

# ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНОГО СКАНИРОВАНИЯ ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ПОСТОЯННЫМ ФАЗОВЫМ СДВИГОМ МЕЖДУ ВОЛНОВОДАМИ

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

<sup>1</sup>ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН

<sup>2</sup>RF Mtech, Сеул, Юж. Корея

Статья поступила в редакцию 19 января 2017 г.

**Аннотация.** Численно исследованы дисперсионные свойства двумерно-периодической антенны вытекающей волны в виде решетки одномерных волноводно-щелевых антенн с линейным сдвигом фазы между ними. Расчеты проведены в многомодовой постановке задачи на собственные значения. Исследование выявило особенности в дисперсионной диаграмме в виде ветвей и запрещенных зон, обусловленных взаимной связью и фазовым сдвигом между волноводами в решетке. Определены направления излучения вытекающей пространственной гармоники Флоке и сектор сканирования в диапазоне частот при заданном фазовом сдвиге. Численно решена задача возбуждения конечной решетки. Рассчитаны диаграммы направленности излучения и сектор сканирования в полосе частот при возбуждении со всех ее входов. Показано, что направление луча в диаграмме излучения конечной решетки и ее сектор сканирования совпадают с направлением излучения и сектором сканирования гармоники Флоке во всем рассмотренном диапазоне частот.

**Ключевые слова:** Антенна вытекающей волны, двумерная периодическая решетка, волноводно-щелевая антенна, фазовый сдвиг, сектор сканирования.

**Abstract.** Numerical study of the dispersion properties of a 2-D periodic leaky wave antenna composed of the array of one-dimensional slotted waveguide antennas with linear phase shift between them is presented. Calculations were performed using the multimode setup for the eigen mode problem. The study revealed branches and stop bands in the dispersion diagram caused by the mutual coupling and phase shift between the waveguides in the array. The directions of radiation of the leaky Floquet space harmonic and the scanning sector in the

frequency range for the given phase shift are determined. The numerical analysis of a large finite array composed of waveguides of finite length is carried out. The angles of radiation and the scanning sector of the finite array fed from all its inputs were computed in the given frequency range. They agree very well with the corresponding leakage directions and the scanning sector of the leaky space harmonic in the infinite array. For the given parameters the scanning sector is  $30^\circ$  in elevation and  $40^\circ$  in azimuth in the frequency range 8-11 GHz. The active reflection coefficients at the waveguide inputs do not exceed -20 dB in most of the frequency range. It is also shown that with increasing the phase shift between waveguides an additional beam corresponding to a different spatial harmonic may appear in the radiation pattern along with the main beam.

**Key words.** Leaky wave antenna, 2-D periodic antenna array, slotted-waveguide antenna, phase shift, scanning sector.

## Введение

Линейные одномерные антенны вытекающей волны на прямоугольных волноводах имеют диаграмму излучения в виде веерообразного луча, который сканирует с изменением частоты в направлении оси волновода. Для получения узкого луча с высоким усилением используют либо решетку из таких волноводов, либо планарную структуру в виде плоскопараллельного волновода с полупрозрачным экраном [1-6]. Излучение происходит благодаря двумерной решетке периодически расположенных нерегулярностей на поверхности (или обеих поверхностях) плоскопараллельного слоя. Это могут быть либо щели, прорезанные в металлизации, либо металлические проводники определенной формы, напечатанные на поверхности диэлектрической пластины.

В [7] рассмотрены некоторые типы непериодических линейных и планарных антенных решеток вытекающей волны. Обсуждаются характеристики излучения и фокусировки поля в ближней зоне Френеля, методы анализа и примеры реализации. В [8, 9] приведены результаты

теоретического исследования двумерно-периодических антенн вытекающей волны двух типов, построенных на диэлектрической подложке. В [8] рассмотрен вариант антенны с двумерной решеткой из печатных металлических полосок на поверхности диэлектрической пластины, а в [9] исследуется дуальный вариант антенны, в котором используется печатная двумерная решетка щелей в металлизации диэлектрического слоя. Антенна работает как плоскопараллельный волновод, в котором распространяется основная вытекающая мода. Излучение энергии обусловлено наличием полосок или щелей в металлизации, которые создают периодическое возмущение для моды волновода. Источником служит электрический либо магнитный бесконечно малый диполь, расположенный внутри слоя. Для расчета поля излучения используется принцип взаимности и метод моментов в спектральной области. Показано, что в такой антенне можно осуществить излучение по нормали достаточно компактного симметричного луча (pencil-beam), а также режим частотного сканирования луча конической формы. Представлены рекомендации по выбору параметров антенны для обеспечения однолучевого режима сканирования и типы реализуемых диаграмм излучения. В случае воздушной подложки сектор сканирования относительно нормали к решетке в однолучевом режиме составляет  $45-60^\circ$ , определяемый диапазоном одномодового режима работы плоскопараллельного волновода. В [9] также рассмотрен вариант двумерно-периодической антенны вытекающей волны с круговой поляризацией, в которой используются крестообразные щели. В [10] анализируются характеристики двумерных антенн вытекающей волны в микроволновом и оптическом диапазонах. Направленное излучение на оптических частотах создается путем возбуждения вытекающих волн-плазмонов. Показано, что излучающие структуры с плазмонами являются оптическими аналогами двумерных антенн вытекающей волны в микроволновом диапазоне. Излучающими структурами в оптическом диапазоне, могут быть, например,

гофрированные пленки из серебра. Анализ оптических антенн вытекающей волны может быть проведен аналогично анализу микроволновых антенн.

В [11] рассмотрена двумерная антенна вытекающей волны в виде плоскопараллельного волновода с решеткой из поперечных щелей в верхнем экране, возбуждаемая системой двух рефлекторов. Рефлекторы изготовлены с помощью системы тонких металлических штырей, которые закорачивают воздушный промежуток между нижним и верхним экранами волновода. Волноводно-щелевая решетка была спроектирована для излучения в заднее полупространство относительно направления распространения волны. Приведены измеренные диаграммы излучения антенны в Е-плоскости при изменении частоты в диапазоне 9.1-9.6 ГГц. В [12] представлены результаты исследования аналогичной двумерной решетки поперечных щелей в верхней металлизации диэлектрической пластины. Использовалась подложка Rogers Duroid 5880 с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 2.2$  и толщиной 0.508 мм. Решетка работает в режиме обратного излучения на -1 пространственной гармонике в рабочем диапазоне частот. Представлены рассчитанные и измеренные диаграммы излучения, показывающие эффект частотного сканирования луча антенны в диапазоне углов примерно от 30 до 45 градусов относительно нормали при изменении частоты в диапазоне 23.8-25.4 ГГц.

В [13,14] рассмотрены планарные антенны вытекающей волны на волноводах, интегрированных с диэлектрической подложкой (substrate-integrated waveguides (SIW)). Эти антенны представляют собой двумерные решетки SIW волноводов, обеспечивающие многолучевой режим работы антенны. В них волноводы закорочены на конце, и отклонение луча осуществляется в поперечной плоскости относительно оси волноводов с помощью диаграммо-образующей схемы за счет сдвига фазы в соседних волноводах решетки.

В [15] предложен метод численного исследования постоянной распространения вытекающей моды в одномерной волноводно-щелевой антенне вытекающей волны. С использованием периодических граничных

условий была рассмотрена модель для расчета комплексной постоянной распространения основной моды в полом прямоугольном волноводе с парными продольными щелями в широкой стенке. В [16] метод распространен на случай двумерно-периодической антенны вытекающей волны в виде решетки одномерных волноводно-щелевых антенн с линейным сдвигом фазы между ними. Были рассчитаны частотные зависимости постоянной распространения основной моды и направления излучения в сферической системе координат для нескольких значений фазового сдвига между волноводами. Основное внимание в [16] было уделено анализу дисперсионных свойств решетки, ограниченному одной модой в решении задачи на собственные значения. Другие дополнительные собственные моды не рассматривались, и вопрос их влияния на дисперсионные характеристики не обсуждался. Было показано, что в окрестности частоты, при которой возникает дополнительная излучающая гармоника в поле решетки, обусловленная периодичностью в поперечном относительно оси волноводов направлении, частотные зависимости фазовой постоянной и углов излучения имеют особенности. Однако в одномодовой постановке не ставилась задача их дополнительного исследования. В [17] тот же метод исследования дисперсионных характеристик вытекающих мод применен к анализу линейной волноводно-щелевой антенны бегущей волны на волноводе, заполненном диэлектриком. В этом случае учет двух мод в задаче на собственные значения позволил определить характеристики антенны и диапазон ее сканирования в режимах прямого и обратного излучения.

В продолжение и развитие [16] здесь рассмотрим двумерно-периодическую планарную щелевую антенну вытекающей волны в виде решетки прямоугольных полых волноводов со щелями в широкой стенке. Цель данной работы - исследование дисперсионной диаграммы вытекающей волны в многомодовой постановке задачи на собственные значения при условии, что между волноводами решетки задан линейный фазовый сдвиг. Кроме того, ставим задачу моделирования большой (с точки зрения малого

влияния ее краев) конечной решетки и расчета ее диаграммы направленности излучения. Это позволит сравнить направление луча в конечной решетке, возбуждаемой со всех входов, с направлением вытекания излучающей гармоники Флоке в бесконечной решетке. Также представляют интерес характеристики согласования и распределения амплитуды поля в главных плоскостях в ближнем поле решетки.

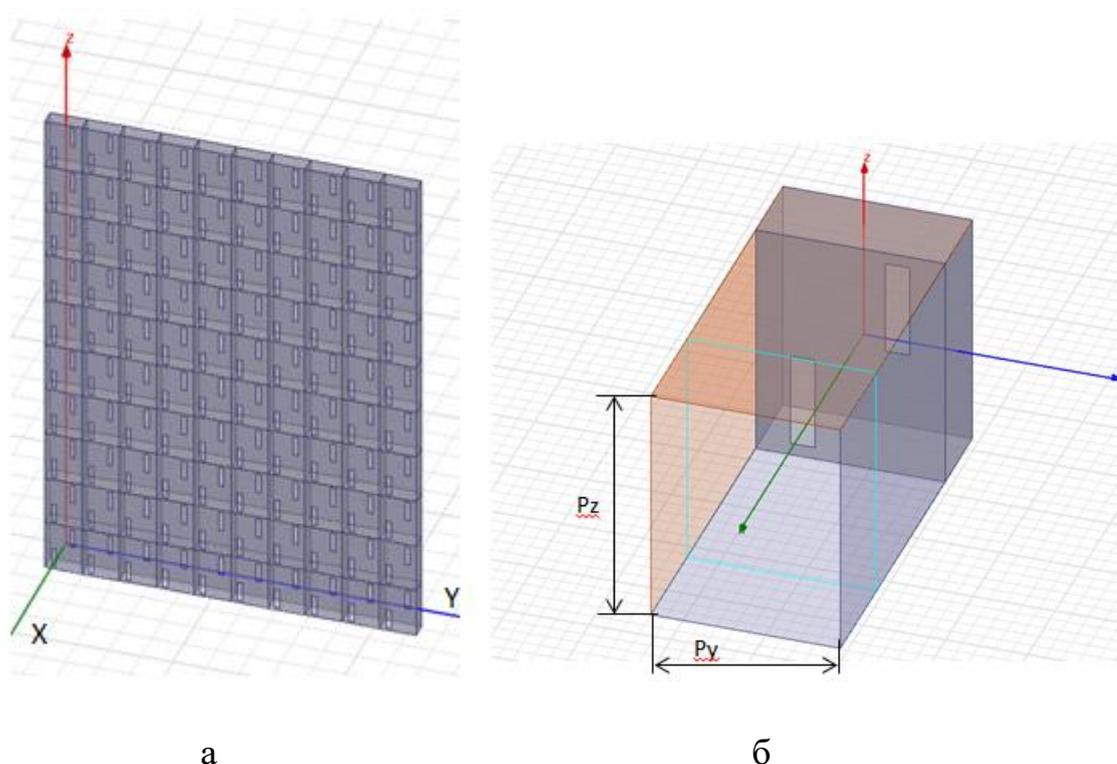


Рис. 1. а - Планарная антенна вытекающей волны, состоящая из решетки прямоугольных волноводов со щелями, б – модель единичной ячейки бесконечной двумерно-периодической решетки волноводов

### Дисперсионная характеристика бесконечной решетки

В отличие от [16], где рассматривалась одна мода при решении задачи на собственные значения, в данной работе расширим число мод и соответствующих собственных частот до трех. Число мод выбрано, исходя из условия, чтобы действительная часть собственных частот не превышала 11 ГГц, которой ограничивается рассматриваемый частотный диапазон в данном исследовании. На более высоких частотах на дисперсию решетки может влиять резонанс щелей, а также так называемый эффект нормали,

поэтому эту область частот в данной работе не рассматриваем. Будем использовать ту же модель с периодическими граничными условиями, что и в [16], см. рис. 1б. Волноводы решетки сечением 23x10 мм с воздушным заполнением имеют в широкой стенке парные продольные щели длиной 12 мм и шириной 3 мм, расположенные симметрично относительно центральной линии так, что расстояние между центрами щелей в поперечном направлении равно половине размера широкой стенки. Стенки волноводов считаются бесконечно тонкими и идеально проводящими; в решетке волноводы примыкают друг к другу узкими стенками. Период щелевой структуры в направлении оси волноводов 30 мм, в поперечном направлении 23 мм. Сдвиг фазы между соседними волноводами в решетке задан  $90^\circ$ . Это значение выбрано из условия, чтобы отклонение луча решетки относительно нормали в поперечной плоскости YZ при периоде 23 мм вдоль Y составило примерно  $20^\circ$  на частоте 9.5 ГГц. (Надо отметить, что это лишь оценочное значение, так как угол отклонения в двумерной решетке зависит также от фазового сдвига вдоль Z).

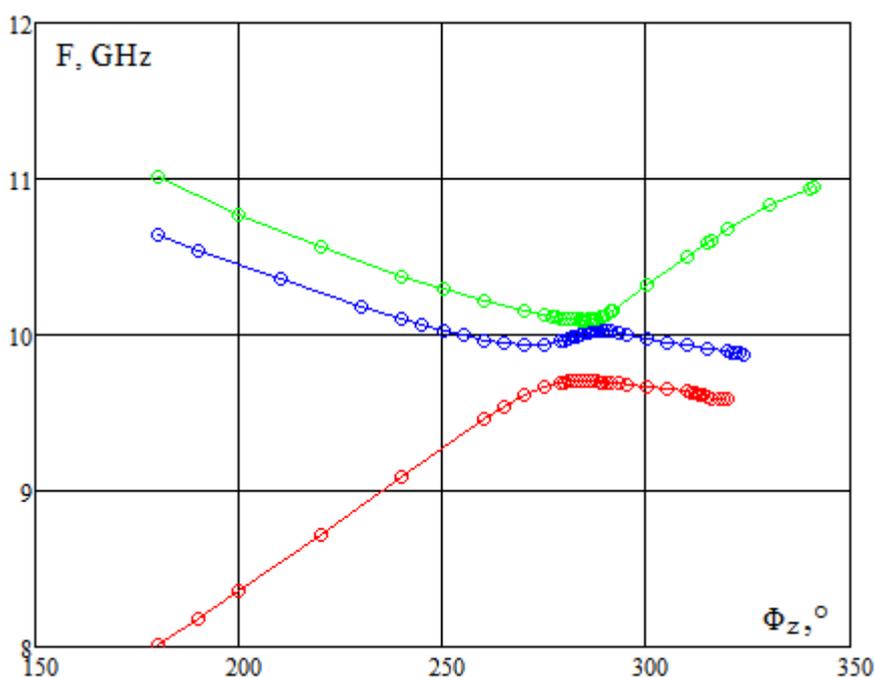


Рис. 2. Действительная часть собственных частот для трех мод в модели бесконечной двумерно-периодической решетки в зависимости от фазового сдвига на длине периода вдоль оси волноводов

На рис. 2 представлена рассчитанная в данной постановке задачи на собственные значения дисперсионная характеристика в виде зависимости действительной части собственных частот трех мод, обозначенных разным цветом, от фазового сдвига на длине периода вдоль оси волноводов. На рис. 3 та же дисперсионная характеристика представлена в виде зависимости нормированной фазовой постоянной от частоты.

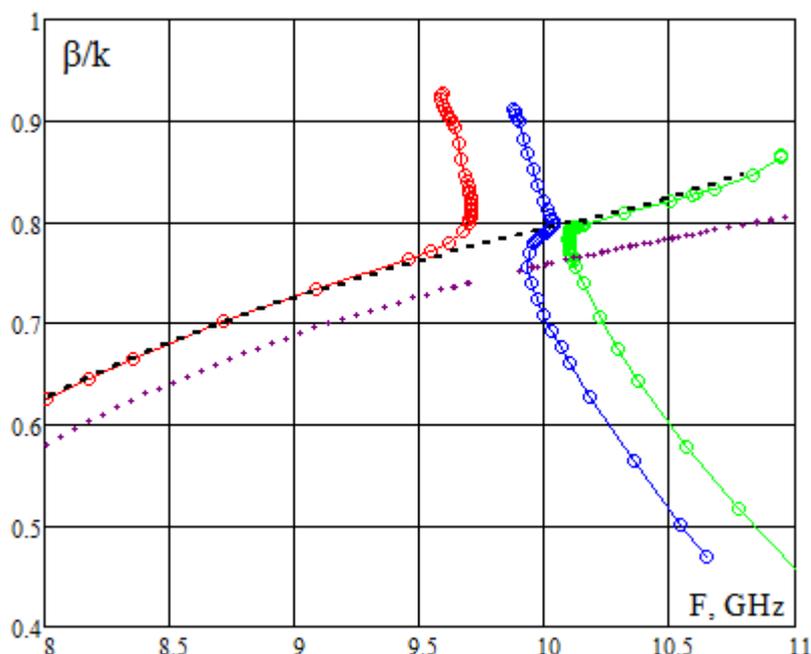


Рис. 3. Фазовая постоянная мод от частоты. Штриховая линия – фазовая постоянная уединенного волновода со щелями, пунктирная – невозмущенного волновода без щелей

Особенностью дисперсионной характеристики в рассмотренном диапазоне частот от 8 до 11 ГГц является наличие трех ветвей, разделенных двумя запрещенными зонами. Более широкая по частоте зона лежит в окрестности частоты 9.78 ГГц, на которой выполняется условие для распространения -1 гармоники в направлении оси  $Y$ , перпендикулярной оси волноводов. В данной решетке период по оси  $Y$  равен размеру широкой стенки волноводов  $P_y=23$  мм. Легко убедиться, что при таком периоде и фазовом сдвиге между волноводами  $\Phi_y = 90^\circ$  условие распространения -1

пространственной гармонике вдоль оси  $Y$  выполняется на упомянутой выше частоте 9.78 ГГц. [Условие распространения -1 гармонике по  $Y$ :

$$(\Phi_y - 2\pi)/P_y = -k,$$

где  $P_y$  – период вдоль  $Y$ ,  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число в свободном пространстве]. Наличие ветвей в дисперсионной характеристике, вероятно, обусловлено взаимной электромагнитной связью в рассматриваемой решетке из волноводов, имеющих линейный сдвиг по фазе относительно друг друга. Для уединенного волновода со щелями фактор взаимной связи отсутствует, и его дисперсионная характеристика имеет вид, обозначенный штриховой линией на рис. 3. Исходя из этого, отметим, что при изменении величины фазового сдвига между волноводами область, в которой наблюдаются особенности в дисперсионной диаграмме, будет смещаться по частоте в соответствии с тем, как смещается частота возникновения -1 гармонике по  $Y$  [16]. Например, при  $\Phi_y = 60^\circ$  эта частота равна 10.87 ГГц, а при  $\Phi_y = 120^\circ$  она равна 8.70 ГГц. Отметим также, что появление особенностей в характеристиках рис. 2, 3 происходит при углах излучения, отличающихся от углов излучения по нормали к плоскости решетки (см. рис. 4 ниже), и не связано с эффектом нормали. Для более полной трактовки этих особенностей необходимо провести дополнительный анализ режимов работы решетки при других фазовых сдвигах между волноводами.

На рис. 4 углы  $\theta_0$ ,  $\varphi_0$  соответствуют направлению излучения -1 пространственной гармонике по оси волноводов  $Z$  и 0-й гармонике по поперечной координате  $Y$ . Обозначим эту гармонику (-1, 0). В сферической системе координат угол  $\theta_0$  – это угол места, отсчитываемый от оси  $X$  (см. рис. 1а) в плоскости, содержащей направление излучения. Угол  $\varphi_0$  – азимутальный угол в проекции направления излучения на плоскость решетки  $ZY$ . Он отсчитывается в плоскости решетки  $ZY$  от оси -  $Z$  ( $\varphi_0 = 0^\circ$ ) в направлении оси  $+Y$  ( $\varphi_0 = 90^\circ$ ). Квадратные точки на рис. 4 отмечают

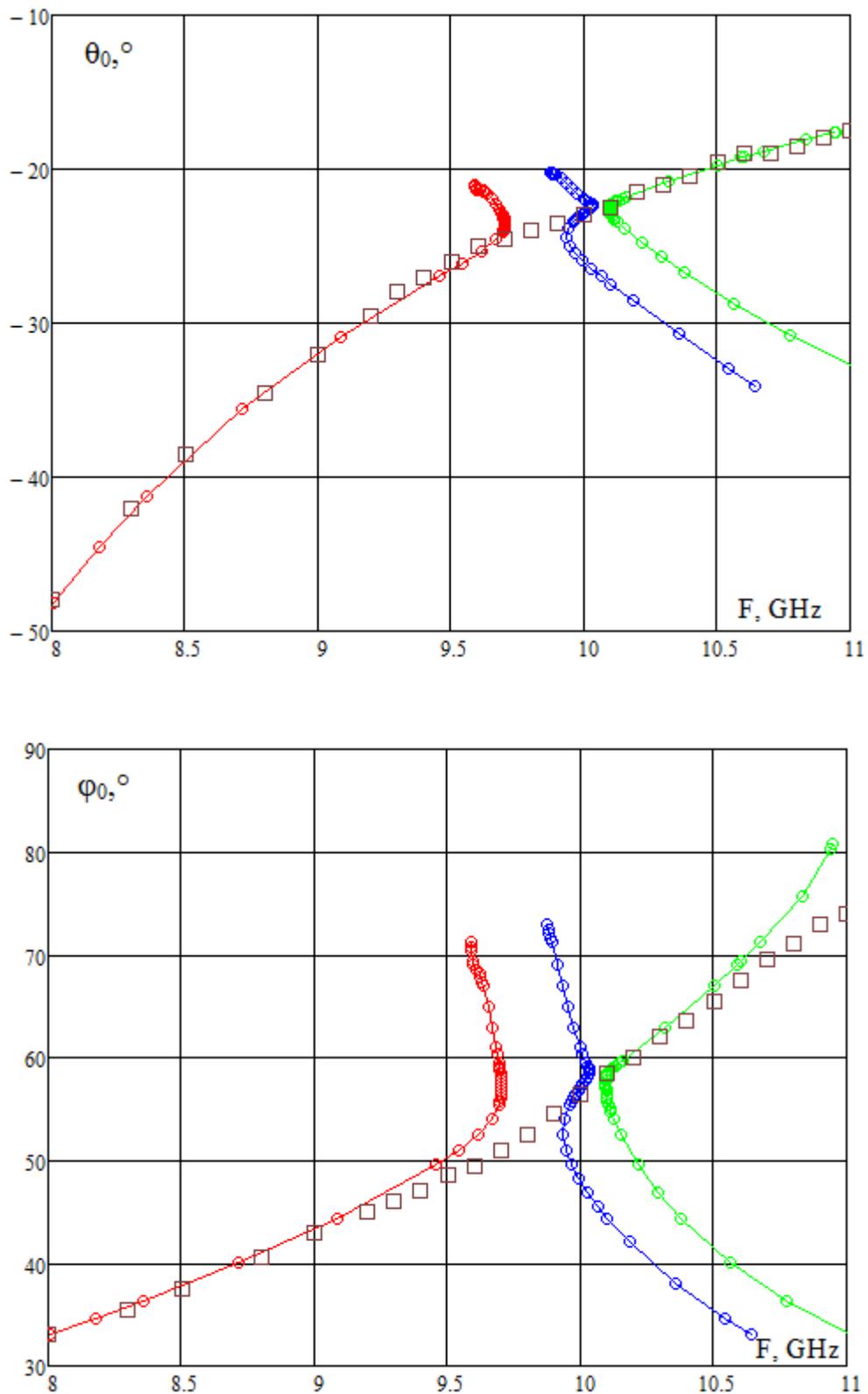


Рис. 4. Направление вытекания излучающей гармоники (-1, 0) в бесконечной решетке в зависимости от частоты. Квадратные точки – направление луча при возбуждении конечной решетки

направления луча, полученные в задаче возбуждения большой конечной решетки из отрезков волноводов конечной длины, являющейся фрагментом бесконечной решетки (см. ниже). Наблюдающееся совпадение направления излучения  $(-1, 0)$  пространственной гармоники бесконечной решетки и направления луча в конечной решетке служит подтверждением правильности решения задачи на собственные значения для рассматриваемой двумерно-периодической антенной решетки с линейным фазовым сдвигом между волноводами. В следующем разделе статьи приведено достаточно подробное описание характеристик конечной решетки, рассчитанных на основе метода конечных элементов.

Интересно также представить структуру поля мод на разных ветвях дисперсионной характеристики. На рис. 5-7 показаны распределения амплитуды электрического поля в главных плоскостях в пределах единичной ячейки на трех разных частотах. Частоты на рис. 5-7 выбраны так, чтобы принадлежать разным (соответственно красной, синей и зеленой) ветвям дисперсионной характеристики на рис. 2, 3. Для более наглядного представления структуры поля на этих рисунках ячейка показана в горизонтальном положении относительно первоначального положения на рис. 1б.

Распределения амплитуды электрического поля на рис. 5-7, а также конечные значения мнимой части собственных частот (здесь не приведены) свидетельствуют о том, что моды являются излучающими.

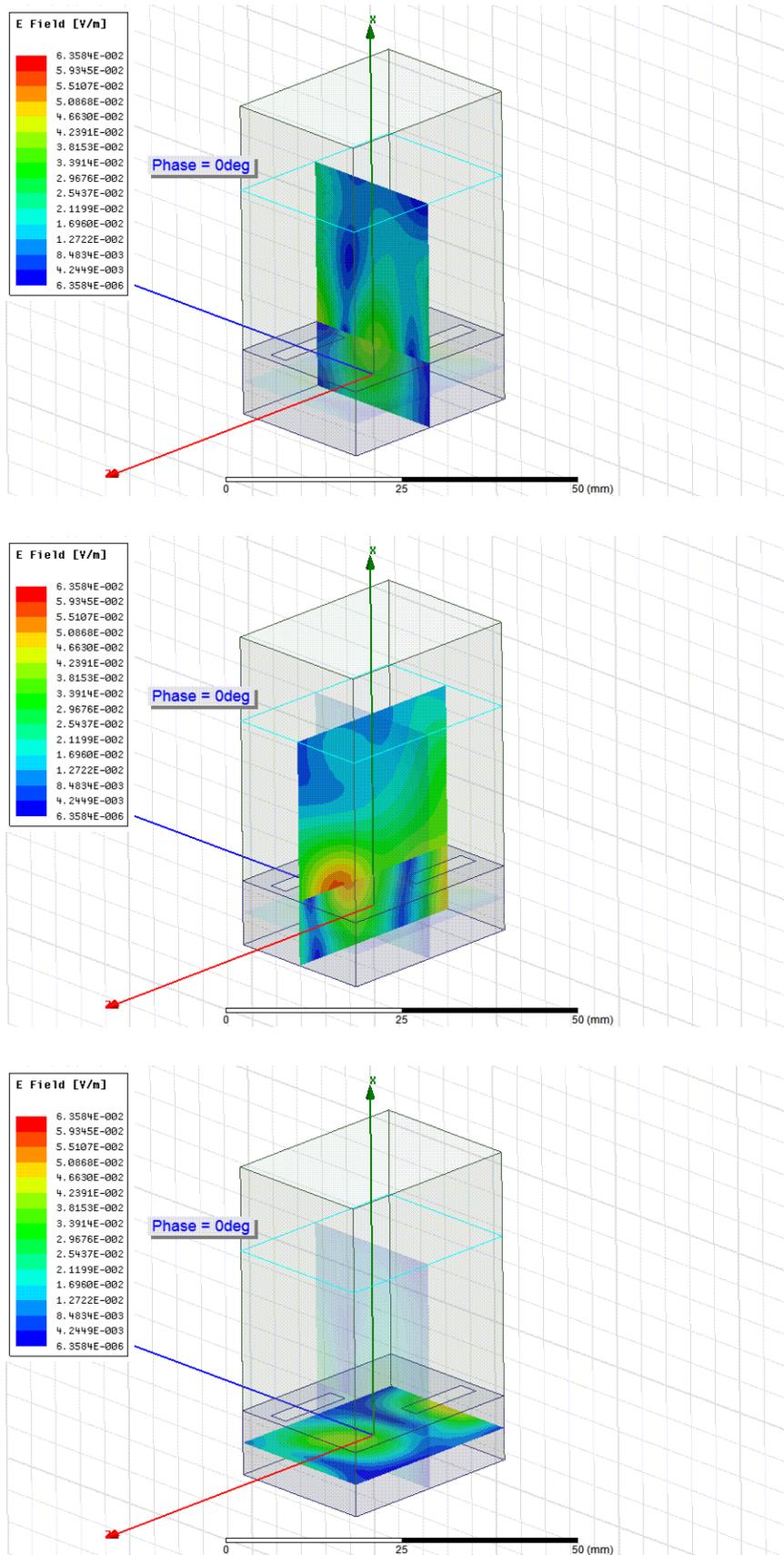


Рис. 5. Распределение поля моды на собственной частоте с  $\text{Ref} = 9.697$  ГГц

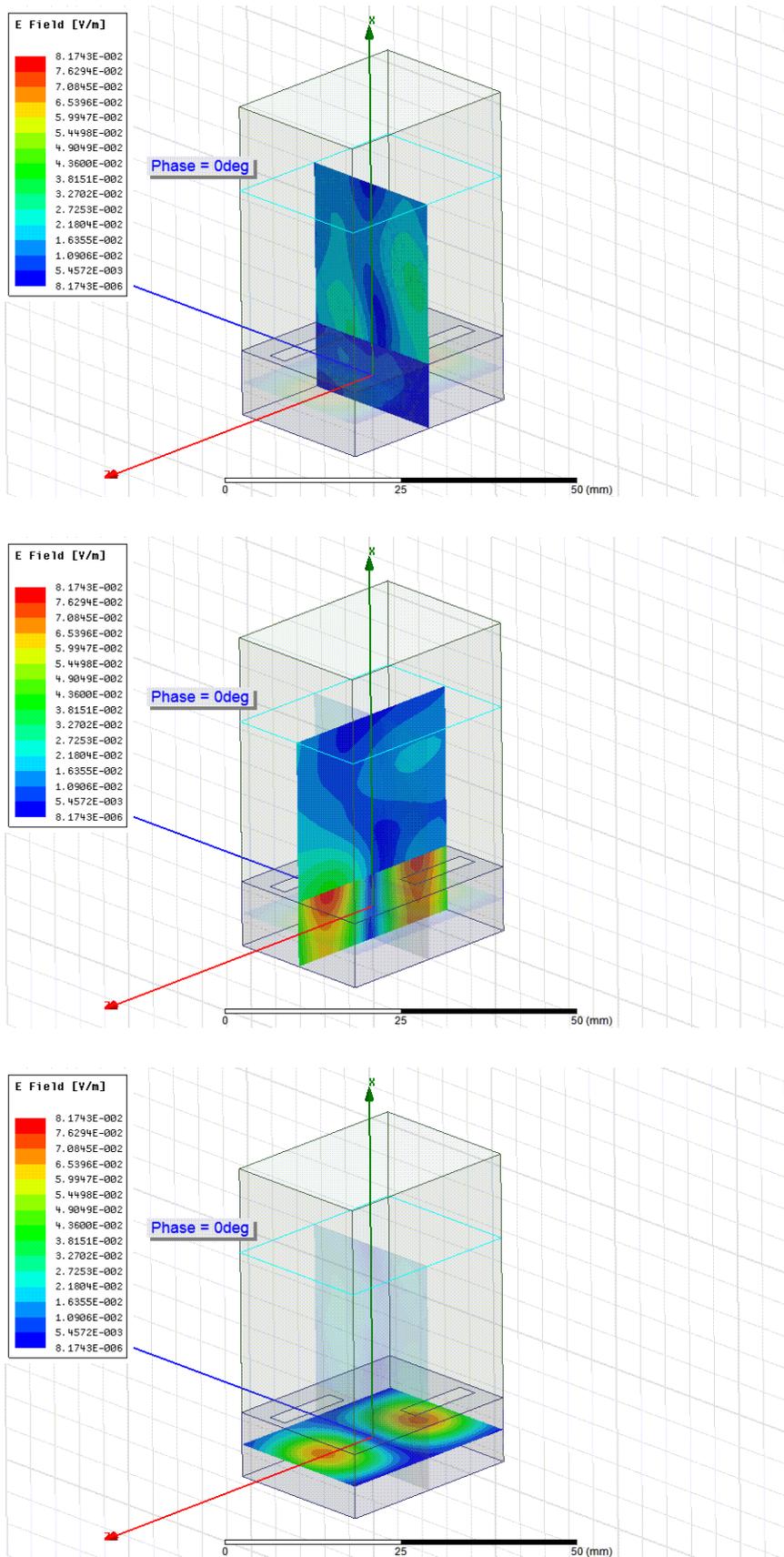


Рис. 6. Распределение поля моды на собственной частоте с Ref =9.965 ГГц

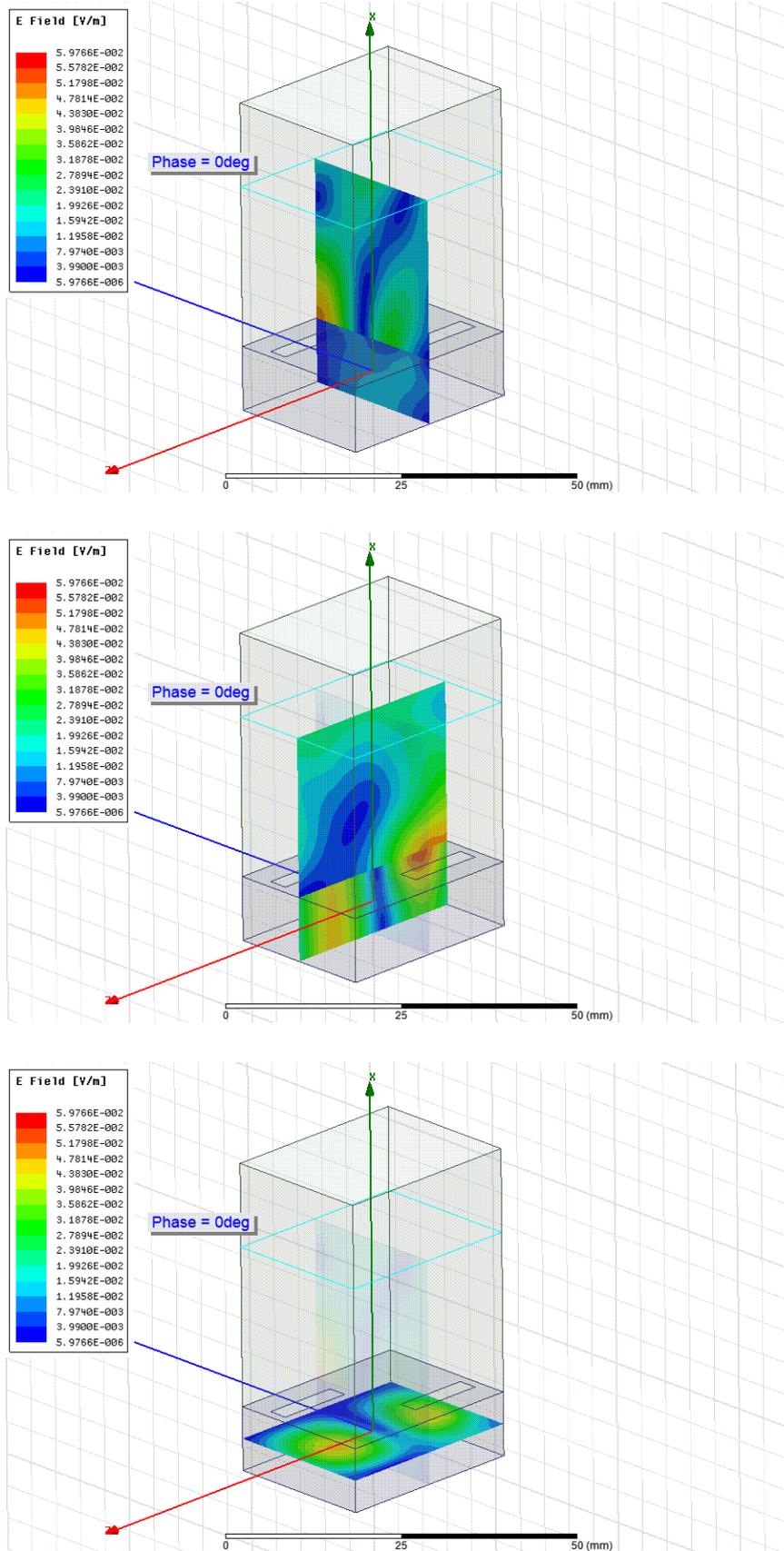


Рис. 7. Распределение поля моды на собственной частоте с Ref =10.103 ГГц

На рис. 8 представлены значения добротности эквивалентного резонатора на этих модах, которые простым образом связаны с мнимой частью собственных частот, определяющей постоянную вытекания моды. Добротности представлены в зависимости от фазового сдвига на длине периода вдоль оси волноводов. Цвет кривых на рис. 8 соответствует цвету ветвей дисперсионной характеристики. Отметим, что моды, относящиеся к ветви, обозначенной зеленым цветом, имеют более высокую частоту и меньшие значения добротности и, как следствие, большую постоянную вытекания в сравнении с модами на других ветвях. Расчет и анализ постоянной вытекания на основе значений добротности в данной работе не проводился и здесь не представлен.

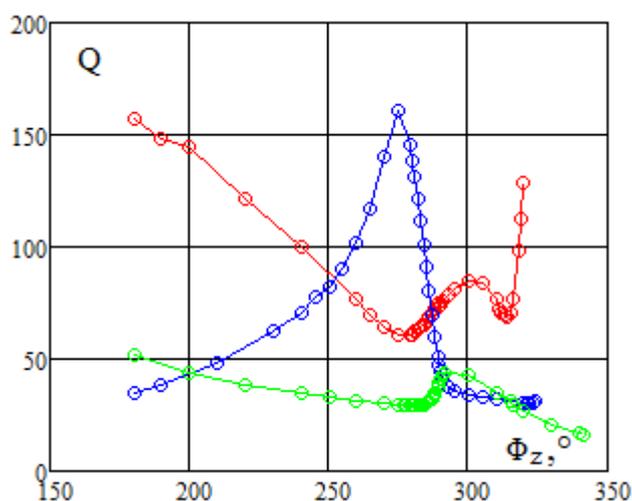


Рис. 8. Добротность собственных мод от фазового сдвига на длине периода  
вдоль оси волноводов

### Излучение, сканирование и согласование конечной решетки волноводов

Для подтверждения представленных на рис. 4 углов излучения, полученных на основе дисперсионной диаграммы в рамках модели бесконечной решетки, а также для исследования характеристик излучения и согласования реальной конечной антенны рассмотрим задачу возбуждения решетки конечных размеров. Ее модель представлена на рис. 9. Она содержит 10 волноводов, каждый из которых имеет 10 периодов щелевой структуры из парных продольных щелей. Размеры излучающей апертуры

решетки 230 x 300 мм. Параметры щелей такие же, как и в задаче на собственные значения для бесконечной решетки. Входы (входные порты) расположены в нижней части волноводов, так что в них возбуждаются волны, распространяющиеся в направлении  $+Z$  в модели на рис. 9, а выходы нагружены на согласованные нагрузки, при этом в волноводах существует режим бегущей волны. Волноводы возбуждаются с одинаковыми амплитудами и линейным фазовым сдвигом  $90^\circ$ .

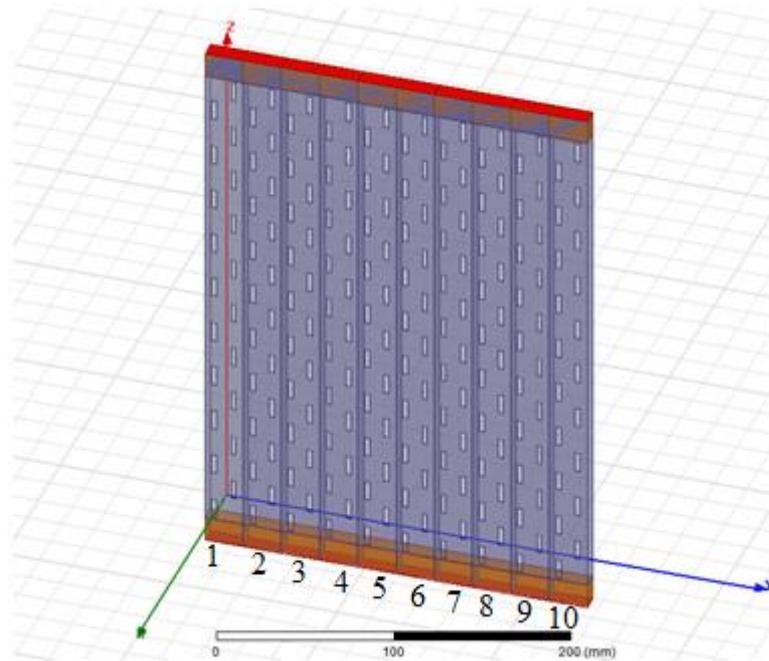


Рис. 9. Модель решетки с 10-ю периодами по Z и 10-ю периодами по Y. Цифры обозначают номера входов

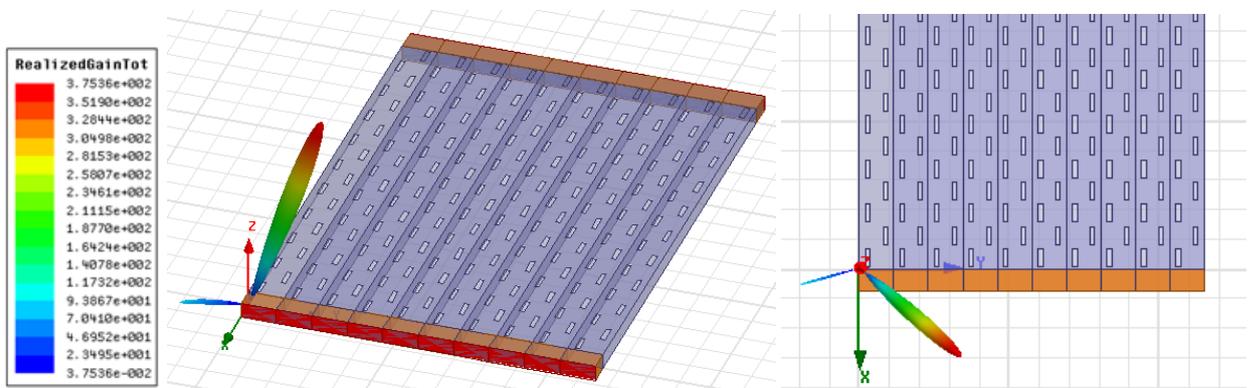


Рис. 10. Пространственная диаграмма излучения решетки при возбуждении всех входов и при фазовом сдвиге между волноводами  $90^\circ$  на частоте 9.5 ГГц

представления диаграммы излучения в пространстве решетка повернута вокруг оси  $Y$  на  $90^\circ$  в горизонтальное положение, так что плоскость решетки совпадает с плоскостью  $XU$ . В этой геометрии вытекающие волны в волноводах решетки распространяются вдоль оси  $-X$ . Видно, что проекция луча на плоскость решетки направлена вдоль осей  $+X$  и  $+Y$ . Выше мы определили такое направление в сферической системе координат как направление излучения пространственной гармоники  $(-1, 0)$ . В системе координат на рис. 10 это  $-1$  гармоника по  $X$  и  $0$  гармоника по  $Y$ . Аналогичные диаграммы излучения при возбуждении решетки были рассчитаны также и на других частотах в диапазоне 8-11 ГГц. Результаты расчета в виде угловых координат луча в сферической системе координат показаны квадратными точками на рис. 4. Они хорошо согласуются с рассчитанными выше на основе дисперсионной характеристики углами излучения  $\theta_0$ ,  $\varphi_0$  для пространственной гармоники  $(-1, 0)$  в бесконечной решетке. Небольшое расхождение наблюдается лишь для угла  $\varphi_0$  в верхней части диапазона в области частот от 10.5 до 11 ГГц. В пределах запрещенных зон по частоте на дисперсионной диаграмме, полученной в режиме собственных мод, направление излучения в задаче возбуждения конечной решетки получается как непрерывная соединительная линия между углами излучения собственных мод, принадлежащих разным ветвям дисперсионной характеристики. Таким образом, расчет показывает, что направление луча в диаграмме направленности конечной решетки совпадает с направлением излучения гармоники Флоке  $(-1,0)$ . Эти углы излучения определяют сектор частотно-фазового сканирования планарной щелевой антенны вытекающей волны в заданном диапазоне частот и при заданном фазовом сдвиге между волноводами.

В дополнение к диаграмме излучения ниже на рис. 11 приведены максимальные значения коэффициента усиления и направленности решетки в функции частоты. Заметное уменьшение усиления по сравнению с направленностью в нижней части частотного диапазона объясняется тем, что

не вся входная мощность успевает излучиться на длине волноводов, и не излучённая часть мощности поглощается в согласованных нагрузках на выходе волноводов.

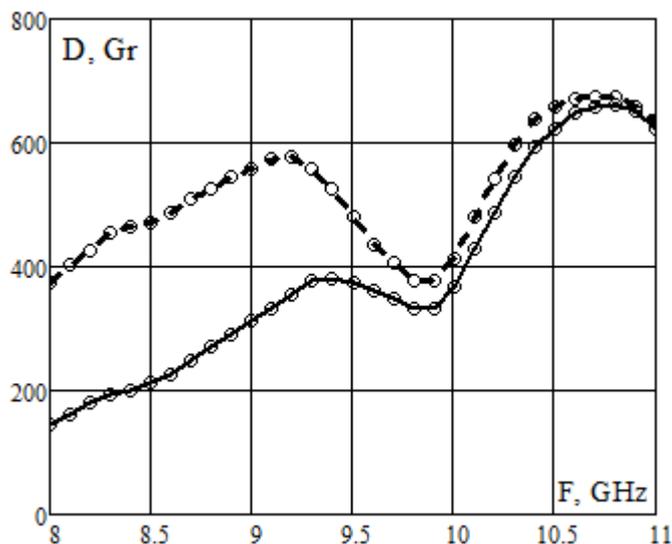


Рис. 11. Коэффициенты реализуемого усиления (сплошная линия) и направленности (штриховая линия) решетки на рис. 9 в зависимости от частоты при сдвиге фаз между волноводами  $90^\circ$

Эффективность антенны при этом достаточно низкая, и для ее повышения в этой области частот необходимо увеличивать длину волноводов. На более высоких частотах постоянная излучения вытекающих волн и доля излучённой мощности в волноводах решетки возрастают, при этом обе зависимости сближаются на частотах выше 9.5 ГГц. Снижение направленности и усиления в диапазоне примерно от 9.25 до 10.25 ГГц обусловлено, вероятно, существованием запрещенных зон на дисперсионной характеристике в этом диапазоне частот (см. рис. 2, 3). Можем предположить, что в этой области частот в решетке помимо волн, которые формируют основной луч, возбуждаются также другие типы волн. Рассчитанные диаграммы излучения на этих частотах (здесь не представлены) можно трактовать так, что это могут быть волны, распространяющиеся вдоль поверхности решетки.

Были также рассмотрены характеристики согласования решетки. На рис. 12 показаны зависимости активного коэффициента отражения для двух центральных волноводов с входами 5 и 6 при возбуждении всех входов с одинаковой амплитудой и линейным сдвигом фазы  $90^\circ$  с учетом взаимной связи волноводов. Отражение для обоих входов не превосходит  $-20$  дБ в большей части диапазона, за исключением области частот выше  $10.5$  ГГц. Аналогично ведут себя активные коэффициенты отражения для всех других входов решетки, включая крайние волноводы. Следует отметить, что наличие запрещенных зон на дисперсионной характеристике не проявляется на частотных зависимостях коэффициентов отражения на рис. 12, в отличие от частотных зависимостей направленности и усиления на рис. 11. Как известно, в периодических структурах с запрещенной зоной, обусловленной т. н. эффектом нормали, отражение на частотах в пределах запрещенной зоны может значительно возрастать из-за синфазного сложения частичных отражений от элементов решетки (см., например, [17, 18]).

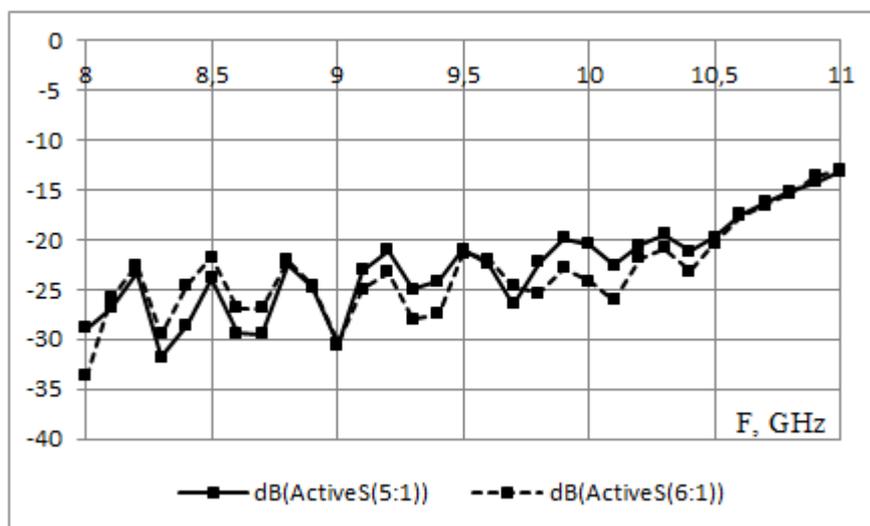


Рис. 12. Активный коэффициент отражения в зависимости от частоты двух центральных волноводов решетки с номерами входов 5 и 6

Интересно также рассмотреть диаграмму излучения активного элемента двумерной решетки, то есть диаграмму излучения волновода, на вход которого подается мощность, при условии, что остальные входы согласованы.

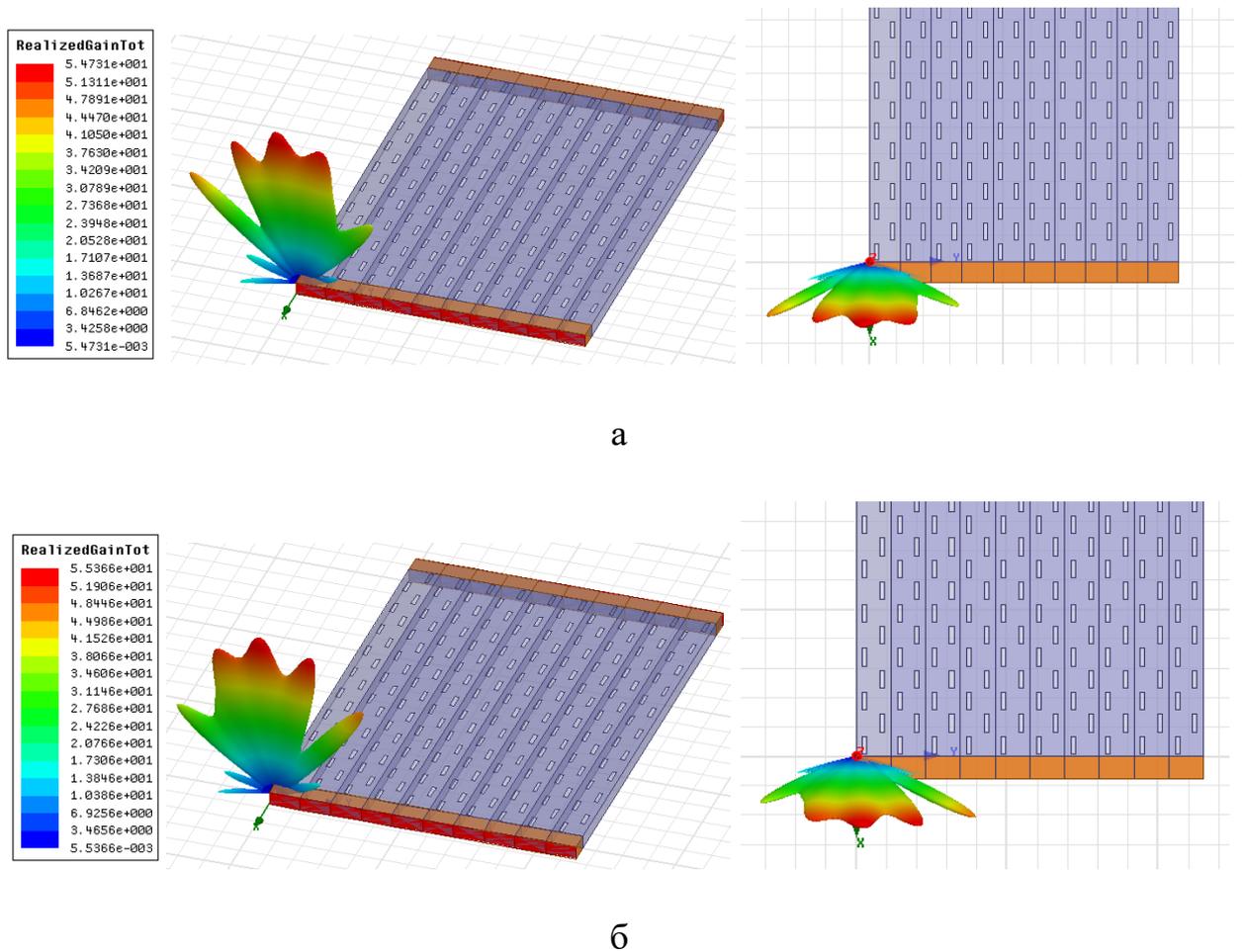


Рис. 13. Излучение активного элемента-волновода при согласованных остальных входах решетки на частоте 9.5 ГГц: а – волновод с входом 5, б – волновод с входом 6

В качестве примера на рис. 13а, б представлены диаграммы излучения двух центральных волноводов с входами 5 и 6. Видим, что диаграммы двух центральных активных элементов-волноводов несколько отличаются (будучи почти зеркальным отражением друг друга относительно плоскости XZ), несмотря на достаточно большой размер решетки в обоих направлениях. Аналогичная разница в диаграммах наблюдается и при расчете излучения двух центральных активных волноводов в большей решетке 20x20 (здесь не представлены с тем, чтобы не увеличивать чрезмерно объем статьи). Не исключено, что разница в диаграммах центральных волноводов может быть обусловлена возбуждением волн в решетке, которые могут распространяться вдоль ее поверхности, отражаться от краев и влиять на амплитудно-фазовое

распределение в апертуре возбуждаемого волновода. Однако в этой работе мы не ставим задачу исследования возможности распространения волн поверхностного типа в данной структуре.

Как уже указывалось, сектор сканирования луча в пространстве для планарной решетки в рассматриваемом диапазоне частот и при заданном фиксированном фазовом сдвиге между волноводами определяется графиками на рис. 4. Этот сектор достаточно ограничен. По углу места  $\theta$  он составляет около  $30^\circ$ , а по азимутальному углу  $\varphi$  около  $40^\circ$ . Надо отметить, что при увеличении фазового сдвига между волноводами в попытке увеличить сектор сканирования в диаграмме излучения появляется дополнительный луч, который может быть сравнимым по амплитуде с основным. Для иллюстрации на рис. 14 представлена пространственная диаграмма излучения решетки при фазовом сдвиге между волноводами  $150^\circ$  на частоте 9.5 ГГц.

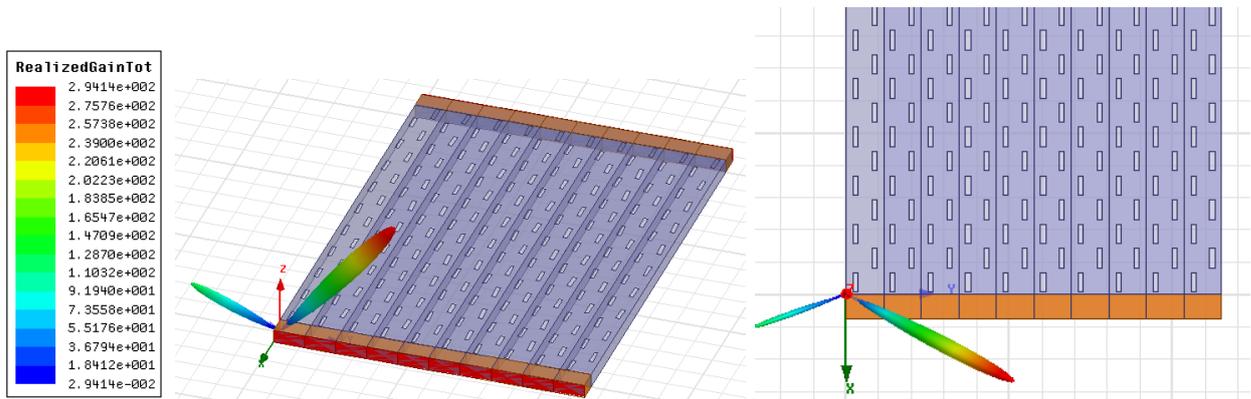


Рис. 14. Пространственная диаграмма излучения решетки при фазовом сдвиге между волноводами  $150^\circ$  на частоте 9.5 ГГц.

Основной луч имеет ту же ориентацию в пространстве, соответствующую гармонике Флоке  $(-1, 0)$ . Его отклонение в пространстве как по углу места относительно оси  $Z$ , так и по азимуту относительно оси  $X$  увеличивается по сравнению со случаем сдвига фаз  $90^\circ$  примерно на  $14^\circ$ . В то же время, кроме основного луча в диаграмме излучения проявляется дополнительный луч, проекция которого на плоскость решетки направлена вдоль осей  $+X$  и  $-Y$ . Это направление в сферической системе координат

соответствует направлению излучения пространственной гармоники  $(-1, -1)$ , то есть  $-1$  гармоники по  $X$  и  $-1$  гармоники по  $Y$  (в системе координат на рис. 14). Наличие двух направлений излучения, которые соответствуют этим лучам, проявляется также в распределении амплитуды электрического поля в ближней зоне решетки, см. рис. 15. По распределению поля в плоскости  $ZY$  можно заметить, что в этом случае имеются два противоположных по  $Y$  направления, в которых в ближнем поле решетки формируются направления распространения волновых фронтов в поле излучения. Таким образом, рост фазового сдвига между волноводами приводит к нарушению однолучевого режима работы решетки.

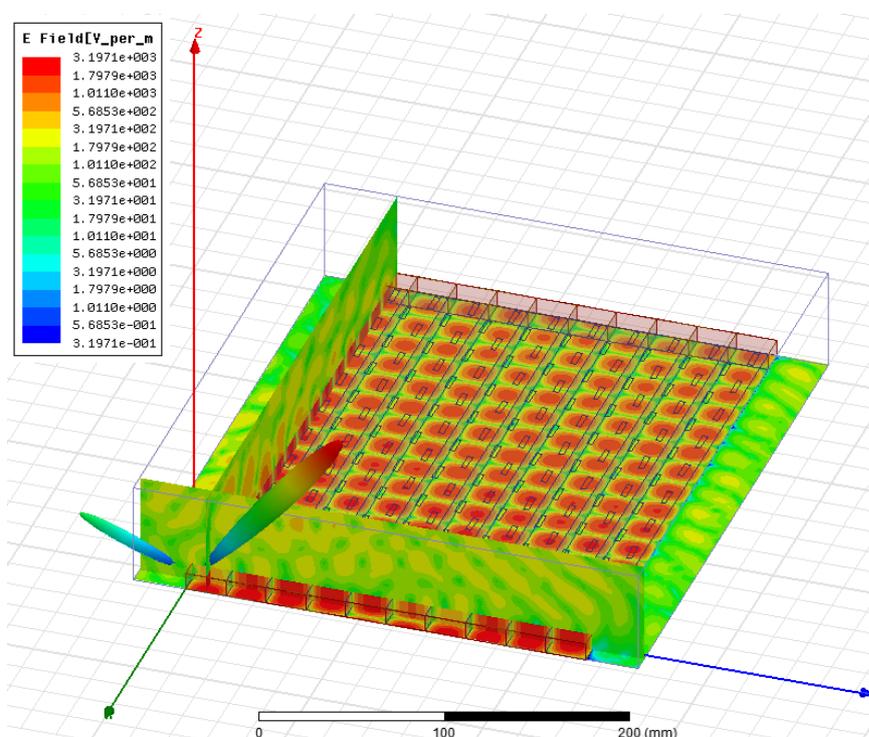


Рис. 15. Распределение амплитуды электрического поля в главных плоскостях в ближней зоне решетки при сдвиге фаз между волноводами  $150^\circ$  на частоте 9.5 ГГц

## Заключение

Предложенный и апробированный ранее метод исследования дисперсионных характеристик применен к бесконечной двумерно-периодической антенной решетке из волноводно-щелевых антенн с линейным сдвигом фазы между ними. Исследование проведено в

многомодовой постановке задачи на собственные значения и выявило наличие ветвей и запрещенных зон в дисперсионной диаграмме в заданном диапазоне частот. Эти особенности обусловлены взаимной связью волноводов, между которыми существует фазовый сдвиг. На основе дисперсионной характеристики рассчитаны направления излучения в пространстве для вытекающей пространственной гармоники Флоке. Анализ возбуждения конечной решетки из 10 щелевых волноводов конечной длины показал, что эти направления излучения в бесконечной решетке хорошо соответствуют углам излучения конечной решетки, возбуждаемой со всех входов. Сектор сканирования луча при заданных параметрах в диапазоне частот 8-11 ГГц составляет по углу места около  $30^\circ$ , а по азимуту – около  $40^\circ$ . Направленность и усиление решетки снижаются на частотах, которые лежат в пределах запрещенных зон на дисперсионной характеристике. Показано, что при увеличении сдвига фаз между волноводами в диаграмме излучения появляется дополнительный луч, который соответствует другой пространственной гармонике Флоке в поле решетки. Этот дополнительный луч может быть соизмеримым по коэффициенту усиления с основным лучом. Возможность нарушения однолучевого режима излучения может ограничить применение данной решетки в устройствах с частотно-фазовым сканированием луча. На более высоких частотах в окрестности излучения по нормали к поверхности решетки, а также в окрестности резонанса щелей характеристики антенны могут отличаться от представленных в данной работе.

Авторы выражают признательность В. А. Калошину и Е. В. Фроловой 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. Hansen R. C. Phased array antennas. –John Wiley & Sons, 1998, 486 p.
3. Калошин В. А. Антенны миллиметровых волн. Зарубежная радиоэлектроника, 1984, №11, сс. 97-106.
4. Мануилов М. Б., Лерер В. А., Синявский Г. П. Методы расчета и новые применения волноводно-щелевых антенных решеток. Успехи современной радиоэлектроники, 2007, №5, сс. 3-28.
5. Xu F. and Wu K. Understanding Leaky-Wave Structures. IEEE Microwave Magazine, 2013, Vol.14, No. 5, pp. 87-96.
6. Банков С. Е. Антенные решетки с последовательным питанием. –М.: Физматлит, 2013, 414 с.
7. 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. "Радиолокация и радиосвязь", 25-27 ноября 2015, М. ИПЭ им. В. А. Котельникова РАН, сс. 207-211.
8. Zhao T., Jackson D. R., Williams J. T., Yang H.-Y. D., and Oliner A. A. 2-D Periodic Leaky-Wave Antennas - Part I: Metal Patch Design. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 2005, Vol. 53, No. 11, pp. 3505-3514.
9. Zhao T., Jackson D. R., Williams J. T. 2-D Periodic Leaky-Wave Antennas - Part II: Slot Design. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 2005, Vol. 53, No. 11, pp. 3515-3524.
10. Sengupta S., Jackson D. R., Long S. A. Properties of Microwave and Optical 2-D Periodic Leaky Wave Antennas. Wireless and Microwave Circuits and Systems (WMCS), 23-24 April, 2015, Texas, pp. 1- 4.
11. 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.

12. Ettorre 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.

13. 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.

14. Chen P., et al. 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.

15. В. И. Калиничев, А. А. Бабаскин. Метод расчета постоянной распространения вытекающей моды в волноводах со щелями. Журнал радиоэлектроники, 2015, №7. <http://jre.cplire.ru/jre/jul15/2/text.pdf>

16. 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>

17. 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>

18. Lyu Y. L., Liu X. X., Wang P. Y., Erni D., Wu Q., Wang C., Kim N. Y., and Meng F. Y. Leaky-Wave Antennas Based on Noncutoff Substrate Integrated Waveguide Supporting Beam Scanning From Backward to Forward. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 2016, Vol. 64, No. 6, pp.2155-2164.

**Ссылка на статью:**

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