

## ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЕ СКАНИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК, ЗАПОЛНЕННЫХ ДИЭЛЕКТРИКОМ

В. И. Калинин<sup>1</sup>, А. А. Бабаскин<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН

<sup>2</sup> Vona Venture LLC, Сеул, Юж. Корея

Статья поступила в редакцию 4 сентября 2017 г.

**Аннотация.** Рассмотрены двумерно-периодические сканирующие антенные решетки вытекающей волны, состоящие из заполненных диэлектриком прямоугольных металлических волноводов с двойными поперечными щелями. Рассчитаны характеристики излучения бесконечных и конечных решеток в режиме равномерного возбуждения всех входов с линейным фазовым сдвигом. Исследована ширина сектора двумерного сканирования луча в зависимости от диэлектрической проницаемости заполнения.

**Ключевые слова.** Антенны вытекающей волны, волноводно-щелевые решетки, волноводы, заполненные диэлектриком, частотно-фазовое сканирование.

**Abstract.** Two-dimensional periodic scanning leaky wave antenna arrays are studied, which consist of rectangular dielectric-filled waveguides with reflection-cancelling transverse slot pairs. The radiation characteristics of infinite and finite-size arrays are computed in the regime of uniform excitation of all inputs with a linear phase shift. The width of the frequency-phase scanning sector is investigated depending on the dielectric permittivity of the material filling the waveguides. Studies have shown that the considered antenna arrays have a relatively wide single-beam scan sector. In the frequency range 8.75 - 10.75 GHz the elevation scanning capabilities for the arrays with the filling materials  $\epsilon = 2.25$  and  $\epsilon = 9$  are characterized by the angular sectors of  $30^\circ$  and  $71^\circ$ , respectively. The azimuth scanning is determined by the beam tilt by  $45^\circ - 59^\circ$  at the phase shift of  $120^\circ$  ( $\epsilon = 2.25$ ) and by  $44^\circ - 60^\circ$  at the phase shift of  $60^\circ$  ( $\epsilon = 9$ ), in the same frequency range. It is also shown that at a given frequency and with a change in the phase shift the beam scans along the surface of an almost

circular cone with a constant elevation angle at its vertex measured relative to the waveguide axes. It is obtained that the angles of radiation for the simulated finite-size arrays and the corresponding infinite arrays are practically same.

**Keywords.** Leaky-wave antennas, slotted waveguide arrays, dielectric-filled waveguides, frequency-phase scanning.

## Введение

Антенные решетки вытекающей волны находят широкое применение в различных приложениях. Методы анализа и характеристики антенн этого типа описаны в ряде монографий и обзоров [1-4]. Антенны вытекающей волны представляют собой, как правило, периодические структуры, в частности, волноводы или волноводные решетки с эквидистантно расположенными щелями. Непериодические волноводно-щелевые антенны позволяют синтезировать требуемое амплитудно-фазовое распределение поля в апертуре, в частности, для снижения уровня бокового излучения или фокусировки поля в зоне Френеля [5].

В ряде публикаций описаны области применения антенн вытекающей волны, предложенные в последнее время. В [6] исследована частотно-сканирующая линейная волноводно-щелевая антенна для радара в системе планетарной посадки (planetary landing radar) в диапазоне частот 130-180 ГГц. В [7] предложена и описана частотно-сканирующая волноводно-щелевая антенна с экраном для системы обнаружения посторонних предметов на взлетно-посадочных полосах аэродромов в диапазоне 78-81 ГГц. В [8] описана антенна вытекающей волны на основе микрополосковой линии для небольших беспилотных летательных аппаратов, а также для распознавания жестов человека (human gesture recognition). Антенна вытекающей волны на прямоугольном металлическом волноводе, заполненном диэлектриком, с парными поперечными щелями в широкой стенке рассмотрена в [9].

В работах [6-9] рассмотрены линейные частотно-сканирующие антенны, которые способны фокусировать излучение вытекающей волны только в одной

плоскости. Использование двумерных антенных решеток позволяет получить диаграмму излучения в виде узкого луча, положением которого можно управлять как путем изменения частоты, так и сдвига фазы между линейками решетки. Пример частотного сканирования в двумерной решетке описан в [10], где рассмотрена печатная антенна вытекающей волны в виде плоскопараллельного диэлектрического слоя (RT Duroid 5880) с поперечными щелями в верхнем экране, которая возбуждается с помощью схемы из двух рефлекторов. Антенна работает в режиме обратного излучения. Приведены измеренные диаграммы направленности в Е-плоскости при изменении частоты в диапазоне 9.1-9.6 ГГц. Ширина сектора частотного сканирования в этом частотном диапазоне составила  $15.3^\circ$ . На частоте 9.3 ГГц измеренная ширина луча по уровню -3 дБ составила  $12.6^\circ$  в Е-плоскости и  $9.9^\circ$  в Н-плоскости.

Примеры фазового сканирования в двумерных решетках содержатся в [11-13], где рассмотрены многолучевые планарные щелевые антенны на волноводах, интегрированных с диэлектрической подложкой (substrate-integrated waveguides (SIW)), в комбинации с различными диаграммообразующими схемами (ДОС). Антенны представляют собой двумерные решетки закороченных на конце щелевых SIW волноводов. Волноводы работают в резонансном режиме, излучая на резонансной частоте по нормали к плоскости решетки, а отклонение луча в этой плоскости осуществляется с помощью ДОС, обеспечивающей сдвиг фазы между волноводами решетки. Для построения ДОС в [11] используется параболический рефлектор. Прототип антенны с семью входами и с решеткой из семи SIW волноводов изготовлен при помощи стандартной печатной технологии на подложке Rogers Duroid 5880. Ширина измеренного сектора фазового сканирования луча в Е-плоскости при переключении входов ДОС составила от  $-30^\circ$  до  $+23^\circ$  на частоте 37.5 ГГц. Получено хорошее соответствие с расчетными данными. В [12] в качестве ДОС используется печатная линза Ротмана с семью входами, интегрированная с антенной решеткой, состоящей из девяти SIW волноводов. Измеренная ширина сектора фазового сканирования луча в Е-плоскости при переключении

входов ДОС в этом случае составила от  $-41^\circ$  до  $+41^\circ$  на частоте 28.5 ГГц. В работе эта антенная решетка использовалась как подрешетка для двумерной многолучевой антенны в системе мобильной спутниковой связи. В [13] в качестве ДОС используется модифицированная матрица Батлера  $4 \times 8$  с 4-мя входами и 8-ю выходами на SIW волноводах для формирования четырех ортогональных лучей с пониженным уровнем бокового излучения. Матрица интегрирована с антенной решеткой из восьми SIW волноводов. Отклонения лучей в E-плоскости, перпендикулярной осям волноводов, на частоте 16 ГГц составили  $\pm 45^\circ$  и  $\pm 15^\circ$  в зависимости от номера возбуждаемого входа матрицы. В работе эта решетка использовалась как подрешетка для многолучевой антенны в системе мобильной связи, в которой 24 луча покрывают весь азимутальный сектор  $360^\circ$ .

Модель двумерной решетки с фазовым сканированием рассмотрена в теоретической работе [14], в которой предложен эффективный метод анализа сканирующих волноводно-щелевых резонансных антенных решеток, включая решетки волноводов, заполненных диэлектриком. Метод основан на использовании эквивалентной схемы для изолированной продольной резонансной щели в широкой стенке волновода и основанной на уравнениях Эллиота итерационной процедуре определения напряжения на всех щелях решетки. Анализ проводится с учетом матрицы рассеяния узла возбуждения, например, в виде коаксиально-волноводного перехода или перехода с микрополосковой линии на волновод. Предложенная итерационная процедура учитывает эффекты взаимной связи между щелями как по внешней, так и по внутренней областям. Метод обеспечивает высокую точность и быстроедействие даже для решеток, содержащих несколько сотен щелей. Для демонстрации возможностей метода в работе рассчитана антенная решетка из 32-х закороченных на торцах металлических волноводов сечением  $7.5 \times 3.75$  мм, заполненных диэлектриком с проницаемостью  $\epsilon = 2.2$ , с 22-мя щелями в каждом волноводе. Предполагается, что фазовый сдвиг между волноводами обеспечивается с помощью фазовращателей. В рассмотренном примере

параметры решетки и сдвиг фазы между волноводами выбраны так, чтобы отклонение луча по углу места составило  $40^\circ$  на частоте 20 ГГц.

Вероятно, одной из первых двумерных антенных решеток вытекающей волны с частотно-фазовым сканированием является антенна РЛС Дунай -3У [15]. Двумерное сканирование луча в решетке, выполненной с помощью печатной технологии, описано в работе [16]. В ней представлены результаты исследования многолучевой двумерной щелевой антенны бегущей волны, выполненной на верхнем диэлектрическом слое двухслойной структуры, в комбинации с ДОС на нижнем диэлектрическом слое. При изменении частоты в пределах от 23.6 ГГц до 25 ГГц получен сектор  $20^\circ$  частотного сканирования и  $\pm 30^\circ$  - фазового.

Иной способ двумерного сканирования предложен в работе [17], в которой используется частотное сканирование по углу места и фазовое сканирование по азимуту. Сектор частотного сканирования составил  $26^\circ$  при изменении частоты от 30 ГГц до 39.5 ГГц, а угол обзора по азимуту более  $140^\circ$  при угловом разрешении  $0.9^\circ$  в обеих плоскостях.

В [18] рассмотрены непериодические (сфокусированные в зоне Френеля) и периодические сканирующие волноводно-щелевые антенные решетки вытекающей волны. В данной работе эффект фокусировки в решетке достигается за счет переменного расстояния между щелями в широких стенках волноводов. Приведены результаты исследования и сравнения характеристик частотно-фазового сканирования в решетках обоих типов. При фазовом сканировании в диаграмме направленности наблюдается появление побочных лучей, амплитуда которых в непериодической решетке меньше амплитуды соответствующих лучей в периодической решетке.

В [19] исследуется двумерно-периодическая сканирующая решетка из полых волноводов с парными продольными щелями в широкой стенке. Представлены частотные зависимости фазовой постоянной и постоянной излучения вытекающей волны для разных фазовых сдвигов между волноводами и приведено сравнение с комплексной постоянной распространения

вытекающей волны в уединенной линейной решетке. Показано, что частотные зависимости фазовой постоянной и постоянной излучения в данной двумерной решетке имеют особенности при определенных фазовых сдвигах. Эти особенности связаны с появлением побочной пространственной гармоники в поле решетки за счет периодичности структуры в направлении, перпендикулярном осям волноводов. Для разных фазовых сдвигов проведено сравнение угловых координат главного луча конечной решетки с направлением излучения бесконечной решетки. При этом диаграммы излучения конечной решетки, которые демонстрировали бы появление побочных лучей, в работе не представлены. В развитие этой работы, в [20] проведен детальный численный анализ двумерной волноводно-щелевой решетки, в которой волноводы имеют линейный фазовый сдвиг. Рассчитан сектор сканирования в полосе частот 8-11 ГГц при фазовом сдвиге  $90^\circ$ . Рассчитаны и представлены диаграммы направленности излучения. Показано, что увеличение фазового сдвига между волноводами приводит к появлению и росту побочного луча за счет возбуждения высших пространственных гармоник.

Как отмечалось, один из способов избежать появления побочных лучей состоит в применении заполненных диэлектриком волноводов. Некоторые результаты исследования в этом направлении представлены в [21], где рассмотрены характеристики частотно-фазового сканирования двумерных периодических и непериодических волноводно-щелевых антенных решеток различного размера и с различным диэлектрическим заполнением, включая полые волноводы. Рассчитаны угловые распределения излученного поля при равномерном возбуждении всех входов с фазовым сдвигом. Показано, что заполнение волноводов диэлектриком при соответствующем изменении размера волноводов и расстояния между парами щелей позволяет не только расширить угловой сектор частотно-фазового сканирования при сохранении диапазона изменения частоты и сдвига фаз между волноводами, но и подавить побочные лучи.

Цель данной работы – исследование характеристик частотно-фазового сканирования в двумерно-периодических решетках, состоящих из заполненных диэлектриком прямоугольных металлических волноводов с двойными поперечными щелями, с использованием метода, который применялся в ряде предшествующих работ авторов. Будут рассмотрены два варианта диэлектрического заполнения: диэлектриком с проницаемостью  $\epsilon=2.25$  и  $\epsilon=9$ . Для обоих вариантов построена численная модель бесконечной двумерно-периодической антенной решетки, и для нее рассчитаны действительная и мнимая части постоянной распространения вытекающей моды в зависимости от частоты для разных линейных фазовых сдвигов между волноводами. Построена модель конечной решетки (конечное число волноводов конечной длины) и рассчитана ее диаграмма излучения в режиме равномерного возбуждения всех входов с линейным фазовым сдвигом между ними. Для конечной решетки рассчитан коэффициент усиления в зависимости от частоты и фазового сдвига между волноводами.

## **1. Решетка из волноводов, заполненных диэлектриком с относительной проницаемостью $\epsilon=2.25$**

### 1.1. Дисперсионная диаграмма двумерно-периодической решетки.

Фрагмент рассматриваемой решетки показан на рис. 1а. Решетка состоит из волноводов сечением  $15.8 \times 7.9$  мм, заполненных диэлектриком с проницаемостью  $\epsilon=2.25$ . Одинаковые пары поперечных щелей длиной 9 мм и шириной 2 мм расположены в широкой стенке с периодом  $P_z = 26$  мм вдоль оси волноводов. Влияние конечной толщины металлической стенки на излучение учитывается заданием в данной модели параметра толщины металла широкой стенки 0.5 мм, предполагая узкие стенки бесконечно тонкими. Волноводы расположены вплотную друг к другу, при этом период в поперечном направлении определяется размером широкой стенки  $P_y = 15.8$  мм.

Для расчета дисперсионной характеристики используем модель единичной ячейки на рис. 1б. В этой модели используются периодические граничные условия на двух парах плоскостей в двух направлениях

периодичности вдоль  $Z$  и вдоль  $Y$ , а также поглощающий PML слой (perfect matched layer) на грани, обращенной к стенке со щелями. В методе конечных элементов предполагается, что этот слой полностью поглощает падающее на него излучение вытекающей моды. Решетка задней стенкой примыкает к экрану. Задавая разные фазовые сдвиги на гранях ячейки вдоль  $Z$  и  $Y$ , находим собственные частоты вытекающих мод в такой решетке и ее дисперсионную диаграмму.

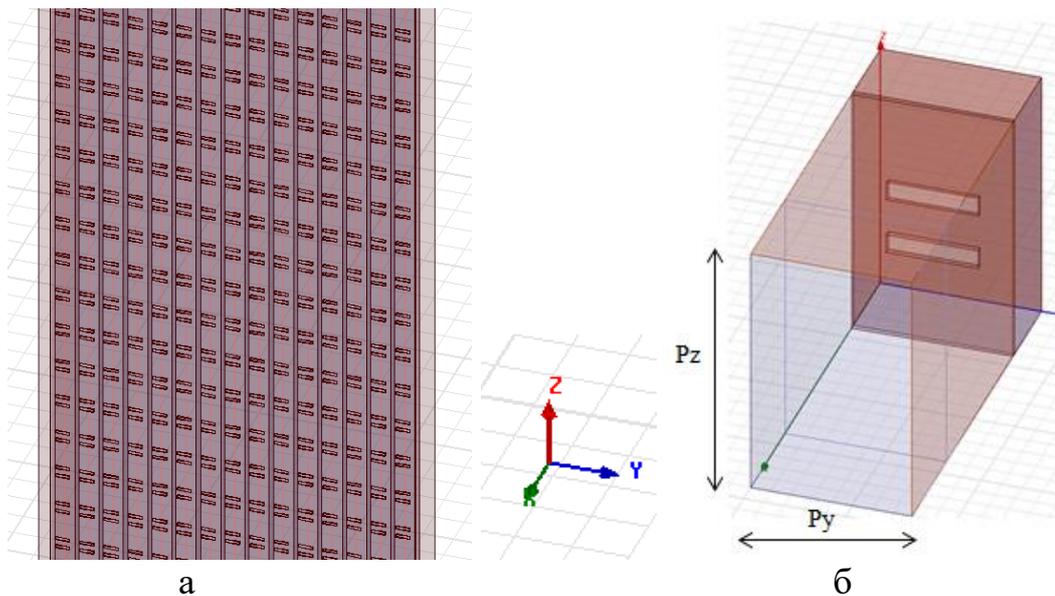


Рис. 1. а - Фрагмент волноводно-щелевой двумерно-периодической решетки; б - модель ее единичной ячейки

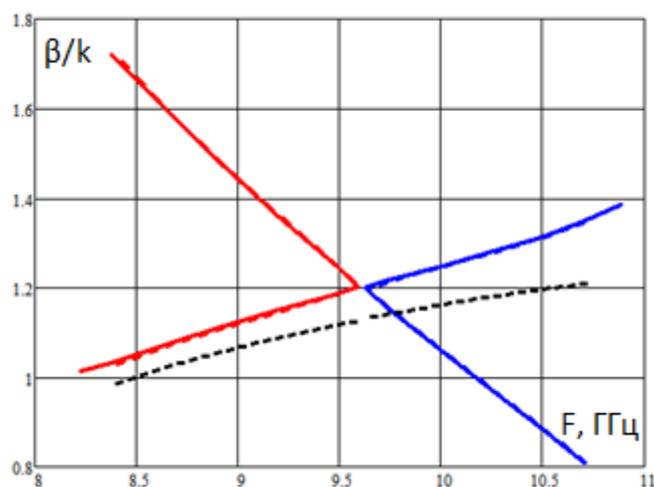
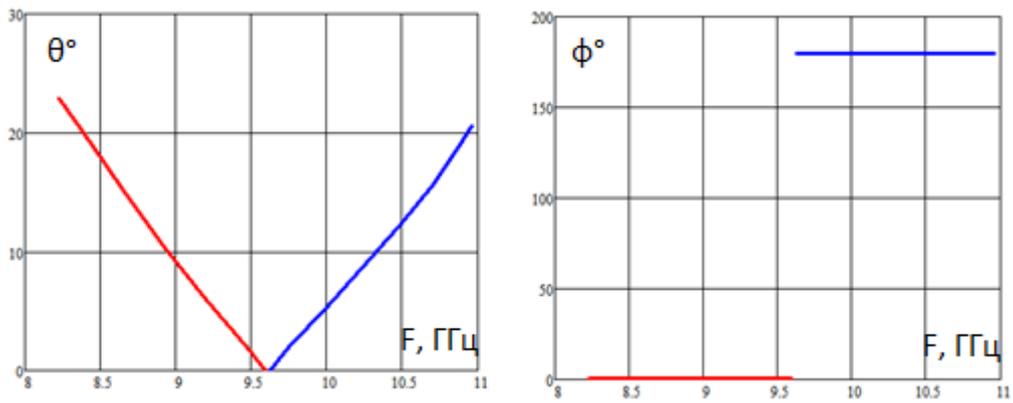


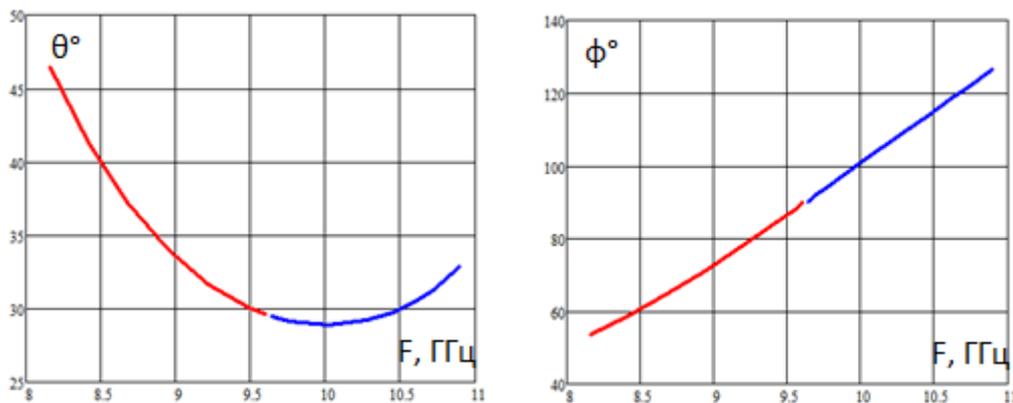
Рис. 2. Сплошные линии - дисперсионная диаграмма синфазной решетки волноводов. Штриховые линии – дисперсионная диаграмма уединенного периодического волновода. Пунктир – дисперсионная характеристика невозмущенного волновода, заполненного диэлектриком с  $\epsilon=2.25$

На рис. 2 сплошными линиями представлены рассчитанные с помощью этой модели зависимости нормированной фазовой постоянной распространения ( $\beta/k$ ) от частоты в диапазоне 8.2-10.7 ГГц для нулевого сдвига фаз между волноводами  $\Phi_u=0$  (синфазная решетка). Этот частотный диапазон соответствует диапазону фазового сдвига при распространении волны вдоль  $Z$  от  $\Phi_z=260^\circ$  до  $\Phi_z=470^\circ$ . Красный цвет соответствует режиму обратного излучения, при котором фазовая и групповая скорости излучающей волны вдоль оси волноводов направлены противоположно; синий цвет – режим прямого излучения, при котором эти скорости направлены одинаково. Штриховыми линиями обозначена дисперсионная диаграмма вытекающей волны уединенного периодического волновода, который является единичным элементом решетки. Пунктирной линией обозначена дисперсионная характеристика невозмущенного прямоугольного волновода с диэлектриком. Видим, что сплошные и штриховые линии на рис. 2 совпадают с графической точностью. Такое совпадение имеет место и для других рассмотренных значений фазового сдвига между волноводами в диапазоне  $\Phi_u$  от 0 до  $150^\circ$ , которые здесь не представлены. Таким образом, дисперсия вытекающей волны в рассматриваемой двумерно-периодической решетке практически не зависит от фазового сдвига между волноводами в данных диапазонах частот и фазовых сдвигов. На рис. 3 показаны углы излучения  $\theta$ ,  $\varphi$  вытекающей волны решетки в зависимости от частоты для трех значений фазового сдвига  $\Phi_u$ . Здесь углы определяются в сферической системе координат, как показано ниже на рис. 4. Эти зависимости определяют сектор частотного сканирования решетки при разных сдвигах фазы между волноводами.

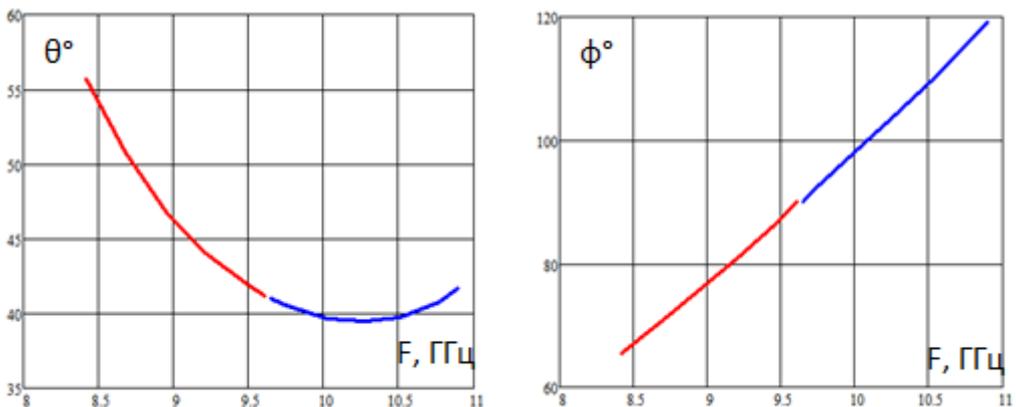
Относительно представленных выше рисунков следует сделать некоторые пояснения. Рис. 3а показывает углы частотного сканирования в синфазной решетке, когда все волноводы возбуждаются с одинаковой амплитудой и фазой. На нижних частотах диапазона решетка излучает назад относительно движения волны в волноводах, что является обычным режимом работы антенны вытекающей волны с использованием периодической волноводной структуры.



а



б



в

Рис. 3. Углы излучения волны в решетке от частоты при разных фазовых сдвигах между волноводами: а -  $\Phi_y = 0^\circ$ ; б -  $\Phi_y = 90^\circ$ ; в -  $\Phi_y = 120^\circ$

С ростом частоты направление луча приближается к нормали к плоскости решетки. В окрестности 9.6 ГГц решетка излучает по нормали, и при

дальнейшем росте частоты луч вновь отклоняется от нормали в сторону движения волны в волноводах. Этому переходу луча через нормаль к плоскости решетки соответствует скачок угла  $\varphi$  на  $180^\circ$  на рис. 3а. На рис. 3б-в представлены аналогичные характеристики частотного сканирования при фазовом сдвиге между волноводами  $90^\circ$  и  $120^\circ$ , соответственно. При ненулевых сдвигах фазы за счет склонения луча и отклонения его от плоскости  $XZ$  угол  $\theta$  имеет всегда ненулевое значение при изменении частоты, а угол  $\varphi$  плавно изменяется в окрестности  $\varphi=90^\circ$ , чему соответствует непрерывный переход луча через ось  $Y$ .

1.2. Излучение конечной решетки. На рис. 4 приведена модель конечной решетки из 15 волноводно-щелевых линейных антенн, в которой волноводы сечением  $15.8 \times 7.9$  мм заполнены диэлектриком с проницаемостью  $\epsilon=2.25$ . Параметры щелей те же, что и в рассмотренной выше модели бесконечной решетки. В данной модели 40 периодов парных поперечных щелей в каждом волноводе образуют излучающую апертуру размером  $1040 \times 237$  мм.

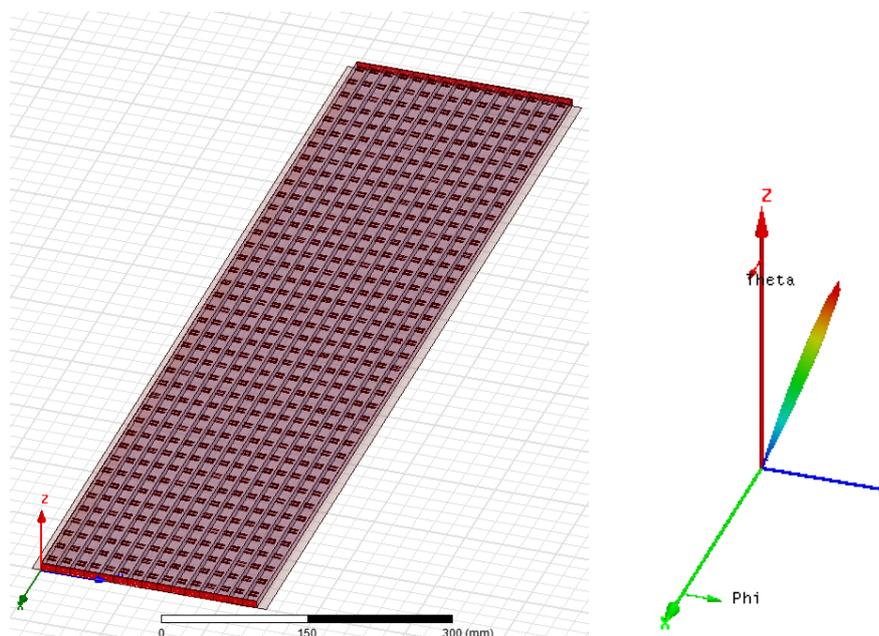


Рис. 4. Модель конечной решетки из волноводов сечением  $15.8 \times 7.9$  мм, заполненных диэлектриком с проницаемостью  $\epsilon=2.25$

Предполагается, что решетка расположена на бесконечном металлическом экране. При возбуждении всех входов решетки с одинаковой амплитудой и линейным сдвигом фазы между волноводами формируется диаграмма направленности излучения в виде узкого луча. Его ширина определяется размерами решетки и рабочей частотой, а положение в пространстве характеризуется углами  $\theta$ ,  $\varphi$  в сферической системе координат, как показано на рисунке.

Методом конечных элементов были рассчитаны диаграммы излучения и коэффициент усиления решетки в зависимости от частоты для нескольких фазовых сдвигов между волноводами. На рис. 5 точками обозначены углы луча решетки при равномерном возбуждении всех входов с фазовым сдвигом  $\Phi_u$ . Линии обозначают направления излучения бесконечной решетки, представленные выше на рис. 3а-в. Видим, что направление луча конечной решетки с графической точностью совпадает с направлением излучения собственной вытекающей волны бесконечной решетки при тех же частотах и фазовых сдвигах. Такое хорошее соответствие может служить подтверждением корректности предложенных в работе моделей и результатов расчетов на их основе. Кроме того, это показывает, что сектор частотно-фазового сканирования конечной решетки может быть с хорошей точностью определен путем анализа единичной ячейки соответствующей бесконечной решетки.

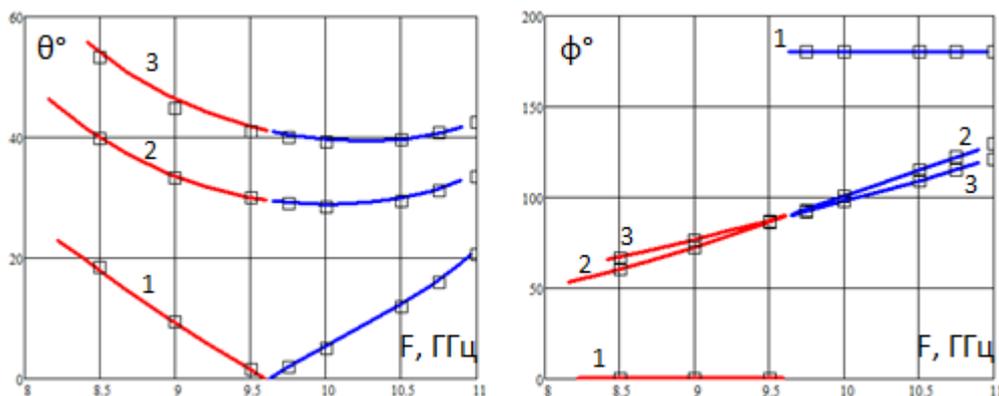


Рис. 5. Направления луча конечной решетки (точки) в сравнении с направлением излучения бесконечной решетки (линии): 1 -  $\Phi_u = 0^\circ$ ; 2 -  $\Phi_u = 90^\circ$ ; 3 -  $\Phi_u = 120^\circ$

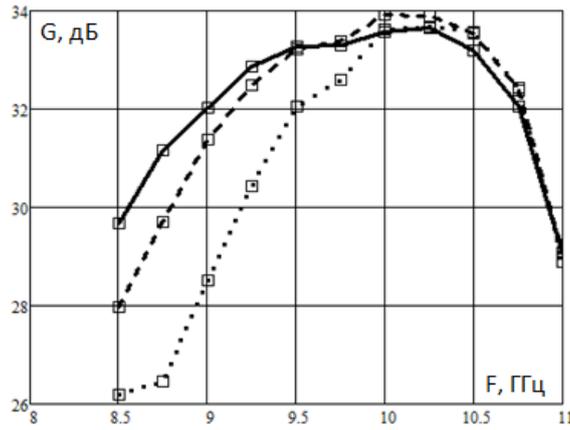


Рис. 6. Коэффициент усиления конечной решетки на рис. 4 в зависимости от частоты при равномерном возбуждении всех входов с линейным фазовым сдвигом: сплошная линия  $\Phi_u = 0^\circ$ , штриховая  $\Phi_u = 90^\circ$ , пунктирная  $\Phi_u = 120^\circ$

На рис. 6 представлены частотные зависимости коэффициента усиления решетки при тех же фазовых сдвигах. Максимальные значения имеют место на частотах, которым соответствуют минимальные значения угла  $\theta$  (угол отклонения от нормали к плоскости решетки) на рис. 5.

В качестве иллюстрации сканирующих свойств решётки ниже на рис. 7 показано положение луча в пространстве и соответствующее распределение амплитуды электрического поля в горизонтальной плоскости решетки (плоскости X0Y) при фазовом сдвиге между волноводами  $\Phi_u = 120^\circ$  на частоте 10 ГГц.

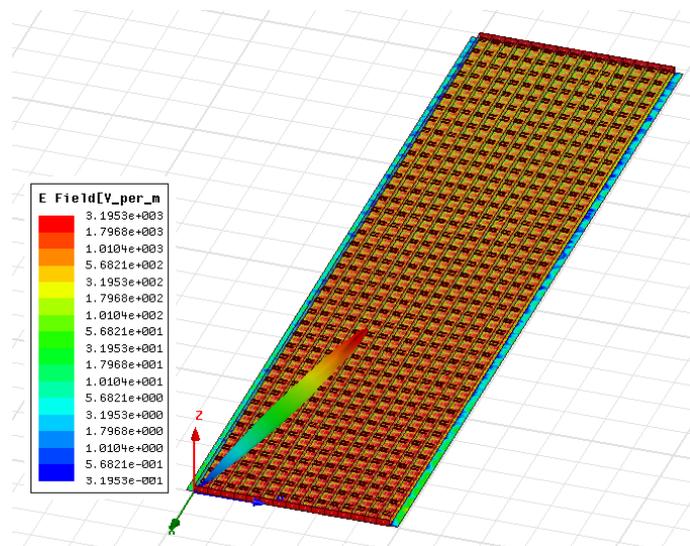


Рис. 7. Положение луча в пространстве и распределение амплитуды электрического поля в плоскости XY на частоте 10 ГГц при  $\Phi_u = 120^\circ$

В следующем разделе для сравнения рассмотрим решетку из волноводов меньшего сечения, заполненных диэлектриком с более высоким значением проницаемости.

## 2. Решетка из волноводов 7.2x3.4 мм, заполненных диэлектриком с относительной проницаемостью $\epsilon=9$

2.1. Дисперсионная диаграмма двумерно-периодической решетки. Как и в предыдущем случае, сначала рассчитаем дисперсионную характеристику бесконечной решетки, фрагмент которой и модель единичной ячейки аналогичны представленным на рис. 1. В данном случае парные поперечные щели длиной 4.7 мм и шириной 1.5 мм прорезаны в металлизации широкой стенки волноводов толщиной 0.035 мм и расположены с периодом  $P_z=13.9$  мм. Узкие стенки предполагаются бесконечно тонкими. Волноводы расположены вплотную друг к другу, при этом период в поперечном направлении определяется размером широкой стенки  $P_y=7.2$  мм. Расчет комплексных собственных частот вытекающей моды синфазной решетки ( $\Phi_y=0$ ) в том же диапазоне частот позволяет получить дисперсионную диаграмму, представленную на рис. 8, которая по виду аналогична диаграмме на рис. 2. В этом случае сплошные и штриховые линии на рис. 8, как и на рис. 2, совпадают с графической точностью.

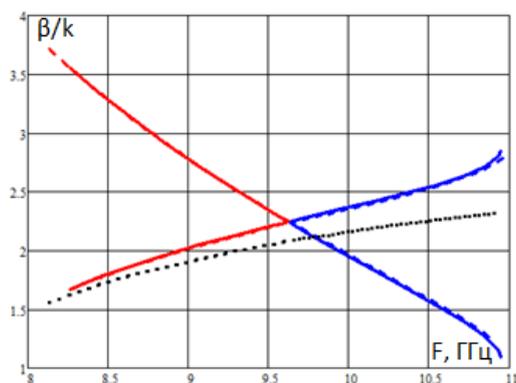
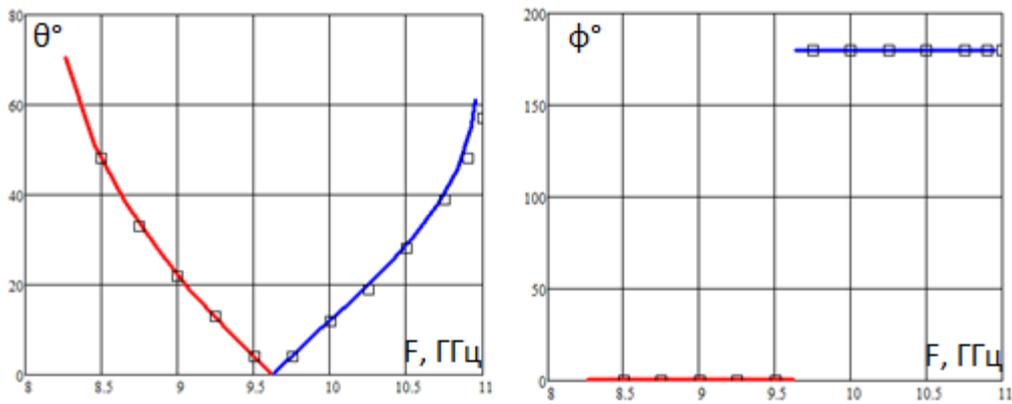
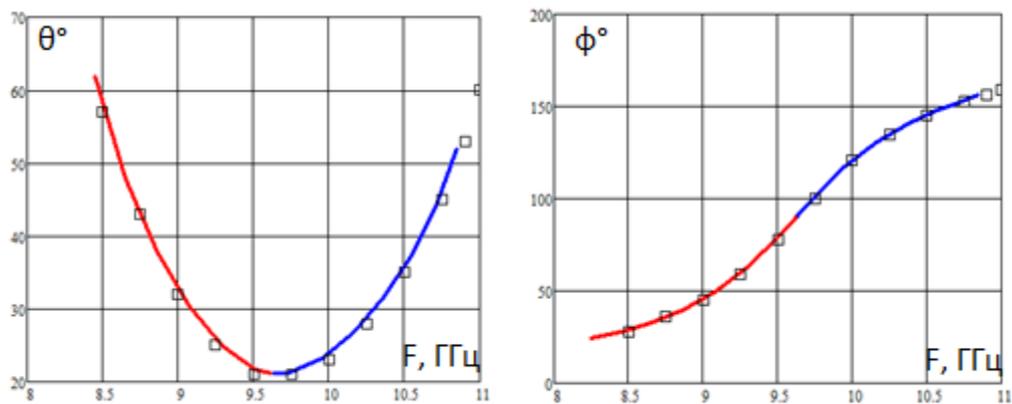


Рис. 8. Сплошные линии - дисперсионная диаграмма синфазной решетки волноводов. Штриховые линии – дисперсионная диаграмма уединенного периодического волновода. Пунктир – дисперсионная характеристика невозмущенного волновода, заполненного диэлектриком с  $\epsilon=9$

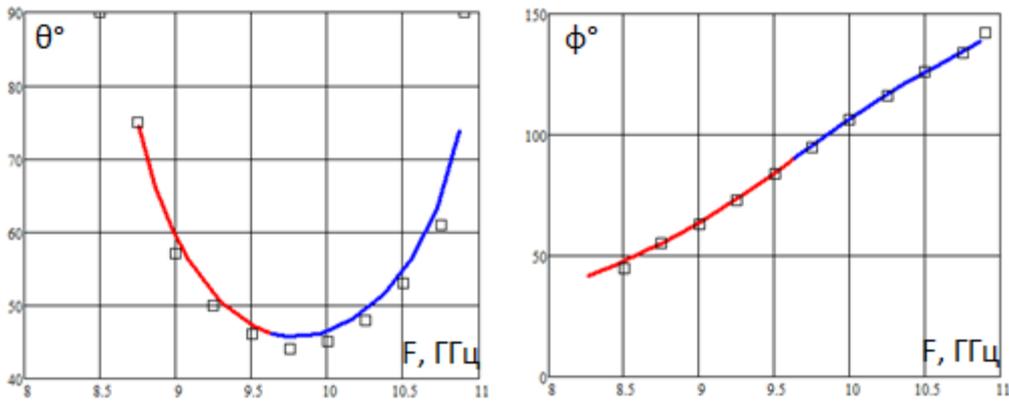
Дисперсионные характеристики для других рассмотренных значений фазовых сдвигов между волноводами в диапазоне  $\Phi$  от  $0$  до  $60^\circ$  имеют аналогичный вид и здесь не представлены. На рис. 9 показаны углы излучения  $\theta$ ,  $\varphi$  вытекающей моды решетки в зависимости от частоты для трех значений фазового сдвига  $\Phi$ . В этом случае углы также определяются в сферической системе координат, ось  $Z$  которой совпадает с нормалью к плоскости решетки. Точками на рис. 9 обозначены рассчитанные направления луча в конечной решетке из 20-ти волноводов, возбуждаемой со всех входов с равными амплитудами и линейным фазовым сдвигом  $\Phi$  (см. рис. 10). Зависимости на рис. 9 а-в определяют сектор частотного сканирования для разных фазовых сдвигов между волноводами и для них справедливы те же пояснения, что и для рис. 3 выше. Отметим, что сравнимый сектор сканирования в данной решетке достигается примерно при вдвое меньшем сдвиге фазы между волноводами, чем в предыдущей.



а



б



В

Рис. 9. Углы излучения волны в решетке от частоты при разных фазовых сдвигах между волноводами: а -  $\Phi_y = 0^\circ$ ; б -  $\Phi_y = 30^\circ$ ; в -  $\Phi_y = 60^\circ$

2.2. Излучение конечной решетки. На рис. 10 приведена модель конечной решетки из 20 волноводно-щелевых линейных антенн, в которой волноводы сечением 7.2x3.4 мм заполнены диэлектриком с проницаемостью  $\epsilon=9$ . Параметры щелей те же, что и в бесконечной решетке. В данной модели 20 периодов парных поперечных щелей в каждом волноводе образуют излучающую апертуру размером 278x144 мм. Решетка расположена на бесконечном металлическом экране.

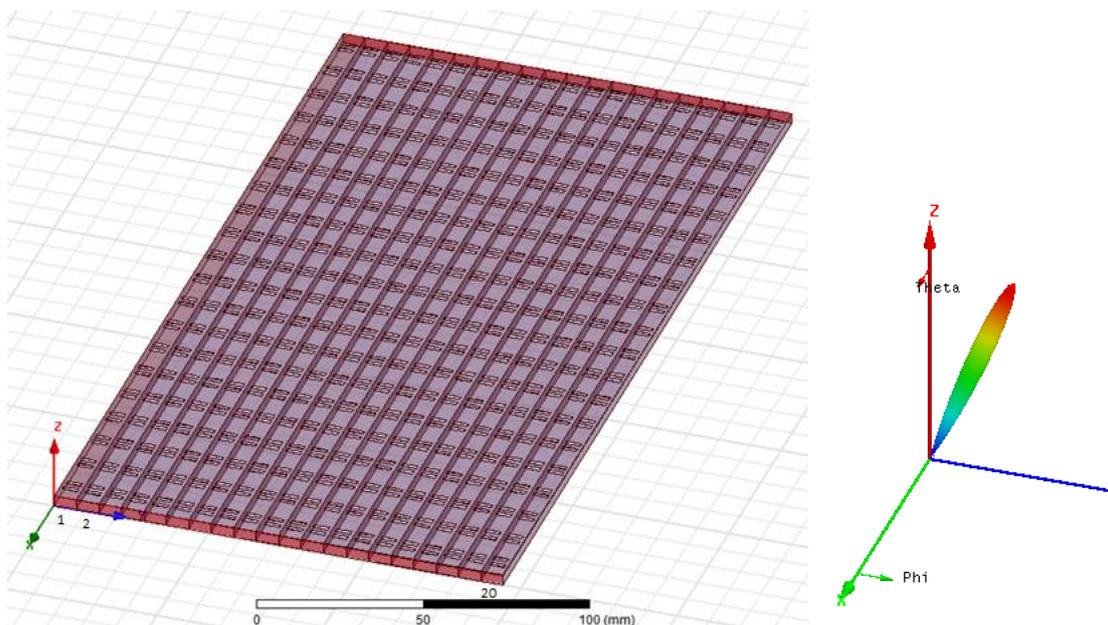


Рис.10. Модель конечной щелевой решетки из волноводов 7.2x3.4 мм, заполненных диэлектриком с проницаемостью  $\epsilon=9$

Были рассчитаны ДН и коэффициент усиления в зависимости от частоты для нескольких фазовых сдвигов между волноводами. На рис. 9 точками обозначены направления луча при равномерном возбуждении всех входов с фазовым сдвигом  $\Phi_u$ . Видим, что, как и в предыдущем случае, направления луча в конечной решетке почти с графической точностью соответствуют направлениям излучения в бесконечной решетке.

На рис. 11 представлены частотные зависимости коэффициента усиления решетки при тех же фазовых сдвигах. Характер зависимостей аналогичен зависимостям на рис. 6. Усиление имеет максимальные значения на частотах, которым соответствуют минимальные значения угла  $\theta$  на рис. 9.

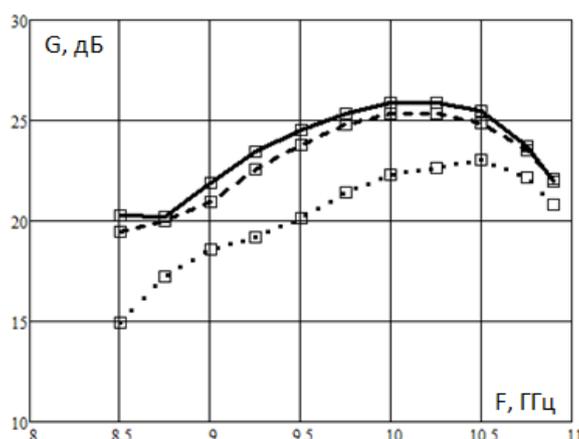


Рис.11. Коэффициент усиления конечной решетки на рис.10 в зависимости от частоты при равномерном возбуждении всех входов с линейным фазовым сдвигом: сплошная линия -  $\Phi_u = 0^\circ$ , штриховая  $\Phi_u = 30^\circ$ , пунктирная  $\Phi_u = 60^\circ$

На рис. 12 показано положение луча в пространстве и соответствующее распределение амплитуды электрического поля в горизонтальной плоскости решетки (плоскости  $XOY$ ) при фазовом сдвиге между волноводами  $\Phi_u = 60^\circ$  на частоте 10 ГГц.

Чтобы нагляднее представить себе траекторию луча в пространстве при частотно-фазовом сканировании рассматриваемых решеток, можно воспользоваться отсчетом углов в системе координат с осью  $Z$ , направленной вдоль осей волноводов решетки, как показано на рис. 13. В отличие от системы координат на рис. 4 в данной координатной системе угол  $\theta$  отсчитывается

относительно осей волноводов, а значение  $\theta=90^\circ$  соответствует плоскости  $XOY$ , перпендикулярной плоскости решетки.

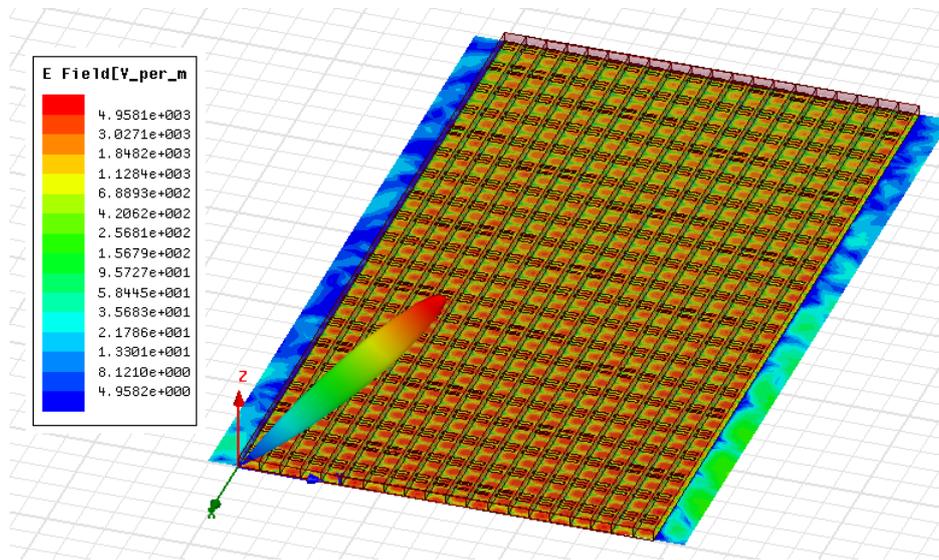


Рис.12. Положение луча в пространстве и распределение амплитуды электрического поля в плоскости  $XY$  на частоте 10 ГГц при  $\Phi_y=60^\circ$

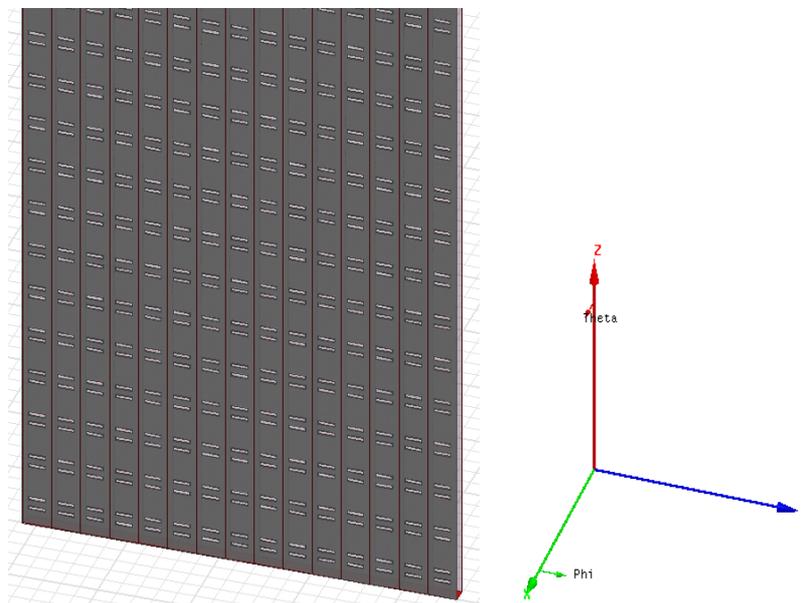


Рис. 13. Угловая система координат, в которой ось  $Z$  совпадает с направлением осей волноводов решетки

Азимутальный угол отсчитывается в этой плоскости относительно оси  $X$  – нормали к плоскости решетки. На рис. 14 представлены рассчитанные в задаче возбуждения в этой системе угловых координат направления луча в

зависимости от фазового сдвига на разных частотах для решетки волноводов, заполненных диэлектриком  $\epsilon=2.25$ . На рис. 15 показаны аналогичные зависимости для решетки волноводов с диэлектриком  $\epsilon=9$ . Соответствие значений частоты и цвета кривых на рис. 14б, 15б то же, что и на рис. 14а, 15а. Пунктирная линия на рис. 14б, 15б обозначает значение азимутального угла  $45^\circ$  в качестве референсного значения.

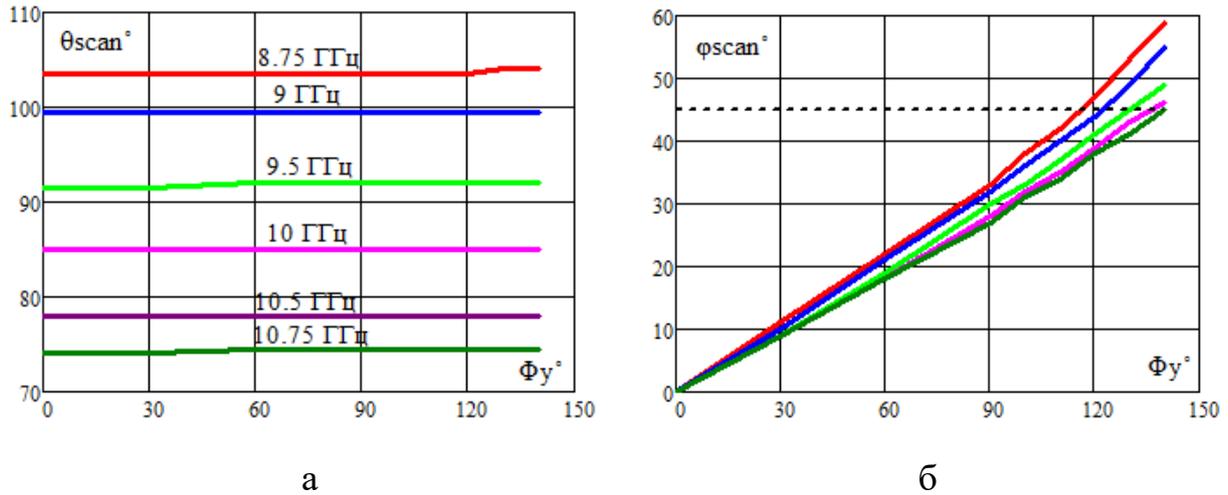


Рис. 14. Угол места (а) и азимут (б) луча в зависимости от фазового сдвига на разных частотах при сканировании решетки с диэлектриком  $\epsilon=2.25$  в системе координат с осью Z, параллельной осям волноводов

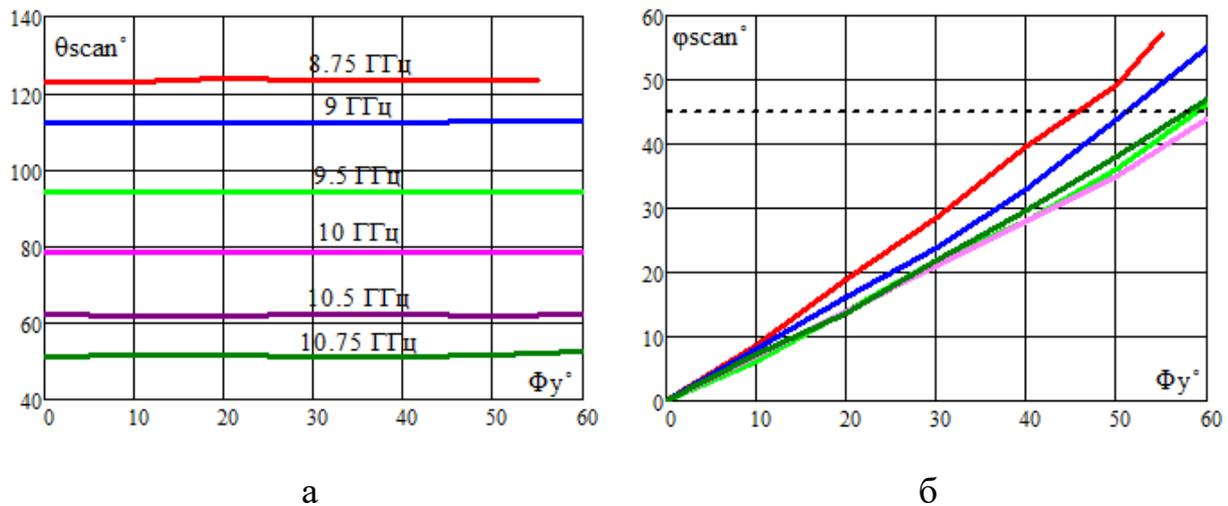


Рис. 15. Угол места (а) и азимут (б) луча в зависимости от фазового сдвига на разных частотах при сканировании решетки с диэлектриком  $\epsilon=9$  в системе координат с осью Z, параллельной осям волноводов

Из рис. 14а, 15а следует, что в этой системе угловых координат при изменении сдвига фазы между волноводами на заданной частоте луч сканирует вдоль поверхности почти кругового конуса с практически постоянным и не зависящим от сдвига фазы углом места  $\theta_{scan}$ , который определяет угол при вершине конуса сканирования.

С уменьшением частоты этот угол растет, переходя в область  $\theta_{scan} > 90^\circ$ , что соответствует переходу из режима прямого излучения в режим обратного излучения решетки. Зависимости отклонения луча по азимуту от сдвига фазы на разных частотах на рис. 14б, 15б близки к линейным и сравнительно слабо меняются с частотой. Угол места  $\theta_{scan}$  можно приближенно определить из выражения:

$$\theta_{scan} \cong \cos^{-1}(U_0 - \lambda/p_z),$$

где  $U_0 = \sqrt{\varepsilon - (\lambda/2a)^2}$  – нормированная фазовая постоянная волны в невозмущенном волноводе без щелей,  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость материала заполнения,  $a$  – размер широкой стенки волновода,  $p_z$  – период решетки вдоль оси волноводов,  $\lambda$  – длина волны на данной частоте. Это выражение следует из выражения для фазовой постоянной  $-1$  пространственной гармоники в заполненном диэлектриком периодическом волноводе с периодом  $p_z$ . Формула для  $\theta_{scan}$  становится практически точной, если в нее подставить более точное значение для  $U_0$  с учетом влияния щелей на фазовую постоянную волны в волноводе. Азимутальный угол  $\varphi_{scan}$  в зависимости от фазового сдвига между волноводами  $\Phi$  можно приближенно определить по формуле:

$$\varphi_{scan} = \sin^{-1}[\Phi_y / (k * \sin(\theta_{scan}) * p_y)],$$

где  $p_y$  – период вдоль оси  $Y$ ,  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число свободного пространства на данной частоте.

В дополнение к приведенным выше углам сканирования, на рис. 16а, б представлены зависимости коэффициента усиления от фазового сдвига на разных частотах для решеток с диэлектриком  $\varepsilon=2.25$  и  $\varepsilon=9$ . Соответствие значений частот и цвета кривых на этих рисунках такое же, как и выше на рис. 14, 15.

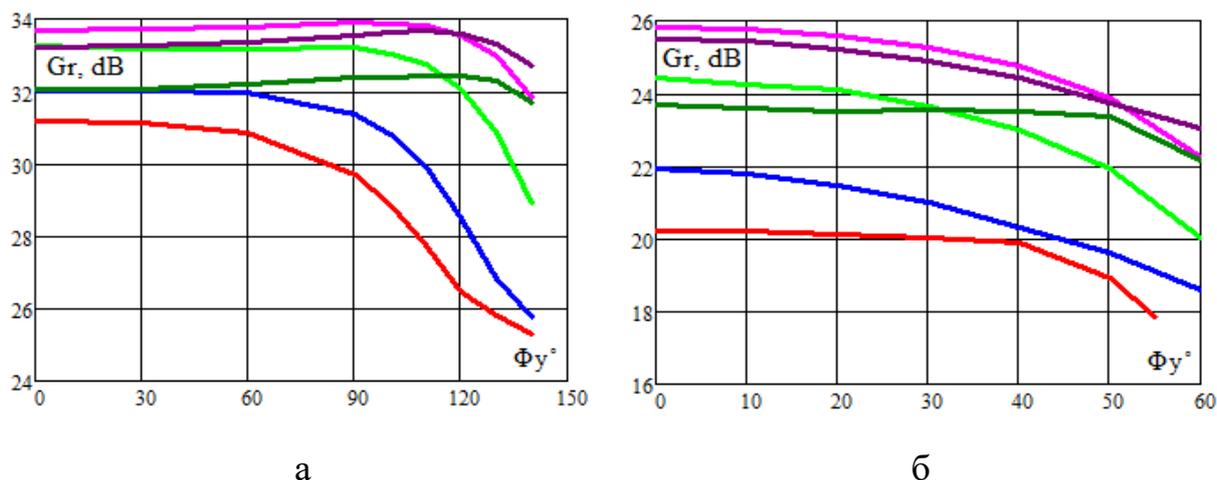


Рис. 16. Коэффициент усиления в зависимости от фазового сдвига на разных частотах при сканировании решетки волноводов, заполненных диэлектриком  $\epsilon=2.25$  (а) и  $\epsilon=9$  (б)

## Заключение

Проведенные исследования показали:

-Двумерно-периодические антенные решетки на заполненных диэлектриком металлических волноводах с двойными поперечными щелями обеспечивают расширение однолучевого сектора. Это обусловлено тем, что нулевая пространственная гармоника в рабочем диапазоне частот не излучается из-за замедления, а высшие гармоники – из-за уменьшения периода в обоих направлениях.

-В рассмотренных решётках с размером апертуры  $\sim(30 \times 7)\lambda_M^2$  в случае диэлектрика  $\epsilon=2.25$  и  $\sim(8 \times 4)\lambda_M^2$  в случае диэлектрика  $\epsilon=9$ , где  $\lambda_M$  – длина волны на нижней частоте исследуемого диапазона, для расчета фазовой постоянной распространения вытекающей волны и, соответственно, угла излучения можно пользоваться приближением бесконечной решетки.

- При изменении частоты на 2 ГГц в решетке с заполнением  $\epsilon=2.25$  угло-частотная характеристика сканирования определяется сектором по углу места  $30^\circ$ , а в решетке с заполнением  $\epsilon=9$  – сектором  $71^\circ$  в силу большей крутизны дисперсионной характеристики. В первом случае луч отклоняется по азимуту

на  $45^{\circ}$ - $59^{\circ}$  при фазовом сдвиге  $120^{\circ}$ , а во втором – на  $44^{\circ}$ - $60^{\circ}$  при фазовом сдвиге  $60^{\circ}$ .

Следует отметить, что для решеток одинаковых электрических размеров на полых и заполненных диэлектриком волноводах во втором случае требуется большее число волноводов.

Авторы выражают признательность В. А. Калошину за обсуждение результатов работы и полезные замечания.

### Литература

1. Уолтер К. Антенны бегущей волны. Пер. с англ. под ред. А. Ф. Чаплина. – М.: Энергия, 1970, 448 с.
2. Калошин В. А. Антенны миллиметровых волн. Зарубежная радиоэлектроника, 1984, №11, с. 97-106.
3. Мануилов М. Б., Лерер В. А., Синявский Г. П. Методы расчета и новые применения волноводно-щелевых антенных решеток. Успехи современной радиоэлектроники, 2007, №5, с. 3-28.
4. Банков С. Е. Антенные решетки с последовательным питанием. - М., Физматлит. 2013. 414 с.
5. Банков С. Е., Калиничев В. И., Калошин В. А., Фролова Е. В. Непериодические линейные и планарные антенные решетки вытекающей волны. Докл. 3 Всеросс. Микроволновой конф. 25-27 ноября 2015, М. ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, с. 207-211.
6. Cullens E. D., Ranzani L., Vanhille K. J., Grossman E. N., Ehsan N., and Popovic Z. Micro-Fabricated 130–180 GHz Frequency Scanning Waveguide Arrays. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 2012, Vol. 60, No. 8, pp. 3647-3653.
7. Патент США 8,362,948 B2. Kolinko V., Sexton C., Bishop G., Lovberg J. Long Range Millimeter Wave Surface Imaging Radar System. Дата публикации 29. 01, 2013.
8. Murano K., Watanabe I., Kasamatsu A., Suzuki S., Asada M.

Withayachumnankul W., Tanaka T., and Monnai Y. Low-Profile Terahertz Radar Based on Broadband Leaky-Wave Beam Steering. *IEEE Trans. Terahertz Science and Technology*, 2017, Vol. 7, No. 1, pp. 60-69.

9. В. И. Калиничев, А. А. Бабаскин. Частотное сканирование антенны вытекающей волны на прямоугольном волноводе, заполненном диэлектриком. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2016, №8. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/aug16/2/text.pdf>

10. Ettore M., Neto A., Gerini G., and Maci S. Leaky-Wave Slot Array Antenna Fed by a Dual Reflector System. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 2008, Vol. 56, No. 10, pp. 3143-3149.

11. Cheng Y. J., Hong W., and Wu K. Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguide Multibeam Antenna Based on the Parabolic Reflector Principle. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 2008, Vol. 56, No. 9, pp. 3055-3058.

12. Cheng Y. J., et al. Substrate Integrated Waveguide (SIW) Rotman Lens and Its Ka-Band Multibeam Array Antenna Applications. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 2008, Vol. 56, No. 8, pp. 2504-2513.

13. Chen P., Hong W., Kuai Zh., Xu J., Wang H., Chen J., Tang H., Zhou J., and Wu K. A Multibeam Antenna Based on Substrate Integrated Waveguide Technology for MIMO Wireless Communications. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 2009, Vol. 57, No. 6, pp.1813-1821.

14. Gatti R. V., Sorrentino R., Dionigi M. Fast and accurate analysis of scanning slotted waveguide arrays. 32<sup>nd</sup> European Microwave Conf., 2002, pp. 1-4. DOI: [10.1109/EUMA.2002.339452](https://doi.org/10.1109/EUMA.2002.339452)

15. Евстропов Г. А. Антенны с электрическим качанием луча. *Антенны*, 2009, вып. 7, с. 30-34.

16. Ettore M., Sauleau R., and Le Coq L. Multi-Beam Multi-Layer Leaky-Wave SIW Pillbox Antenna for Millimeter-Wave Applications. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 2011, Vol. 59, No. 4, pp. 1093-1100.

17. Schreiber E., Peichl M., Jirousek M., Suess H. VESAS: a novel concept for fully-electronic passive MW imaging. Proceedings of SPIE Defense, Security, and Sensing, 2013, Vol. 8715 87150J-1.

18. С. Е. Банков, В. А. Калошин, Е. В. Фролова. Исследование характеристик частотно-фазового сканирования сфокусированной волноводно-щелевой решётки. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2017, №5. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/may17/9/text.pdf>

19. В. И. Калиничев, А. А. Бабаскин. Анализ двумерно-периодической волноводно-щелевой решетки с частотно-фазовым сканированием луча. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2016, №2. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/feb16/3/text.pdf>

20. В. И. Калиничев, А. А. Бабаскин. Исследование частотного сканирования волноводно-щелевой антенной решетки с постоянным фазовым сдвигом между волноводами. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2017, №1. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jan17/7/text.pdf>

21. Kalinichev V. I., Kaloshin V. A., Frolova E. V. Slotted-Waveguide Antenna Arrays with Frequency-Phase Scanning. *Trudy Mezhdunarodnoi konferentsii "Izluchenie i rasseyanie elektromagnitnih voln IREMV-2017"* [Proc. of International Scientific Conference "Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW 2017" ]. Gelendzhik, Krasnodar region, Russia, 26-30 June 2017.

**Ссылка на статью:**

В. И. Калиничев, А. А. Бабаскин. Частотно-фазовое сканирование волноводно-щелевых антенных решеток, заполненных диэлектриком. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №9. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/sep17/14/text.pdf>