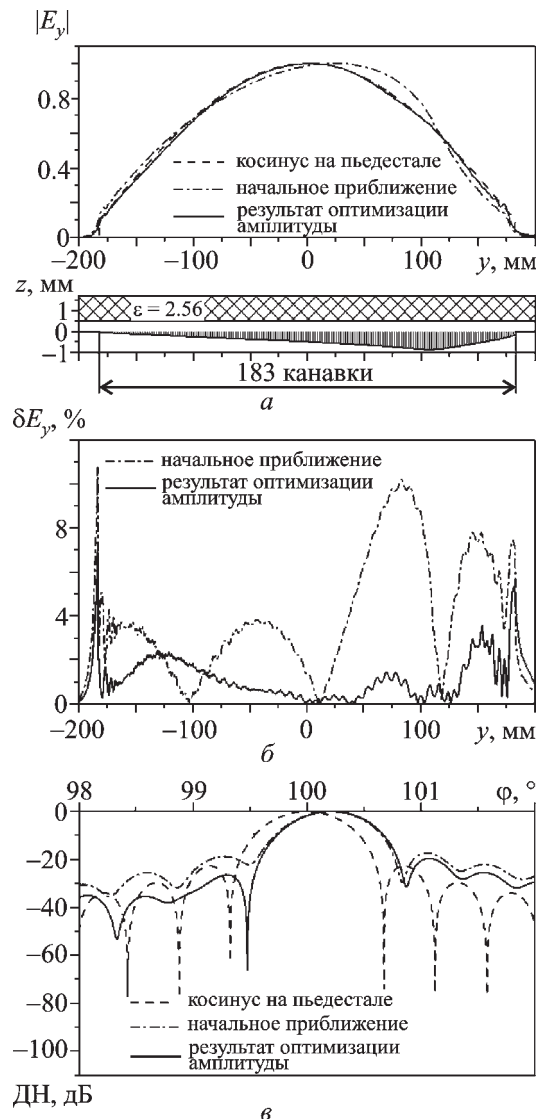


Рис. 3. Рассчитанные характеристики антенны: а – нормированное амплитудное распределение поля  $|E_y|$  на высоте 18 мм над решеткой в сравнении с распределением типа “косинус на пьедестале”, б – отклонение амплитудного распределения от требуемого  $\delta E_y$ , в – ДН в окрестности основного лепестка

Как видно, начальное приближение отклоняется от распределения (6) не более чем на 11 %. Соответствующая ДН представлена на рис. 3, в штрихпунктирной линией. Идеальная ДН для распределения типа “косинус на пьедестале” изображена на рис. 3, в пунктирной линией.

### 2.3. Оптимизация амплитудного распределения поля на апертуре

Полученное начальное приближение используем для нахождения оптимального профиля глубин

каналов методом наискорейшего спуска. Чтобы уменьшить число параметров, функцию распределения глубин каналов будем задавать в виде разложения по кубическим  $B$ -сплайнам:

$$h_i = \sum_{n=0}^{N+2} b_n B_n(i/m), \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (8)$$

где  $m$  – число каналов;  $N$  – число интервалов кусочно-гладкого задания функции распределения глубин каналов;  $B_n(t)$ ,  $n = 0, 1, \dots, N + 2$ , – система нормированных кубических  $B$ -сплайнов с равномерной сеткой узлов  $t_n = n/(N - 1)$ ,  $n = -3, -2, \dots, N + 3$ , [12]. В рассматриваемом примере число интервалов выбиралось  $N = 8$ , что соответствует кусочно-гладкой аппроксимации сплайнами групп из 22–23 каналов. Таким образом, вместо исходных  $m = 183$  параметров остается  $N + 3 = 11$  параметров оптимизации  $b_n$ ,  $n = 0, 1, \dots, 10$ .

Чтобы получить начальное приближение для параметров  $b_n$ , решается задача интерполяции исходного начального приближения для глубин каналов кубическими сплайнами [13].

Для нахождения оптимального амплитудного распределения поля решалась задача минимизации целевой функции

$$F(b_0, b_1, \dots, b_{N+2}) = \alpha f(b_0, b_1, \dots, b_{N+2}, C_0) \rightarrow \min,$$

где  $\alpha = 95/\min\{P_{rad}, 95\}$  – штрафной коэффициент, не позволяющий коэффициенту отбора для всей решетки  $P_{rad}$  быть менее 95 %;

$$f(b_0, b_1, \dots, b_{N+2}, C_0) = \sum_{i=1}^P (C_0 |E_y(y_i, z_0)| - |f_0(y_i)|)^2,$$

$(y_i, z_0)$ ,  $i = 1, 2, \dots, P$ , – сетка точек, в которой оптимизируется амплитудное распределение поля,  $E_y$  – распределение поля для набора глубин каналов, рассчитанных по формуле (8) в виде разложения по  $B$ -сплайнам,  $|f_0|$  – требуемое амплитудное распределение поля; коэффициент  $C_0$  находится как решение задачи минимизации функционала  $f$ ,

$$f(b_0, b_1, \dots, b_{N+2}, C_0) = \min_{C \in \mathbb{R}} f(b_0, b_1, \dots, b_{N+2}, C).$$

Амплитудное распределение поля и его отклонение (7) от требуемого изображены сплошными линиями на рис. 3, а и рис. 3, б соответственно. Как видно, отклонение не превышает

8 % на краях апертуры и 4 % в ее центральной части. Соответствующая ДН изображена сплошной линией на рис. 3, в.

## 2.4. Оптимизация фазового распределения поля на апертуре

Несмотря на хорошее приближение амплитудного распределения поля к требуемому (6), ДН (рис. 3, в) существенно отличается от ДН распределения типа “косинус на пьедестале”. Ее максимум смещен относительно требуемого направления  $\varphi_0 = 100^\circ$ . Кроме того, она несимметрична и имеет завышенный уровень боковых лепестков, что объясняется фазовыми искажениями распределения поля [14]. Их наличие иллюстрирует рис. 4. На нем представлена производная фазы компоненты  $E_y$  по координате  $y$ . Как видно, она отличается от константы, соответствующей излучению в требуемом направлении  $\varphi_0 = 100^\circ$  (прямая горизонтальная линия на рис. 4).

Обнаруженные фазовые искажения могут быть уменьшены путем подбора периодов на основе измерений фазового распределения поля. Выведем формулу для новых значений периодов.

Фазовая скорость в окрестности канавки с номером  $i$  определяется фазовой постоянной распространяющейся  $-1$ -й пространственной гармоники

$$\beta_{-1}(y_i) = \beta_0(y_i) - 2\pi/l, \quad (9)$$

где  $\beta_0(y_i)$  – фазовая постоянная медленной нулевой пространственной гармоники. Считая, что  $\beta_0(y_i)$  слабо зависит от периода и зависимость от  $l$  в формуле (9) определяется преимущественно

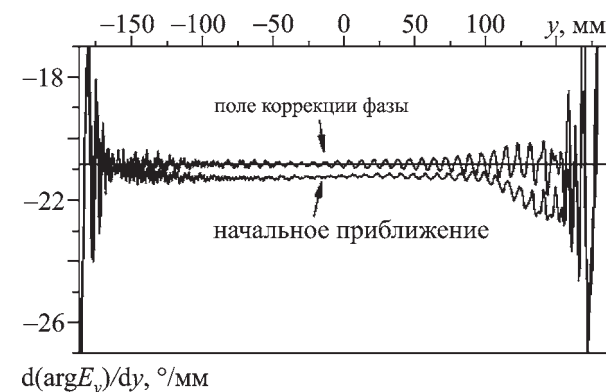


Рис. 4. Производная фазы поля  $E_y$  по координате  $y$  для начального приближения и после коррекции фазы

но вычитаемым  $2\pi/l$ , получим новые значения периодов  $l_i$ , обеспечивающие фазовую постоянную  $\beta_{-1}(y_i)$ , равную  $(2\pi/\lambda_0)\cos\varphi_0$ :

$$l_i = \left( \frac{\beta_0(y_i)}{2\pi} - \frac{\cos\varphi_0}{\lambda_0} \right)^{-1}, \quad (10)$$

где  $\varphi_0$  – желаемое направление максимума ДН. Величина  $\beta_0(y_i)$  может быть вычислена по рассчитанному сдвигу фазы за период  $\Delta\varphi_i = \arg(E_y(a_{i+1})) - \arg(E_y(a_i))$ . Действительно,

$$\Delta\varphi_i = \beta_{-1}(y_i)l = \beta_0(y_i)l - 2\pi,$$

откуда

$$\beta_0(y_i) = \frac{\Delta\varphi_i + 2\pi}{l}. \quad (11)$$

Подставив (11) в (10), получаем

$$l_i = l \left( \frac{\Delta\varphi_i}{2\pi} - \frac{l}{\lambda_0} \cos\varphi_0 + 1 \right)^{-1}, \quad i = 1, 2, \dots, m-1. \quad (12)$$

Значения периодов могут быть изменены за счет ширин ламелей или канавок. Так как ширина канавки уже зафиксирована равной  $d = 1.5$  мм для обеспечения минимального коэффициента отражения, то удобнее варьировать ширины ламелей. На рис. 5 представлены новые значения ширин ламелей, полученные по формуле  $g_i = l_i - d$ , где периоды  $l_i$  рассчитаны с использованием (12).

На рис. 4 приведена производная фазы поля по координате  $y$  после такой коррекции. Она осциллирует около требуемой константы.

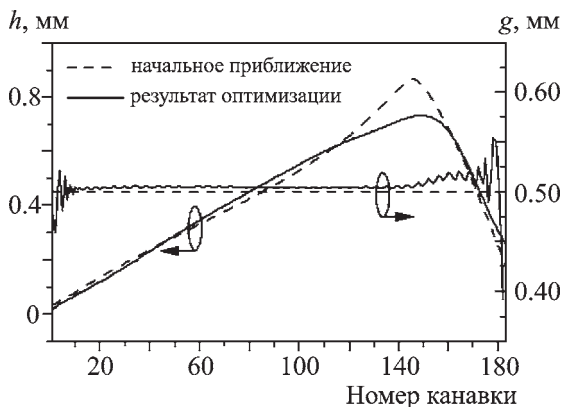


Рис. 5. Распределения глубин канавок  $h$  и ширин ламелей  $g$  у оптимизированной антенны

### 3. Анализ результатов

Распределения глубин канавок  $h$  и ширин ламелей  $g$  у оптимизированной антенны изображены сплошными линиями на рис. 5. Пунктирными линиями представлены соответствующие распределения для начального приближения, полученного по формуле (5). Результирующее амплитудное распределение поля для оптимизированной антенны и его отклонение (7) от требуемого изображены сплошной линией на рис. 6,  $a$  и  $b$  соответственно.

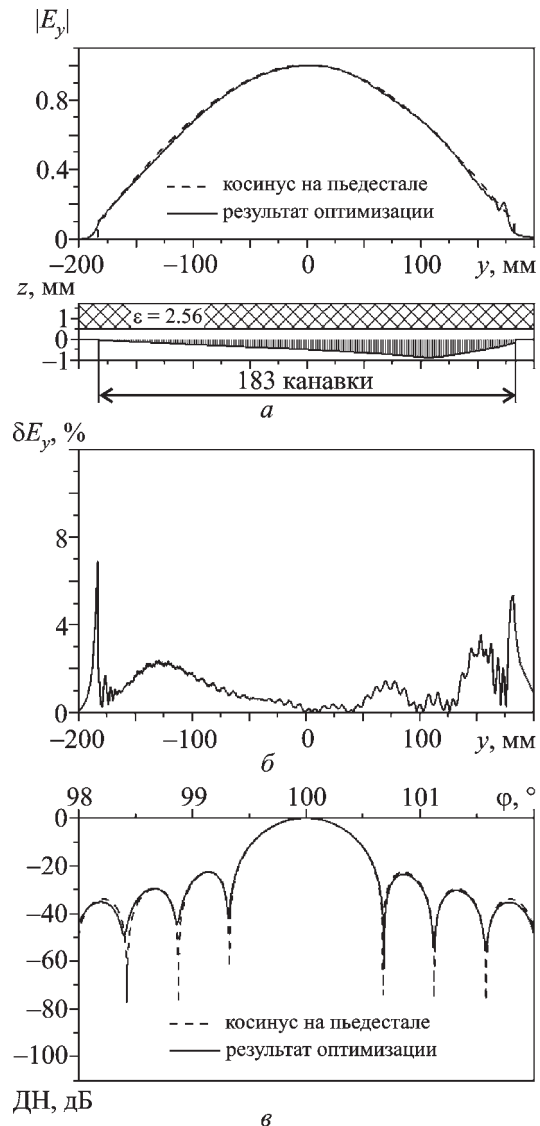


Рис. 6. Результат оптимизации амплитудно-фазового распределения поля:  $a$  – амплитудное распределение поля  $|E_y|$  на высоте 18 мм над решеткой в сравнении с распределением типа “косинус на пьедестале”,  $b$  – отклонение амплитудного распределения от требуемого  $\delta E_y$ ,  $v$  – ДН в окрестности основного лепестка

Результаты хорошо совпадают с характерными для распределения типа “косинус на пьедестале” (6). Соответствующая ДН изображена сплошной линией на рис. 6, в. Заметим, что изменение периодов практически не влияет на амплитудное распределение поля. После фазовой коррекции амплитудное распределение хорошо совпадает с изображенным сплошной линией на рис. 3, а. В свою очередь изменение распределения глубин канавок существенно влияет на фазовое распределение поля. Поэтому удобнее раздельно решать задачи оптимизации сначала амплитудного, а затем фазового распределения поля.

Эффективность полученной антенны равна 95.7 %, потери на отражение пренебрежимо малы (–57 дБ), коэффициент прохождения  $T = 4.3$  %, ширина ДН на уровне –3 дБ равна  $0.54^\circ$ , уровень боковых лепестков составляет –22.7 дБ.

Дальнейшая оптимизация ширин ламелей может быть выполнена методом наискорейшего спуска. Однако в рассмотренном случае предложенный метод уже дал хороший результат.

#### 4. Выводы

В работе предложен метод оптимизации требуемого распределения поля на апертуре антенны вытекающих волн. Для получения начального приближения используется приближенная модель, пренебрегающая коэффициентом отражения и взаимодействием между канавками. Этими факторами нельзя пренебрегать, если канавки резонансные, а также в режимах скольжения и излучения вблизи нормали к решетке. Во всех остальных случаях предложенный метод позволяет получить хорошее начальное приближение и оптимизировать его методом наискорейшего спуска.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андренко С. Д., Девятков Н. Д., Шестопалов В. П. Антенные решетки миллиметрового диапазона // Доклады АН СССР. – 1978. – Т. 240, № 6. – С. 1340–1343.
2. Itoh T. Application of Gratings in a Dielectric Waveguide for Leaky-Wave Antennas and Band-Reject Filters // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1977. – Vol. 25, No. 12. – P. 1134–1138.
3. Мележик П. Н., Сидоренко Ю. Б., Провалов С. А., Андренко С. Д., Шило С. А. Плоскостная антенна дифракционного излучения радиолокационного комплекса мил-

- лиметрового диапазона // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2010. – Т. 53, № 5. – С. 12–21.
4. Lee J. W., Eom H. J., Park K. H., and Chun W. J. TM-Wave Radiation from Grooves in a Dielectric-Covered Ground Plane // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2001. – Vol. 49, No. 1. – P. 104–105.
  5. Yevdokimov A. P., Yevdokimova E. P., Krizhanovsky V. V., Nahimovich M. I., and Chystyakova O. V. 76.5-GHz Scanning Antenna for Automobile Radar // Proc. MSMW Symp. – Kharkiv (Ukraine). – 2001. – P. 604–606.
  6. Шестопалов В. П. Дифракционная электроника. – Харьков: “Вища школа”. Изд-во при Харьковском. ун-те, 1976. – 231 с.
  7. Шерстюк О. И. Разработка математического и программного обеспечения подсистемы автоматизированного проектирования плоских дифракционных антенн: Дис... канд. техн. наук: 05.13.12. – Воронеж: 2005. – 246 с.
  8. Steshenko S. O. The Accurate Two-Dimensional Model of the Effect of the Surface Waves Transformation into the Spatial Modes // Telecommunications and Radio Engineering. – 2006. – Vol. 65, No. 19. – P. 1765–1782.
  9. Steshenko S. O. and Kirilenko A. A. Control of the radiation characteristics of a leaky-wave antenna by manipulation of the grating profile // Proc. Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques. – Lviv (Ukraine). – 2009. – P. 366–368.
  10. Sauter T. Computation of irregularly oscillating integrals // Appl. Numer. Math. – 2000. – Vol. 35, No. 3. – P. 245–264.
  11. Kalinichev V. I. Analysis of planar slot arrays using magnetic currents and magnetomotive force // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1995. – Vol. 43, No. 2. – P. 131–136.
  12. Завьялов Ю. С., Леус В. А., Скороспелов В. А. Сплайны в инженерной геометрии. – М.: Машиностроение, 1985. – 224 с.
  13. Бахвалов Н. С., Жидков Н. П., Кобельников Г. М. Численные методы. – М.: Наука, 1987. – 600 с.
  14. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988 – 432 с.

С. О. Стешенко

Институт радіофізики та електроніки  
ім. А. Я. Усикова НАН України,  
вул. Ак. Проскури, 12, м. Харків, 61085, Україна

#### СИНТЕЗ АНТЕНИ ВИТІЧНИХ ХВИЛЬ ЗА ЗАДАНИМ РОЗПОДІЛОМ ПОЛЯ НА АПЕРТУРІ

Пропонується алгоритм оптимізації заданого розподілу поля на апертурі антени витічних хвиль. Змінними параметрами, що контролюють розподіл поля, є глибини канавок і ширини ламелів відбивної решітки, що розсіює поверхневу хвилю планарного діелектричного хвилеводу. Пропонований метод використовує інформацію про енергетичні характеристики ізольованої канавки для отримання початкового наближення. Наведено приклад оптимізації розподілу поля типу “косинус на п’єдесталі”.

*S. O. Steshenko*

O. Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics,  
National Academy of Sciences of Ukraine,  
12, Akad. Proskura St., Kharkiv, 61085, Ukraine

SYNTHESIS OF A LEAKY-WAVE ANTENNA  
FOR A GIVEN FIELD DISTRIBUTION AT AN APERTURE

An algorithm is proposed for optimization of a given field distribution on the aperture of a leaky-wave antenna. The

parameters controlling the field distribution are the depths of the grooves and widths of the lamellas of a reflection grating scattering the surface wave of a planar dielectric waveguide. The proposed method uses the energy characteristics of an isolated groove to obtain good initial approximation. An example of optimization of the cosine on-a-pedestal field distribution is given.

*Статья поступила в редакцию 17.10.2013*