
**АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ
УСТРОЙСТВА**

УДК 621.396.67

**АНАЛИТИЧЕСКАЯ МЕТОДИКА СИНТЕЗА АНТЕННЫ
ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ПОЛУПРОЗРАЧНОЙ СТЕНКОЙ
ИЗ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ЦИЛИНДРОВ**

© 2020 г. В. А. Калошин^а, *, К. Т. Нгуен^б, **

^а*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация*

^б*Московский физико-технический институт (НИУ),
Институтский пер., 9, Долгопрудный Московской обл., 141701 Российская Федерация*

*E-mail: vak@cplire.ru

**E-mail: mrthenguyenpk@gmail.com

Поступила в редакцию 20.09.2019 г.

После доработки 20.09.2019 г.

Принята к публикации 25.10.2019 г.

С использованием приближенного выражения для коэффициента отражения плоской волны от мелко-периодической решетки круглых металлических цилиндров и дисперсионного уравнения волновода с частично прозрачной стенкой развита аналитическая методика синтеза антенны вытекающей волны в виде нерегулярного полого прямоугольного металлического волновода с узкой стенкой в виде решетки круглых металлических цилиндров. В качестве примера применения методики синтезированы две антенны вытекающей волны: с равномерным и синусоидальным распределением амплитуды поля вдоль антенны. С использованием метода конечных элементов проведено электродинамическое моделирование синтезированных антенн. Для синтезированной антенны с равномерным распределением амплитуды результаты численного эксперимента сопоставлены с результатами измерений экспериментального образца в сантиметровом диапазоне волн.

DOI: 10.31857/S0033849420110078

ВВЕДЕНИЕ

Исследование антенн вытекающей волны, излучающих основную (нулевую) пространственную гармонику, продолжается в течение многих лет, начиная с середины прошлого века [1]. Конструктивно такие антенны чаще всего выполняются в виде металлического волновода или решетки волноводов с частично прозрачной стенкой. Частичная прозрачность стенки обеспечивается наличием в ней продольной щели или мелко-периодической решетки щелей или отверстий. Одним из возможных вариантов является использование в качестве частично прозрачной стенки решетки круглых металлических цилиндров (проволочной решетки), которая может быть выполнена, в частности, с применением технологии SIW (Substrate Integrated Waveguide, интегрированный в подложку волновод) [2, 3]. Однако использование SIW-технологии предполагает заполнение волновода диэлектриком, что приводит к дополнительным тепловым потерям и уменьшению пропускаемой мощности, а также увеличению скорости изменения углового положения луча с изменением ча-

стоты, что, при необходимости реализации фиксированного луча, является нежелательным.

В работах [4, 5] проведено исследование линейной антенны вытекающей волны в виде полого прямоугольного металлического волновода со стенкой в виде решетки металлических цилиндров. Показано, что антенна в виде двух таких волноводов, расположенных под определенным углом, обеспечивает при изменении частоты фиксированный в пространстве луч с высоким коэффициентом использования поверхности (КИП). Для реализации высокого КИП с использованием численной процедуры синтезировано распределение амплитуды поля вытекающей волны вдоль волновода, близкое к равномерному. Однако исследованная антенна обеспечивает высокий КИП только в узкой полосе частот.

В работе [6] развита численно-аналитическая методика синтеза антенны вытекающей волны в виде нерегулярного полого прямоугольного металлического волновода с узкой стенкой в виде решетки круглых металлических цилиндров. Методика основана на замене периодического нерегу-

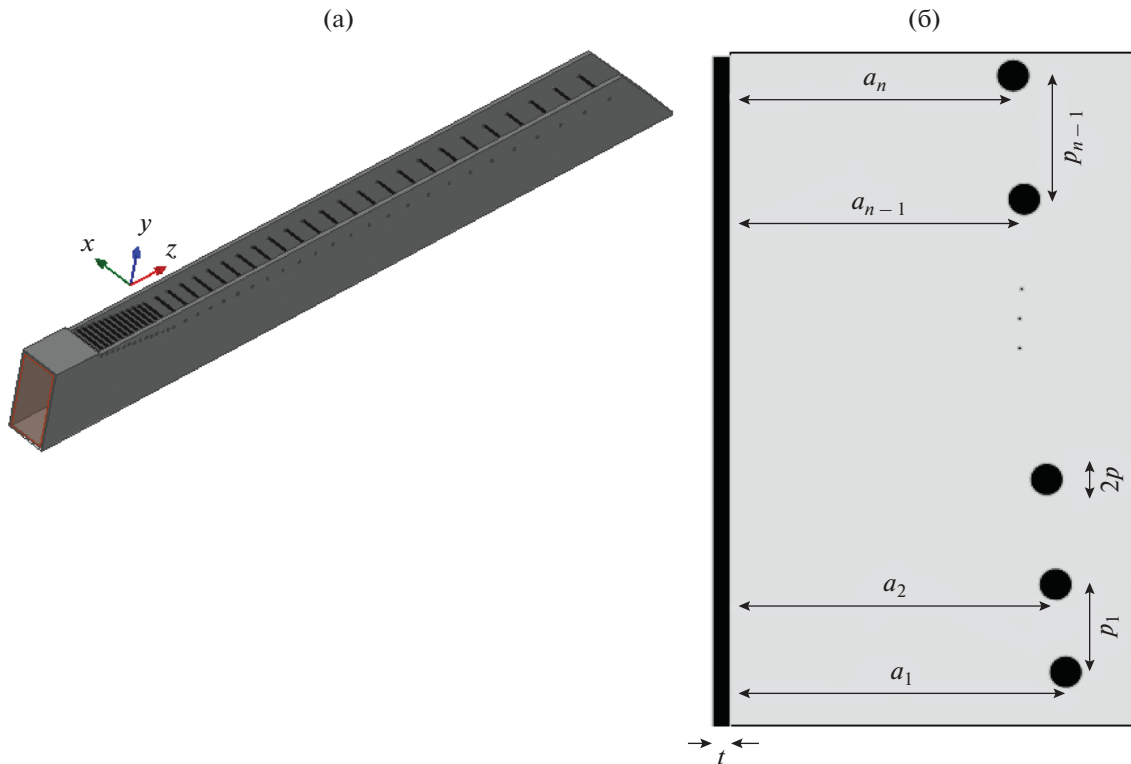


Рис. 1. Антенна вытекающей волны: а – внешний вид, б – продольное сечение.

лярного волновода эквивалентным плавно-нерегулярным волноводом с соответствующей зависимостью коэффициента вытекания вдоль волновода. Для обеспечения заданного амплитудного распределения вытекающей моды используется известное соотношение, связывающее величину постоянной затухания вытекающей моды с амплитудным распределением излученного поля [1]. С использованием дисперсионного уравнения для планарного волновода вытекающей волны с известными коэффициентами отражения плоских волн (волн Бриллюэна) от стенок [7] и известных выражений для коэффициента отражения от мелко-периодической решетки круглых металлических цилиндров [8] получено приближенное дисперсионное уравнение для прямоугольного волновода с узкой стенкой в виде такой решетки. Для синтеза линейного фазового фронта вытекающей волны вдоль волновода получена формула, связывающая изменение периода решетки цилиндров с изменением расстояния от осей цилиндров до узкой стенки волновода, обеспечивающая приближенное постоянство фазовой скорости вдоль волновода. Соотношение этих параметров уточняется путем численной процедуры.

Цель данной работы – развитие аналитической методики синтеза антенны вытекающей волны в виде нерегулярного полого прямоуголь-

ного металлического волновода с узкой стенкой в виде решетки круглых металлических цилиндров, а также оценка точности развитой теории путем анализа результатов моделирования синтезированных линейных антенн с синусоидальным и равномерным амплитудным распределением с использованием метода конечных элементов (МКЭ) и измерений экспериментального образца антенны в сантиметровом диапазоне волн.

1. СИНТЕЗ НЕРЕГУЛЯРНОГО ВОЛНОВОДА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ЗАДАННОЙ ПОСТОЯННОЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

Рассмотрим антенну в виде полого прямоугольного металлического волновода с размером узких стенок b , одна из которых образована решеткой круглых металлических цилиндров радиусом p , расположенных параллельно оси x с переменным периодом $p(z)$ и расстоянием от их осей до другой узкой стенки $a(z)$ (рис. 1). Антенна содержит линейный переход по широкой стенке к стандартному сечению волновода. Задача синтеза заключается в определении функций $p(z)$ и $a(z)$, обеспечивающих излучение волны с заданным линейным фазовым фронтом и заданным распределением амплитуды.

В работе [6] показано, что задача синтеза в приближении метода поперечных сечений и малого периода решетки $p(z)$ сводится к решению системы уравнений

$$\begin{aligned} \exp(-i(2ka \cos \psi - 2\pi)) &= 1 + i(d \cos \psi), \\ \beta/k &= C = \text{const} \end{aligned} \quad (1)$$

относительно функций $p(z)$ и $a(z)$. Постоянная распространения $\beta = \text{Re}(\gamma)$, $\gamma(p) = k\sqrt{1 - (\cos \psi)^2}$, $d = (2p/\lambda)\ln(p/2\pi p)$, а постоянная затухания $\alpha(z) = \text{Im}(\gamma)$ определяется формулой [1]

$$\alpha(z) = \frac{0.5|A(z)|^2}{\int_{z_\lambda}^{L_\lambda} |A(z)|^2 dz + \frac{P(L)}{P(0) - P(L)} \int_0^{L_\lambda} |A(z)|^2 dz}, \quad (2)$$

где $L_\lambda = L/\lambda$ – нормированная на длину волны λ в свободном пространстве длина волновода, а $z_\lambda = z/\lambda$ – нормированная продольная координата.

Разлагая левую часть уравнения (1) в ряд Ма-клорена, можно получить приближенное решение в виде

$$\cos(\psi) = g + id^2 g^3 / 4\pi, \quad (3)$$

где $g = 2\pi/(d + 2ka)$. Подставляя разложение (3) в выражение для γ и разлагая корень по малой величине $\text{Im}(\cos \psi)$, получаем приближенные значения постоянных распространения и затухания соответственно:

$$\beta(p) = k\sqrt{1 - g^2}, \quad (4)$$

$$\alpha(p) = -kd^2 g^4 / (4\pi\sqrt{1 - g^2}). \quad (5)$$

Зависимости нормированной на волновое число постоянной распространения от нормированного на длину волны периода p_λ , рассчитанные с использованием формулы (4) и численной методики [9], показаны на рис. 2а двумя семействами кривых для $a/\lambda = 0.5, 0.525, 0.55, 0.6$. Из рисунка видно, что с увеличением величины a/λ постоянная распространения слабее зависит от периода, а точность формулы (4) растет. Точность формулы также растет с уменьшением периода и при $p/\lambda < 0.2$ результаты расчетов точным и приближенным методом близки друг к другу.

На рис. 2б в аналогичных обозначениях представлены аналогичные зависимости для нормированной постоянной затухания, рассчитанные с использованием формулы (5) и численной методики [9]. На рисунке видно, что точность формулы (5) также растет с увеличением величины a/λ и уменьшением величины p/λ и при $p/\lambda < 0.2$ результаты расчета точным и приближенным методом близки друг к другу.

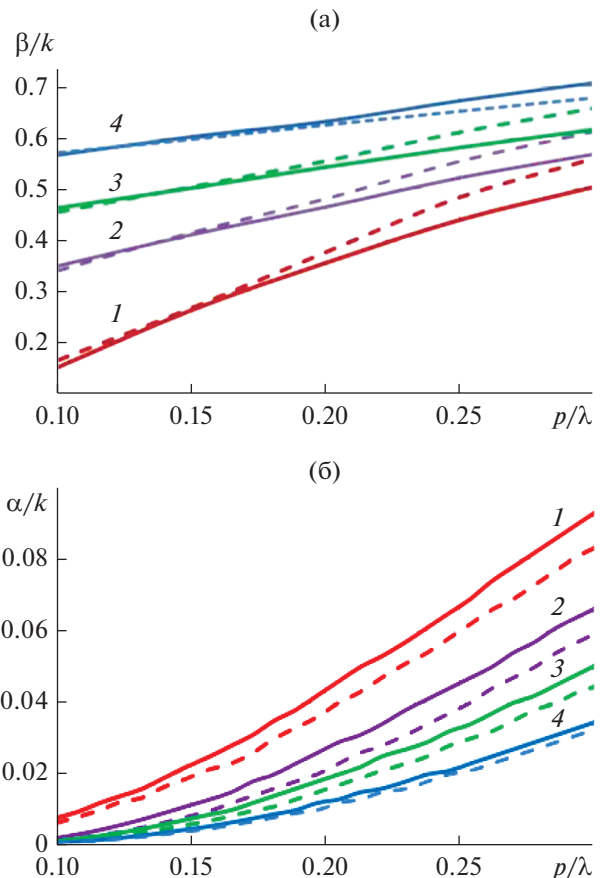


Рис. 2. Зависимости нормированных постоянных распространения (а) и затухания (б) от нормированного периода для $a/\lambda = 0.5$ (1), 0.525 (2), 0.55 (3) и 0.6 (4): сплошные кривые – расчет по формулам (4) и (5) (б), штриховые – с использованием численного метода [9].

Из требования $\beta/k = C = \text{const}$ и формулы (4) получаем

$$a(p) = \left(\pi / (k\sqrt{1 - C_0^2}) \right) - (d/2k). \quad (6)$$

На рис. 3 показаны зависимости нормированной величины a_λ от нормированного периода p_λ , рассчитанные по формуле (6) и с использованием строгого метода [6]. Соответствующие зависимости нормированных постоянных распространения β/k и затухания α/k , рассчитанные по формулам (4) и (5) при одновременном изменении величин a и p в соответствии с формулой (6) и зависимостью, полученной численно-аналитическим методом в [6], показаны соответственно на рис. 4а и 4б в тех же обозначениях, что и на рис. 3. На рисунках видно, что результаты расчетов постоянной затухания более близкие (см. рис. 4б), чем результаты расчетов постоянной распространения (см. рис. 4а). При этом следует отметить, что небольшой сдвиг среднего значения постоян-

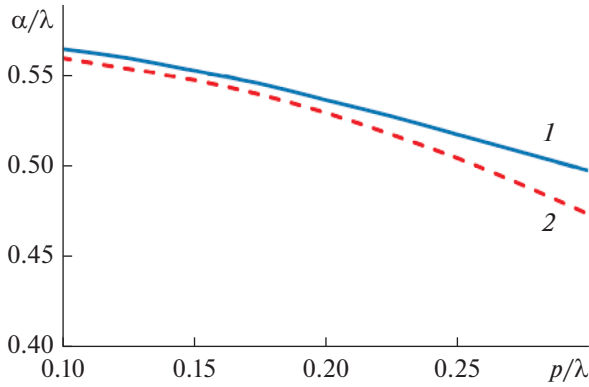


Рис. 3. Зависимость нормированного размера волновода в H -плоскости от нормированного периода, рассчитанная кривая – расчет по формуле (6) (кривая 1) и с использованием численного метода [6] (кривая 2).

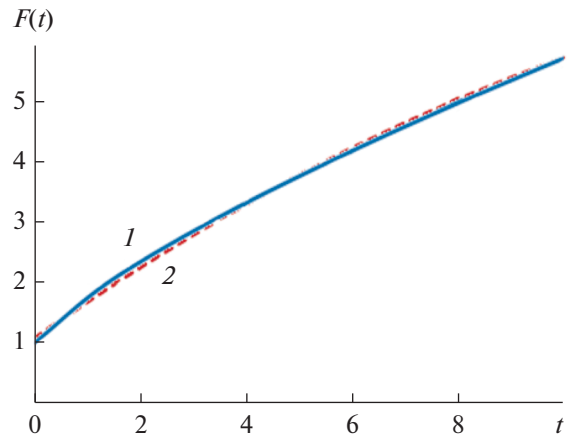


Рис. 5. Результаты расчета функции $F(t)$ по формуле (8) (кривая 1) и точного расчета [6] (кривая 2).

ной распространения относительно заданной величины меняет только угол излучения и практически не влияет на усиление и форму диаграммы направленности антенны. Небольшая линейная

составляющая зависимости постоянной распространения от периода (рис. 6) при переменном периоде приводит к соответствующим фазовым aberrациям в апертуре антенны.

При условии $\beta/k = C$ из формулы (4) можно получить $g = \sqrt{1 - C^2}$. Подставляя это выражение в формулу (5), получаем

$$f(t) = \sqrt{\alpha/M}, \tag{7}$$

где $t = \frac{p}{2\pi r}$, $M = \frac{4k\pi\rho^2 g^4}{C\lambda^2}$, $f(t) = t \ln(t)$.

Для функции $F(t)$, к функции $f(t)$, можно получить параболическую аппроксимацию в виде

$$F(t) = 0.0047t^2 + 0.4859t + 1.3177. \tag{8}$$

Результаты расчета по формуле (8) и точного расчета функции $F(t)$ приведены на рис. 5.

Используя формулы (8) и (7), нетрудно получить

$$P(z) = 2\pi r \left[0.0047 \left(\frac{\alpha(z)}{M} \right) + 0.4859 \sqrt{\frac{\alpha(z)}{M}} + 1.3177 \right], \tag{9}$$

где $\alpha(z)$ определена формулой (2).

Формулы (2), (6), (9) определяют решение задачи синтеза.

В качестве первого примера применения развитой выше теории рассмотрим задачу синтеза антенны с синусоидальным амплитудным распределением $A(z) = \sin\left(\pi \frac{z}{L}\right)$. Подставляя это выражение в формулу (2), получаем

$$\alpha(z) = \frac{(P(0) - P(L)) \sin^2\left(\pi \frac{z}{L}\right)}{P(0)(L - z) + zP(L) + \frac{L}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{L} z\right)}. \tag{10}$$

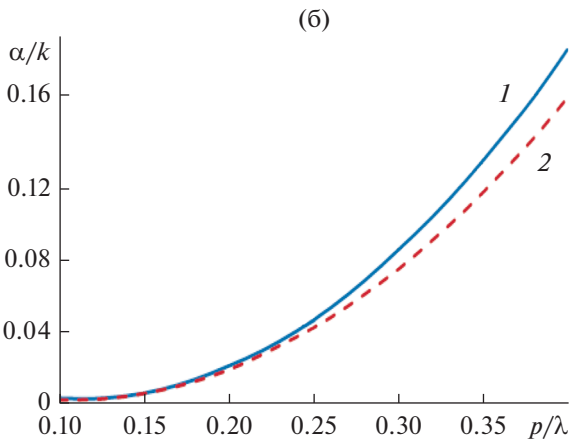


Рис. 4. Зависимости нормированной постоянной распространения (а) и нормированной постоянной затухания (б) нерегулярного волновода от нормированного периода.

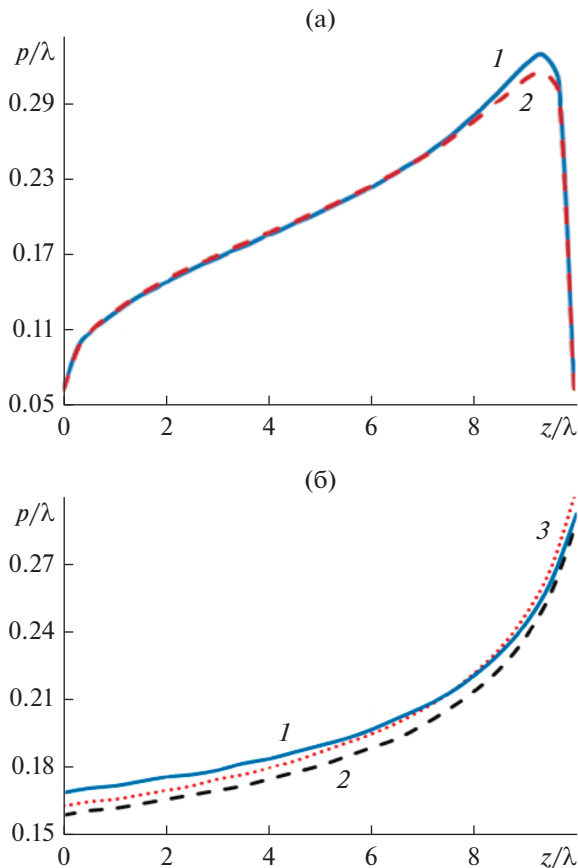


Рис. 6. Зависимости нормированного периода p_λ в антенне с синусоидальным (а) и равномерным (б) амплитудным распределением от нормированной продольной координаты z_λ . Синтез аналитическим методом (кривая 1), численно-аналитическим методом (кривая 2) и численным методом (кривая 3).

Подставляя выражение (10) для α/k в формулу (9) со значениями $L_\lambda = 10$, $P(0) = 1$, $P(L) = 0.01$, находим соответствующую зависимость нормированного периода p_λ от нормированной координаты z_λ (рис. 6а, кривая 1). Там же представлена аналогичная зависимость, полученная с использованием численно-аналитической методики синтеза [6] (кривая 2). Видно, что зависимости, полученные с использованием аналитической теории и численно-аналитической методики, совпадают практически везде, за исключением небольшой области в конце антенны, где нормированные периоды отличаются на величину около 0.01.

В качестве второго примера синтезируем антенну с равномерным амплитудным распределением $A(z) = 1$. Подставляя это распределение в формулу (2), получаем

$$\alpha(z) = \frac{0.5(P(0) - P(L))}{P(0)L_\lambda - z(P(0) - P(L))}. \quad (11)$$

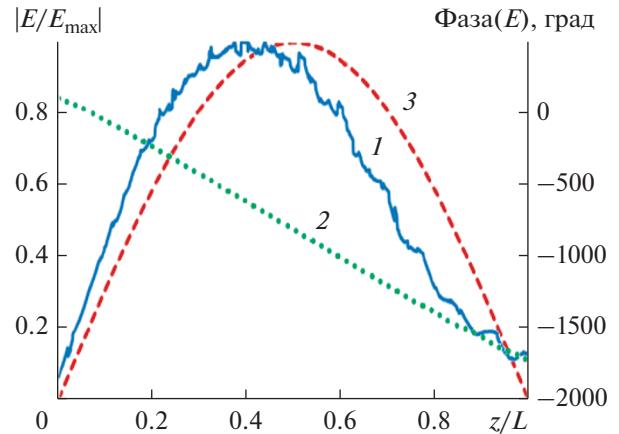


Рис. 7. Нормированное распределение амплитуды (кривая 1) и фазы (кривая 2) электрического поля вдоль синтезированной антенны на расстоянии $\lambda/4$ от апертуры на частоте 9 ГГц антенны, а также апертуры с синусоидальным амплитудным распределением (кривая 3).

Подставляя выражение (11) в формулу (9) со значениями параметров $L_\lambda = 10$, $P(0) = 1$ и $P(L) = 0.1$ получаем решение $P(z)$ для равномерного амплитудного распределения. Зависимость $p(z)$, рассчитанная по формуле (9) с использованием формулы (11) (кривая 1), представлена на рис. 6б. Там же приведена аналогичная зависимость, полученная с использованием численно-аналитической процедуры синтеза [6] (кривая 2) и численной процедуры синтеза [6] (кривая 3).

Как видно из рис. 6б, результаты расчета $p(z)$, полученные всеми тремя методами, близки друг к другу.

2. АНАЛИЗ СИНТЕЗИРОВАННЫХ АНТЕНН

С использованием МКЭ было проведено электродинамическое моделирование синтезированной выше антенны с синусоидальным амплитудным распределением длиной 330 мм и размером узкой стенки волновода – 10 мм. Полученные распределения нормированной амплитуды и фазы электрического поля вдоль антенны на расстоянии 8 мм от апертуры на частоте 9 ГГц представлены на рис. 7. Как видно на рисунке, максимум амплитудного распределения синтезированной антенны сдвинут в сторону входа антенны, при этом фазовое распределение – практически линейное.

На рис. 8 приведена диаграмма направленности в H -плоскости синтезированной антенны (кривая 1). Там же показана диаграмма направленности соответствующей апертуры с заданным синусоидальным распределением и соответству-

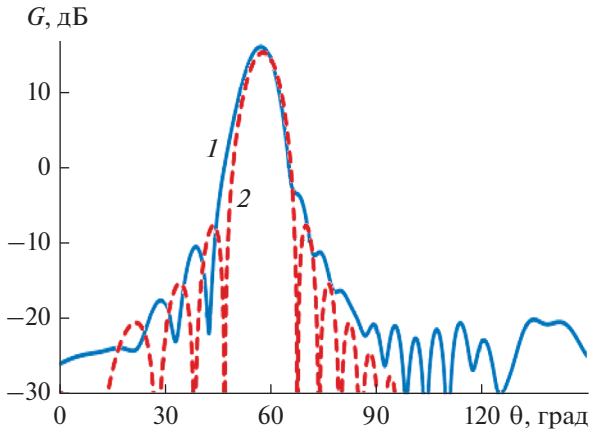


Рис. 8. Диаграммы направленности в H -плоскости синтезированной антенны (кривая 1) и апертуры с синусоидальным амплитудным распределением (кривая 2).

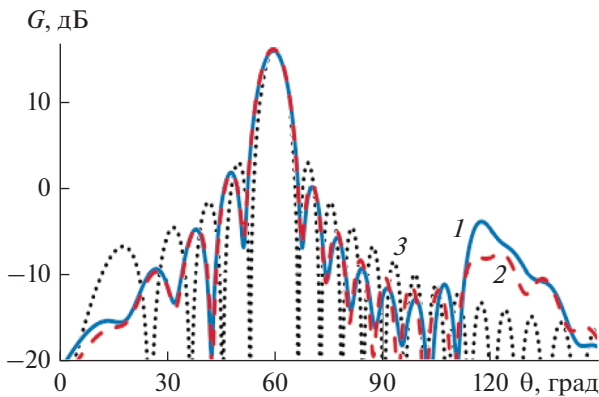


Рис. 10. Диаграммы направленности в H -плоскости антенны, синтезированной аналитическим методом (кривая 1), численно-аналитическим методом (кривая 2) и апертуры с постоянным амплитудным распределением (кривая 3).

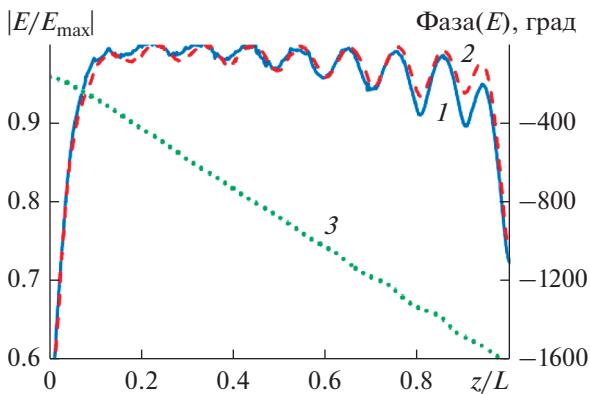


Рис. 9. Нормированное распределение амплитуды электрического поля вдоль антенны с постоянным амплитудным распределением, синтезированной аналитическим методом (кривая 1), численно-аналитическим методом (кривая 2) и распределение фазы (кривая 3) на расстоянии $\lambda/4$ от апертуры на частоте 9 ГГц.

ющим линейным фронтом (кривая 2). На рисунке видно, что, несмотря на погрешность синтеза амплитудного распределения (см. рис. 7), диаграммы направленности синтезированной антенны и апертуры с соответствующим линейным фронтом и точным синусоидальным распределением амплитуды достаточно близки, за исключением уровня бокового излучения (см. рис. 8).

С использованием МКЭ было также проведено электродинамическое моделирование синтезированной антенны с равномерным амплитудным распределением длиной 330 мм и размером узкой стенки волновода 10 мм. На рис. 9 приведены распределения амплитуды и фазы электрического поля вдоль антенны. На рисунке видно, что амплитудные распределения имеют небольшие колебания вокруг средней величины, амплитуда которых увеличивается к концу антенны. При этом их средняя величина ближе к заданному (постоянному) значению, а амплитуда колебаний существенно больше, чем для антенны с синусоидальным распределением (см. рис. 7). Фазовое распределение при этом также близко к линейному. На рис. 10 показаны диаграмма направленности в H -плоскости антенны с постоянным амплитудным распределением, синтезированной аналитическим и численно-аналитическим методом [6]. Для сравнения приведена диаграмма направленности эквивалентной апертуры с постоянным амплитудным распределением и соответствующим линейным фронтом. Видно, что небольшая разница между диаграммами наблюдается только в боковом излучении, а диаграммы антенн, синтезированных разными методами, практически совпадают.

На рис. 11 показаны диаграммы направленности в H -плоскости антенны с постоянным амплитудным распределением, синтезированной для частоты 9 ГГц, на семи частотах. С увеличением частоты ширина главного лепестка диаграмм направленности уменьшается, а усиление — растет. Наблюдается также небольшое возрастание уровня бокового излучения.

Для проверки результатов моделирования был изготовлен и исследован экспериментальный образец синтезированной антенны вытекающей волны с постоянным амплитудным распределением. Фотографии экспериментального образца с коаксиально-волноводным переходом показаны на рис. 12.

Измерения характеристик экспериментального образца были проведены в безэховой камере в дальней зоне с использованием прибора “Микран Р2М-40”. На рис. 13 представлены результаты измерения частотной зависимости коэффициента отражения. Небольшое отличие результатов численного и физического эксперимента (ниже

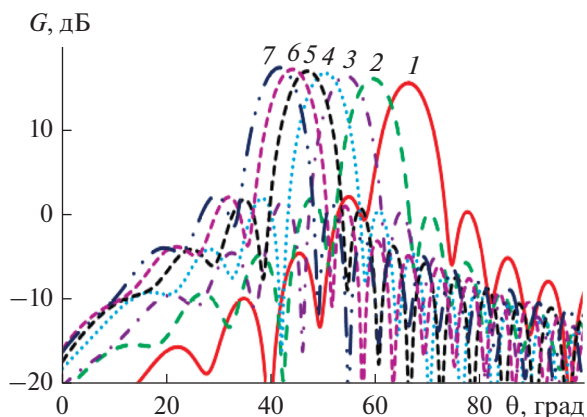


Рис. 11. Диаграммы направленности синтезированной антенны с равномерным амплитудным распределением в H -плоскости на частотах: 8.5 (1), 9 (2), 9.5 (3), 10 (4), 10.5 (5), 11 (6) и 11.5 ГГц (7).

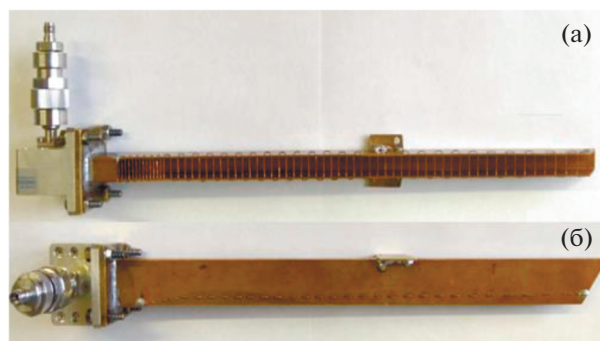


Рис. 12. Экспериментальный образец антенны вытекающей волны с равномерным амплитудным распределением и коаксиальным переходом: вид сверху (а) и вид сбоку (б).

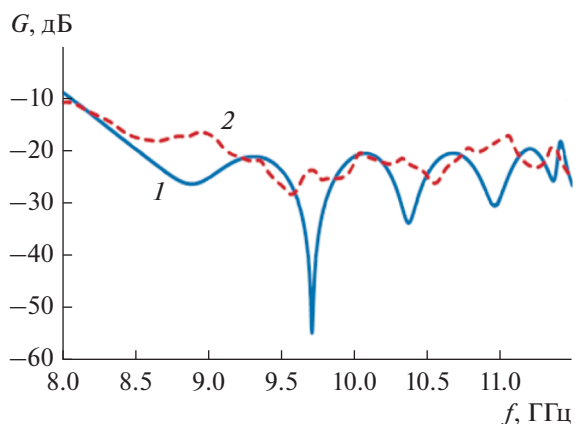


Рис. 13. Зависимость коэффициента отражения экспериментального образца антенны от частоты: кривая 1 – численный эксперимент, кривая 2 – физический эксперимент.

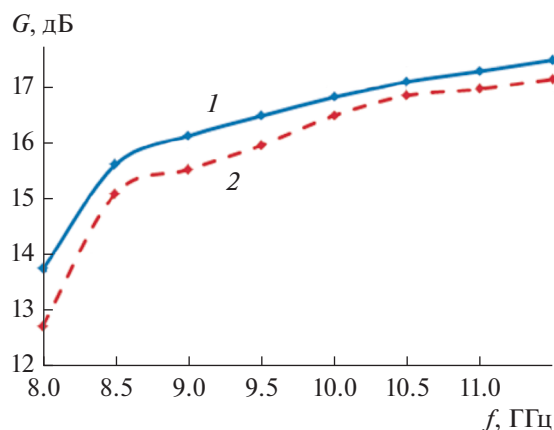


Рис. 14. Зависимость коэффициента усиления экспериментального образца антенны от частоты: кривая 1 – численный эксперимент, кривая 2 – физический эксперимент.

уровня – 18 дБ) можно объяснить неучетом влияния коаксиально-волноводного перехода при проведении численного моделирования. Результаты измерений коэффициента усиления экспериментального образца антенны в зависимости от частоты приведены на рис. 14. На рисунке видно, что результаты измерений коэффициента усиления меньше результатов численного моделирования на величину от 0.2 до 1 дБ, что в целом соответствует точности эксперимента.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании полученных в работе результатов, можно сделать следующие выводы.

1. Несмотря на сделанные в работе приближения, развитая аналитическая теория позволяет решать задачу синтеза антенны вытекающей волны в виде полого нерегулярного прямоугольного металлического волновода с узкой стенкой в виде решетки круглых металлических цилиндров с амплитудным и фазовым распределениями, близкими к заданным.

2. Приближенный характер синтезированных амплитудно-фазовых распределений влияет главным образом на боковое излучение антенны, а для антенн со спадающей к краям амплитудой, кроме того, – на положение максимума диаграммы направленности.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания по теме 0030-2019-006.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Уолтер К. Антенны бегущей волны. М.: Энергия, 1970.
2. Deslandes D., Wu Ke. Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. Suzhou, China. 4–7 Dec. 2005. V. 1. P. 4.
3. Martinez-Ros A.J., Gómez-Tornero J.L., Goussetis G. // IEEE Trans. 2012. V. AP-60. № 3. P. 1625.
4. Калошин В.А., Нгуен К.Т. // Докл. VI Всеросс. микроволн. конф. М.: ИРЭ им. Котельникова РАН, 2018. С. 214.
5. Калошин В.А., Нгуен К.Т. // Журн. радиоэлектроники. 2019. № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan19/14/text.pdf>.
6. Калошин В.А., Нгуен К.Т. // РЭ. 2020. Т. 65. № 3. С. 250.
7. Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах. М.: Наука, 1973.
8. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. М.: Связь, 1977. Ч. 2.
9. Калиничев В.И., Бабаскин А.А. // Журн. радиоэлектроники. 2015. № 7. <http://jre.cplire.ru/jre/jul15/2/text.pdf>.