

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.67

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АНТЕННЫ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ПОЛУПРОЗРАЧНОЙ СТЕНКОЙ ИЗ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ЦИЛИНДРОВ

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

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

^бМосковский физико-технический институт (национальный исследовательский университет),
Институтский пер., 7, Долгопрудный, Московской обл., 141701 Российская Федерация

*E-mail: vak@cplire.ru

**E-mail: frolova.e@mail.ru

Поступила в редакцию 31.05.2019 г.

После доработки 10.06.2019 г.

Принята к публикации 19.07.2019 г.

Рассмотрены задачи синтеза и анализа антенны вытекающей волны в виде нерегулярного полого прямоугольного металлического волновода с узкой стенкой в виде решетки круглых металлических цилиндров. С использованием метода поперечных сечений, приближенного выражения для коэффициента отражения плоской волны от мелко-периодической решетки круглых металлических цилиндров и дисперсионного уравнения волновода с частично прозрачной стенкой решена задача синтеза заданного линейного фронта с заданным амплитудным распределением. В качестве примера найдены законы изменения периода расположения цилиндрических проводников и их расстояний до противоположной узкой стенки волновода с целью реализации линейной антенны вытекающей волны с равномерным распределением амплитуды нулевой пространственной гармоники вдоль волновода. С использованием метода конечных элементов проведено электродинамическое моделирование линейной антенны и антенной решетки из шести линейных антенн вытекающей волны от частоты.

DOI: 10.31857/S0033849420030067

ВВЕДЕНИЕ

Исследование антенн вытекающей волны, излучающих основную (нулевую) пространственную гармонику, продолжается в течение ряда лет, начиная с середины прошлого века [1–4]. 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) [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 частоты, что при необходимости реализации фиксированного луча является нежелательным.

В работе [4] 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 КИП (коэффициентом использования поверхности). Для реализации высокого КИП в работе [4] с использованием численной процедуры синтезировано распределение амплитуды поля вытекающей волны вдоль волновода, близкое к равномерному. Однако исследованная антенна не обеспечивает высокий КИП в широкой полосе частот.

В данной работе 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 нерегулярного волновода эквивалентным непрерывным волноводом с соответствующей зависимостью коэффициента вытекания вдоль волновода. Для обес-

печения заданного амплитудного распределения вытекающей моды используется известное соотношение [1], связывающее величину постоянной затухания вытекающей моды с амплитудным распределением излученного поля. С использованием дисперсионного уравнения для планарного волновода вытекающей волны с известными коэффициентами отражения плоских волн (волн Бриллюэна) от стенок [5] и известных выражений для коэффициента отражения от мелко-периодической решетки круглых металлических цилиндров [6] 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 и обеспечивающая приближенное постоянство фазовой скорости вдоль волновода. Соотношение этих параметров может уточняться путем численной процедуры с использованием методики работы [7]. В качестве примера применения развитой теории синтезируется линейная антенна вытекающей волны с равномерным амплитудным распределением. Цель работы — с использованием электродинамического моделирования на основе метода конечных элементов провести синтез и анализ синтезированной антенны вытекающей волны и решетки таких антенн.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ СИНТЕЗА

Рассмотрим полый прямоугольный металлический волновод с размерами широкой и узкой стенки a и b , соответственно (рис. 1). Одна из узких стенок волновода образована решеткой круглых металлических цилиндров радиусом ρ , расположенных параллельно оси x с переменными периодом $p(z)$ и расстоянием от их осей до другой узкой стенки $a(z)$. Задача синтеза заключается в определении функций $p(z)$ и $a(z)$, обеспечивающих заданный линейный фронт излучения с заданным распределением амплитуды.

В первом приближении метода поперечных сечений [8] задача синтеза нерегулярного волновода сводится к соответствующей задаче для регулярного волновода “сравнения” (с параметрами, совпадающими с параметрами нерегулярного волновода для данного значения z). Используя известное соотношение [1], связывающее величину постоянной затухания вытекающей моды $\alpha(z)$ с амплитудным распределением излученного поля $A(z)$:

$$\alpha(z) = \frac{0.5|A(z)|^2}{\int_{z_\lambda}^{L_\lambda} |A(z)|^2 dz + \frac{P(L)}{P(0) - P(L)} \int_0^{L_\lambda} |A(z)|^2 dz}, \quad (1)$$

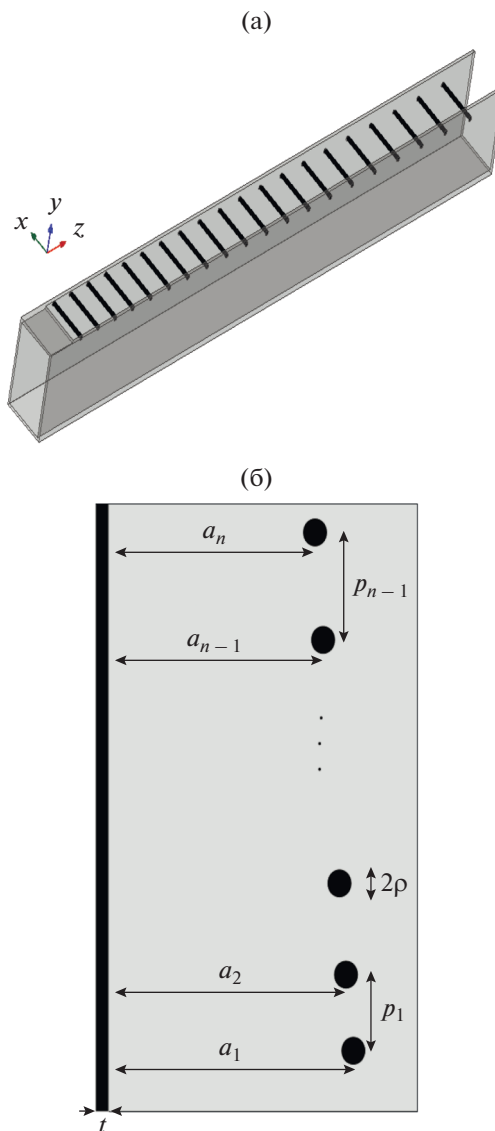


Рис. 1. Общий вид (а) и продольное сечение антенны (б).

где $L_\lambda = L/\lambda$ — нормированная на длину волны λ в свободном пространстве длина волновода, а $z_\lambda = z/\lambda$ — нормированная координата, сводим исходную задачу синтеза к задаче определения функций $p(z)$ и $a(z)$, которые находятся из дисперсионного уравнения для регулярного волновода сравнения и обеспечивают заданную функцию $\alpha(z)$ и постоянную распространения β , независимую от координаты z .

2. СИНТЕЗ НЕРЕГУЛЯРНОГО ВОЛНОВОДА С ПОСТОЯННОЙ ВЕЛИЧИНОЙ β

Дисперсионное уравнение для основной волны планарного волновода с частично прозрачной стенкой имеет вид [5]

$$R_1 R_2 \exp(-i(2\chi a - 2\pi)) = 1. \quad (2)$$

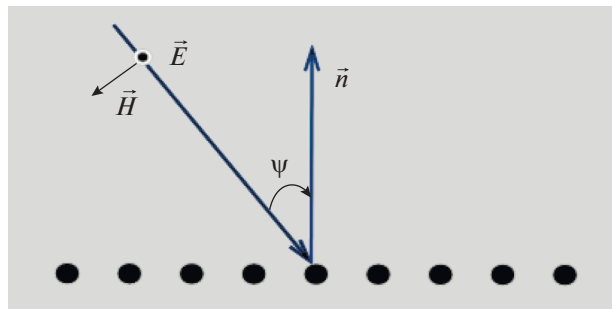


Рис. 2. Падение плоской волны на решетку цилиндров.

Здесь $R_{1,2}$ — коэффициенты отражения плоских волн Бриллюена, падающих на стенки волновода. Уравнение (2) остается справедливым и для основной моды прямоугольного волновода. В этом случае волна Бриллюена падает на узкую стенку волновода под углом ψ (рис. 2), $\psi = \arccos(\chi/k)$, где χ — поперечное волновое число для основной моды, $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число в свободном пространстве, λ — длина волны.

Коэффициент отражения от решетки для случая E -поляризации (когда вектор $\vec{E}$ параллелен осям цилиндров) для мелко-периодических решеток ($p \ll \lambda$) можно записать в виде [6]

$$R_1 = -1 / \left(1 + i \left(\frac{2p}{\lambda} (\cos \psi) \ln \frac{p}{2\pi r} \right) \right), \quad (3)$$

где r — радиус цилиндра, p — период решетки.

Поставляя выражение (3) в уравнение (1), получим уравнение относительно $\cos \psi$:

$$\exp(-i(2ka \cos \psi - 2\pi)) = 1 + i(d \cos \psi), \quad (4)$$

где $d = (2p/\lambda) \ln(p/2\pi r)$. Коэффициент отражения от металлической стенки $R_2 = -1$.

Разлагая левую часть уравнения (4) в ряд Тейлора, получим приближенное решение уравнения (4)

$$\cos \psi = 2\pi / (d + 2ka) + i \times 2\pi^2 d^2 / (d + 2ka)^3. \quad (5)$$

Выражение для продольного волнового числа записывается в виде

$$\gamma(p) = k \sqrt{1 - (\cos \psi)^2}. \quad (6)$$

Формулы (5), (6) определяют величину постоянной распространения $\beta = \text{Re}(\gamma)$ и затухания $\alpha = \text{Im}(\gamma)$.

Зависимости нормированной на волновое число постоянной распространения от нормированного на длину волны периода p/λ , полученные по формулам (5), (6) и численным методом [7] показаны на рис. 3а семействами кривых 1, 2, 3, 4 для $a/\lambda = 0.5, 0.525, 0.55, 0.6$ соответственно.

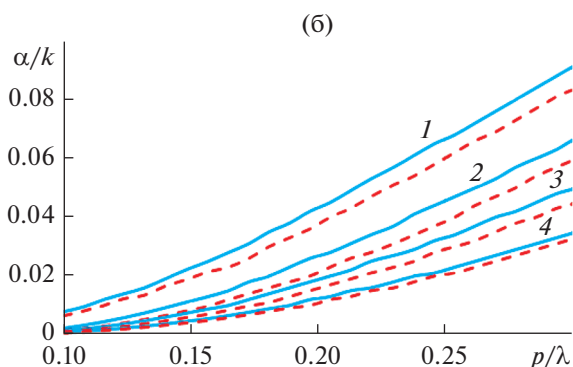
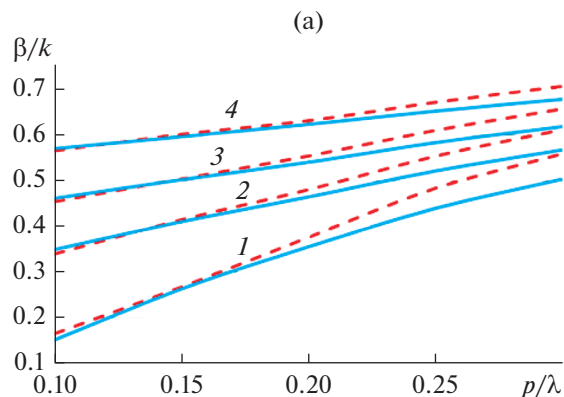


Рис. 3. Зависимости постоянной распространения (а) и постоянной затухания (б) от периода для $a/\lambda = 0.5$ (1), 0.525 (2), 0.55 (3), 0.6 (4), сплошные кривые — расчет по формулам, штриховые кривые — расчет с использованием методики [7].

На рис. 3а видно, что величина постоянной распространения довольно существенно меняется с увеличением периода решетки, формулы (5), (6) достаточно точно описывают это изменение при малых p/λ ($p/\lambda < 0/2$), при этом точность формул растет с увеличением величины a/λ .

Зависимости для нормированной постоянной затухания, рассчитанные с использованием формул (5), (6) и методики [7], в аналогичных обозначениях представлены на рис. 3б. На рисунке видно, что точность формул (5), (6) при вычислении постоянной затухания, как и в предыдущем случае (см. рис. 3а), возрастает с уменьшением величины p/λ и с увеличением величины a/λ .

Применяя параболическую интерполяцию зависимости величины β/k от величины p/λ для дискретного набора величин a/λ , в результате решения ряда квадратных уравнений $\beta/k = \beta_0$ можно найти дискретный набор расстояний a от цилиндров до узкой стенки волновода в зависимости от периода p при использовании двух разных методов расчета (численным и на основе полученных выражений), обеспечивающих заданную постоянную величину β_0 . Используя параболическую интерполяцию между дискретными значе-

ниями, получаем приближенные формулы, описывающие непрерывные зависимости $a_\lambda(p_\lambda)$. В частности, при $\beta_0/\kappa = 0.5$

$$a_\lambda(p_\lambda) = -0.5176(p_\lambda)^2 - 0.1064(p_\lambda) + 0.5769, \quad (7)$$

$$a_\lambda(p_\lambda) = -1.3208(p_\lambda)^2 + 0.10098(p_\lambda) + 0.5632, \quad (8)$$

где $a_\lambda = a/\lambda$, $p_\lambda = p/\lambda$.

Были найдены зависимости нормированной величины a_λ от нормированного периода p_λ , рассчитанные по формуле (7) и (8) (рис. 4). Соответствующие зависимости нормированных постоянных распространения β/κ и затухания α/κ были получены численным методом и показаны соответственно на рисунках 5а, 5б в аналогичных обозначениях.

Зависимости, представленные на рис. 5а, 5б кривыми 1, 2 можно аппроксимировать параболическими функциями:

$$\alpha(p_\lambda) = 2.1933(p_\lambda)^2 - 0.4959(p_\lambda) + 0.0312, \quad (9)$$

$$\alpha(p_\lambda) = 1.8097(p_\lambda)^2 - 0.3843(p_\lambda) + 0.0217. \quad (10)$$

3. СИНТЕЗ И АНАЛИЗ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ

В качестве примера применения описанной выше методики рассмотрим задачу синтеза антенны с равномерным амплитудным распределением $|A(z)| = 1$, которое обеспечивает максимальную величину КИП. Подставляя в формулу (1) значения $L_\lambda = 10$, $P(0) = 1$ и $P(L) = 0.1$ и приравнявая полученную функцию $\alpha(z)$ функциям $\alpha(p)$, которые определены формулами (9), (10), находим соответствующие зависимости нормированного периода p/λ от нормированной координаты z/λ :

$$p_\lambda = \frac{0.4959 + \sqrt{0.2459 - 8.7732(0.0312 - \alpha(z_\lambda))}}{4.3866}, \quad (11)$$

$$p_\lambda = \frac{0.3843 + \sqrt{0.14768 - 7.2388(0.0217 - \alpha(z_\lambda))}}{3.6194}. \quad (12)$$

Зависимость постоянной затухания была рассчитана по формуле (1), зависимости периода от координаты z — по формулам (11), (12). Полученные результаты представлены на рис. 6 кривыми 1–3 соответственно.

Нормированное распределение амплитуды электрического поля внутри волновода было получено в результате электродинамического моделирования с использованием метода конечных элементов для зависимости $p_\lambda(z_\lambda)$, рассчитанной по формуле (11) и по формуле (12), при синтезе антенны на частоте 9 ГГц. Полученные зависимо-

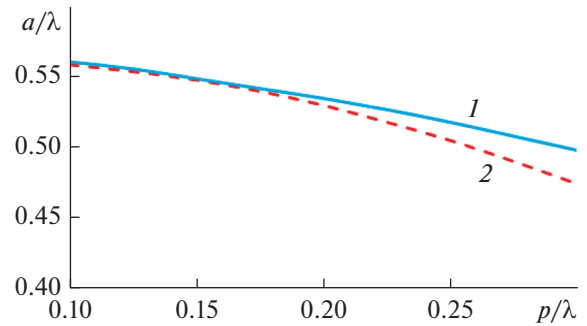


Рис. 4. Зависимость размера волновода в H -плоскости от периода: кривая 1 — расчет по формуле (7), 2 — расчет по формуле (8).

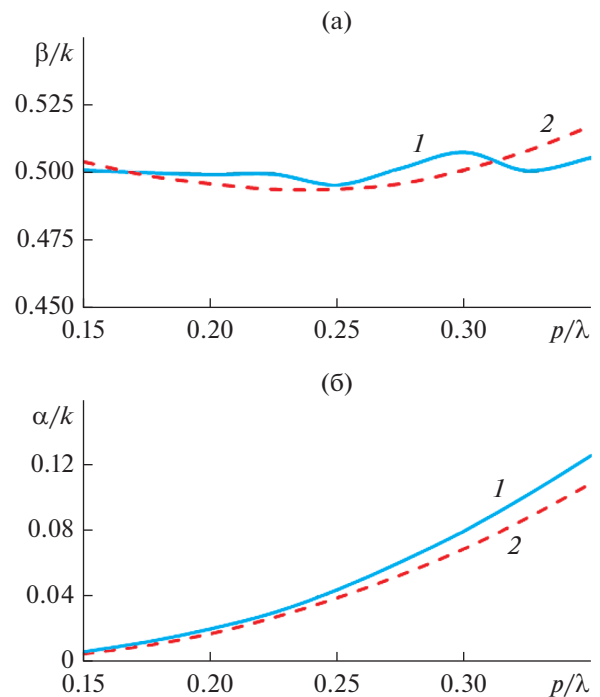


Рис. 5. Зависимости постоянной распространения (а) и постоянной затухания (б) от периода при одновременном изменении параметров a_λ и p_λ , рассчитанные по формуле (7) (кривая 1) и по формуле (8) (кривая 2).

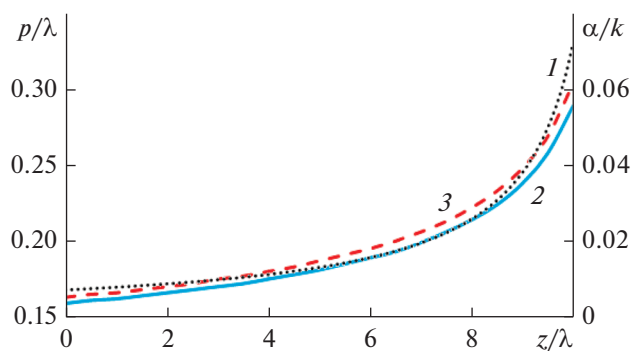


Рис. 6. Зависимости постоянной затухания и периода вдоль антенны.

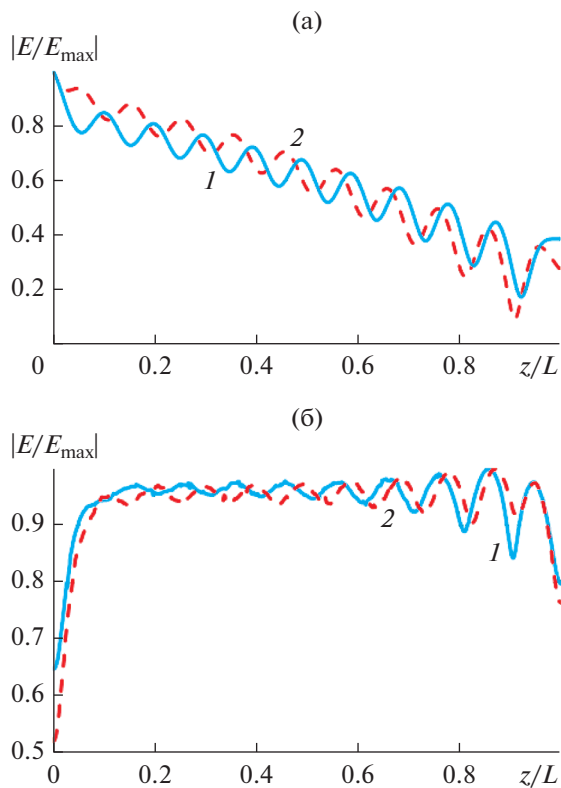


Рис. 7. Нормированное распределение амплитуды электрического поля внутри волновода (а) и вдоль антенны на расстоянии $\lambda/4$ от решетки (б) при синтезе по формуле (11) (кривая 1) и по формуле (12) (кривая 2).

сти представлены на рис. 7а кривыми 1, 2 соответственно.

Также в результате электродинамического моделирования были найдены соответствующие нормированные распределения амплитуды электрического поля вдоль антенны на расстоянии $\lambda/4$ от решетки, которые изображены рис. 7б. На рисунке видно, что кривые имеют относительно небольшие колебания вокруг постоянной величины и незначительно спадают на концах антенны. При этом амплитуда колебаний кривых для антенны, синтезированной по формуле (11), несколько больше, чем у антенны, синтезированной по формуле (12).

Далее для антенн, синтезированных по формулам (13), (14), были получены зависимости от частоты коэффициента отражения S_{11} . Результаты представлены на рис. 8 (кривые 1, 2).

Для антенн, синтезированных на частоте 9 ГГц по формулам (11), (12), были рассчитаны диаграммы направленности в H -плоскости. Результаты представлены на рис. 9 (кривые 1, 2). Как видно на рисунке, разницы между диаграммами антенн, синтезированных численным и численно-аналитическим методом, практически нет.

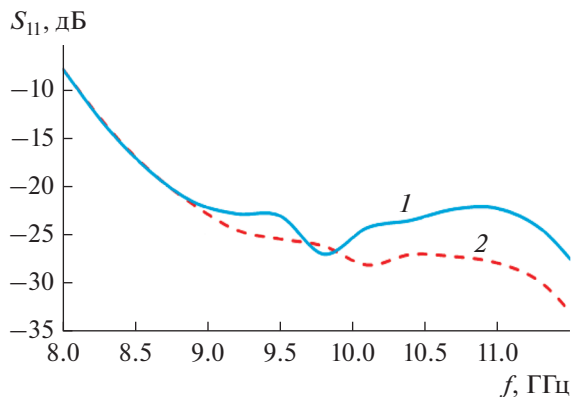


Рис. 8. Зависимость коэффициента отражения от частоты при синтезе антенны по формуле (11) (кривая 1) и по формуле (12) (кривая 2).

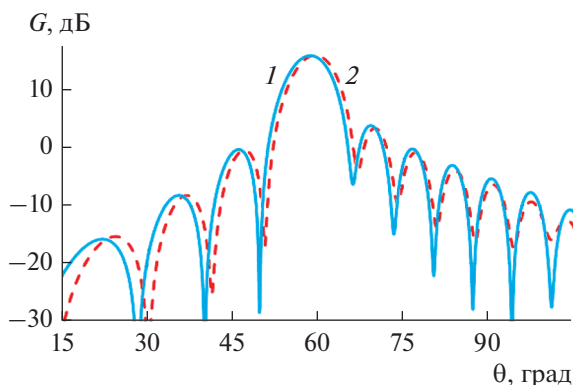


Рис. 9. Диаграмма направленности антенны в H -плоскости при синтезе антенны по формуле (11) (кривая 1) и по формуле (12) (кривая 2).

4. АНАЛИЗ ФАЗИРОВАННОЙ РЕШЕТКИ ШЕСТИ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕНН ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ

Синтезированная выше антенна вытекающей волны сканирует с частотой в H -плоскости. Для сканирования в E -плоскости можно использовать фазированную антенную решетку линейных антенн вытекающей волны [1]. Электродинамическое моделирование решетки шести линейных антенн вытекающей волны, модель которой изображена на рис. 10, проведено с использованием метода конечных элементов. Результаты моделирования представлены на рис. 11–14.

На рис. 11 показаны диаграммы направленности антенной решетки в H -плоскости на частотах 8.5, 9, 9.5, 10, 11 ГГц при синфазном возбуждении волноводов решетки. На рис. 12 представлены диаграммы направленности антенной решетки в E -плоскости при фазовом сканировании на частоте 9 ГГц.

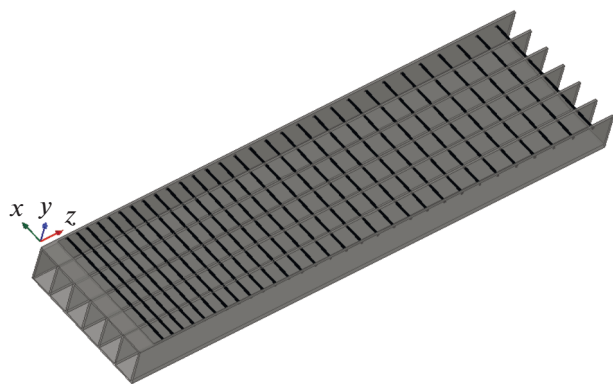


Рис. 10. Общий вид антенной решетки.

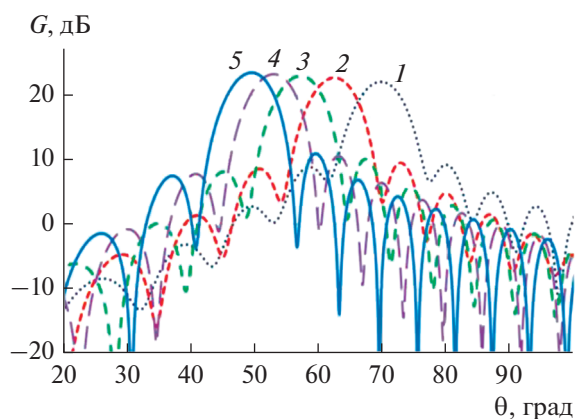


Рис. 11. Диаграммы направленности антенной решетки в H -плоскости на частотах: 8.5 (1), 9 (2), 9.5 (3), 10 (4), 11 ГГц (5).

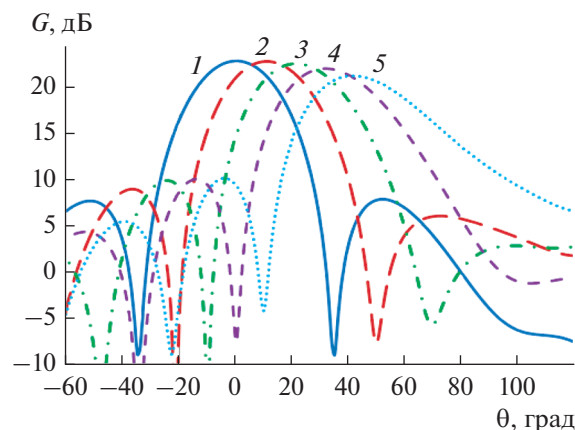


Рис. 12. Диаграммы направленности антенной решетки в E -плоскости при фазовом сканировании.

На рис. 13 показаны зависимости коэффициента усиления антенной решетки и КИП антенны от частоты (кривые 1 и 2 соответственно). Для сравнения на рисунке приведены зависимости

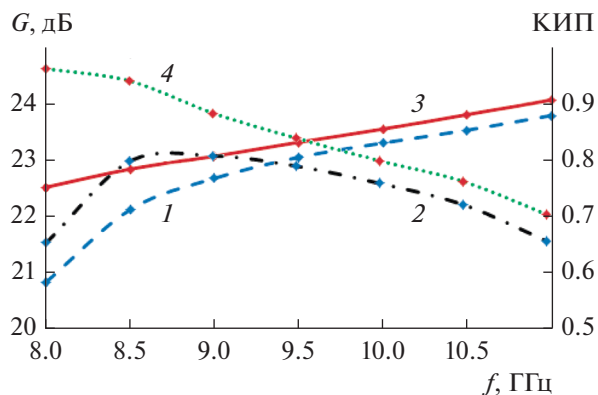


Рис. 13. Частотные зависимости коэффициента усиления (1) и КИП синтезированной антенны (2) в сравнении с коэффициентом усиления и КИП с апертурой с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределениями (кривые 3, 4).

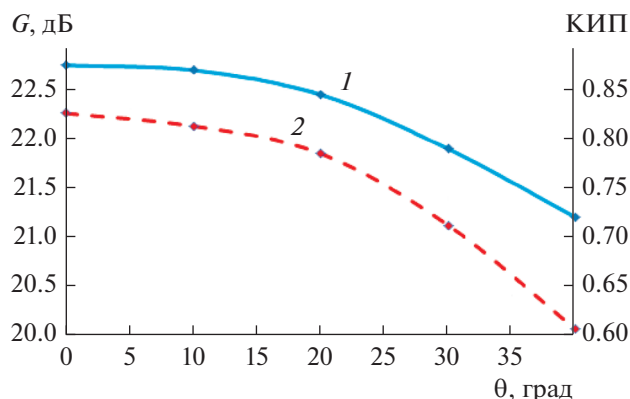


Рис. 14. Зависимость коэффициента усиления (кривая 1) и КИП (кривая 2) от угла отклонения луча при фазовом сканировании на частоте 9 ГГц.

коэффициента усиления и КИП аналогичной плоской апертуры с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределением, соответствующим углу частотного сканирования (кривые 3 и 4).

Как видно на рисунке в полосе частот 9...11 ГГц величины усиления и КИП близки к предельно возможным (разница с характеристиками идеальной апертуры менее 0.5 дБ). При этом в полосе частот 8...11 ГГц величина КИП более 0.65.

На рис. 14 в аналогичных обозначениях показаны зависимости коэффициента усиления и КИП при фазовом сканировании на частоте 9 ГГц. Как видно из рисунка, обе зависимости близки к косинусоидальным, что соответствует теории фазированных решеток антенн вытекающей волны [1].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы.

1. Развита численно-аналитическая методика позволяет на заданной частоте синтезировать распределение амплитуды вытекающей волны вдоль антенны, близкое к равномерному, а фазовое распределение — близкое к линейному.

2. В полосе частот более 20% усиление и КИП решетки шести синтезированных линейных антенн вытекающей волны близки к предельно возможным значениям.

3. В полосе частот более 30% КИП решетки шести синтезированных линейных антенн вытекающей волны выше 0.65.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Уолтер К. Антенны бегущей волны / Пер. с англ. под ред. А.Ф. Чаплина. 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. // Журн. радиоэлектроники. 2019. № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan19/14/text.pdf>.
5. Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах. М.: Наука, 1973.
6. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. М.: Связь, 1977. Ч. 2.
7. Калиничев В.И., Бабаскин А.А. // Журн. радиоэлектроники. 2015. № 7. <http://jre.cplire.ru/jre/jul15/2/text.pdf>.
8. Каценеленбаум Б.З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. М.: Изд-во АН СССР, 1961.