

ЧАСТОТНОЕ СКАНИРОВАНИЕ АНТЕННЫ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ НА ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ, ЗАПОЛНЕННОМ ДИЭЛЕКТРИКОМ

В. И. Калинин¹, А. А. Бабаскин²

¹ ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН

² RF Mtech, Сеул, Юж. Корея

Статья поступила в редакцию 26 июля 2016 г.

Аннотация. Рассмотрена антенна вытекающей волны на основе прямоугольного волновода, заполненного диэлектриком, с парными поперечными щелями в широкой стенке. С помощью предложенного ранее метода рассчитана комплексная постоянная распространения и дисперсионная характеристика вытекающей волны в режиме собственных мод. Анализируется излучение -1 пространственной гармоники, для которой имеют место режимы обратного и прямого излучения. Соответствующие углы излучения имеют отрицательные и положительные значения относительно нормали к широкой стенке волновода. Показано, что в режиме обратного излучения волна медленнее вытекает в сравнении с режимом прямого излучения. На основе метода конечных элементов разработана модель возбуждения волноводно-щелевой антенны конечной длины с эквидистантно расположенными парами поперечных щелей. Используя эту модель, рассчитаны элементы матрицы рассеяния и диаграммы излучения на разных частотах в заданной полосе частот. Рассмотрены два значения диэлектрической проницаемости материала, заполняющего волновод. Показано, что в случае большего значения диэлектрической проницаемости $\epsilon=9$ антенна может обеспечить сканирование луча в секторе углов от -48 до $+28$ градусов относительно нормали к широкой стенке волновода на частотах от 8.5 до 10.5 ГГц. Для меньшего значения диэлектрической проницаемости $\epsilon=2.25$ сектор углов сканирования составляет от -18 до $+13$ градусов в том же диапазоне частот. Углы излучения волноводно-

щелевой антенны, полученные в задаче возбуждения, в точности согласуются с направлениями излучения, определенными из дисперсионной характеристики.

Ключевые слова: антенна вытекающей волны, волновод с диэлектриком, парные поперечные щели, частотное сканирование.

Abstract. A leaky wave antenna on the base of a rectangular dielectric-filled waveguide with double transverse slots in the broad wall is considered. Using the earlier proposed method for open radiating periodic structures one can compute the complex propagation constant and the dispersion characteristic of the leaky wave within the eigen modes model. The radiation of -1 space harmonic is analyzed, for which backward and forward radiation regimes take place. These regimes are separated in frequency by a narrow stop band within which the wave stops to propagate. The corresponding radiation angles take negative and positive values relative to the normal to the broad wall. The computed Q values for the considered structure show that the leakage rate in the backward radiation regime is lower than in the forward radiation regime. The presented E field magnitude distributions for the leaky wave inside the unit cell of the slotted periodic waveguide clearly demonstrate different radiation regimes. Besides, the FEM-based driven mode model of a finite length slotted waveguide antenna with equally spaced pairs of transverse slots is developed. Using this model it is possible to compute the S-parameters and radiation patterns at different frequencies in the band of interest. Two values of the dielectric permittivity of the filling material were considered. It is shown that for the larger value of the dielectric permittivity $\epsilon=9$ the antenna can provide the scan range from -48 to +28 degrees relative to the normal to the broad wall at the frequencies from 8.5 to 10.5 GHz. For the lower value of the dielectric permittivity $\epsilon=2.25$ the antenna scans in the range from -18 to +13 degrees at the same frequencies. The main beam radiation angles for the slotted waveguide antenna obtained in the driven mode solution agree perfectly with the directions of radiation determined from the dispersion diagram.

Key words. Leaky wave antenna, dielectric-filled waveguide, double transverse slots, frequency scanning.

Введение

Задача о распространении вытекающей моды прямоугольного волновода с диэлектрическим заполнением с периодически расположенными отверстиями в узкой стенке рассматривалась в [1] на основе метода поперечного резонанса. При определенных допущениях было получено приближенное аналитическое решение для действительной и мнимой частей постоянной распространения. Было показано, что в таком волноводе можно получить очень малые значения коэффициента затухания. Аналогично в [1] рассматривались планарные диэлектрические волноводы с емкостной и индуктивной решетками из параллельных металлических полос на поверхности диэлектрика. Вопрос о диапазоне частотного сканирования луча и возможности его расширения за счет диэлектрического заполнения волноводной структуры не обсуждался. В [2] рассматривались различные волноводные канализирующие системы антенн с частотным сканированием. Представлены, в частности, прямоугольный волновод с частичным заполнением диэлектриком, волновод с ребристой структурой, змейковый волновод и спиральный волновод. Замедление волны и угол излучения антенн на основе таких волноводов в определенных пределах можно регулировать путем изменения параметров структуры. В общем виде анализируется углочастотная чувствительность таких антенн. В [3] описаны физические принципы построения антенн вытекающих волн миллиметрового диапазона на разных типах линий передачи, в частности, на металлических и диэлектрических волноводах. Отмечены варианты с парными нерегулярностями (щели в стенке, металлические диски на поверхности диэлектрика), расположенными на расстоянии четверти длины волны в волноводе для компенсации отражения в режиме излучения по нормали к продольной оси линии передачи. Данные принципы являются общими для антенн вытекающих волн разных частотных диапазонов, включая сантиметровый. В [4] исследованы характеристики поперечной щели в прямоугольном полом волноводе. Методом моментов получены выражения для действительной и мнимой частей импеданса щели в зависимости от длины

щели и частоты. Расчетные результаты хорошо соответствуют расчетам с помощью других методов и измеренным данным. Отмечено, что решетка с резонансным значением периода щелей, превышающим длину волны в свободном пространстве, имеет большие боковые лепестки в диаграмме излучения. Для их подавления используется пространственный фильтр в виде двух тонких металлических ребер, ориентированных вдоль оси волновода. В [5] исследованы характеристики поперечной щели в прямоугольном волноводе, нагруженном диэлектрической пластиной, примыкающей к узкой стенке. Для анализа используется метод моментов и интегрального уравнения. Рассчитаны и измерены элементы матрицы рассеяния щели. Утверждается, что в волноводно-щелевой антенне на основе такого неоднородно заполненного волновода с поперечными щелями в широкой стенке можно добиться спадающего к краям апертуры амплитудного распределения и более низкого уровня боковых лепестков в диаграмме направленности излучения антенны в сравнении с полым металлическим волноводом. В [6] исследуется частично заполненный диэлектриком волновод с системой двойных поперечных щелей в широкой стенке. В общем случае две щели, образующие пару, имеют разную длину. Рассмотрен вариант линейной решетки из достаточно большого количества пар щелей, расположенных на расстоянии длины волны в волноводе. Для анализа амплитудно-фазового распределения в апертуре антенны используется метод магнитодвижущих сил, сводящий задачу к системе линейных алгебраических уравнений относительно амплитуд магнитных токов в щелях. Для конкретного набора параметров структуры рассчитаны частотные зависимости коэффициента излучения и отражения, а также представлена диаграмма направленности излучения на одной из частот в исследуемом диапазоне. Характеристики частотного сканирования луча для данной структуры из пар щелей не представлены. В [7] исследована антенна вытекающих волн на основе прямоугольного волновода, частично заполненного диэлектриком, с поперечными щелями. Применение частичного заполнения волновода диэлектриком позволяет варьировать значение

эффективной диэлектрической проницаемости в широких пределах и создает возможность реализовать требуемые частотные свойства антенны. Исследованы дисперсионные уравнения, полученные на основе метода тензорных функций Грина. Учитывается наличие внешнего защитного диэлектрического слоя на характеристики распространения. Комплексная постоянная распространения определяется на основе сшивания полей в щели. Изложена методика решения дисперсионного уравнения для определения фазовой постоянной основной моды и расчета полевых характеристик антенны. В [8] проведен анализ мод в прямоугольном волноводе, заполненном диэлектриком с поперечными щелями в верхней бесконечно-протяженной металлической плоскости. Анализ основан на решении интегрального уравнения для тангенциальной составляющей напряженности магнитного поля в апертуре щели. Определены и охарактеризованы типы мод, которые могут существовать в данной структуре. Теоретические результаты для постоянной распространения мод сравниваются с результатами численного расчета по программе HFSS для структуры, в которой прямоугольный волновод размером 12.0 x 1.524 мм с поперечными щелями в верхнем экране заполнен диэлектриком с относительной проницаемостью $\epsilon=2.2$. Исследование ограничено расчетом действительной и мнимой частей постоянной распространения. Диапазон частотного сканирования луча в антенне на основе данной структуры не рассматривался. В [9] содержится общее рассмотрение антенн вытекающих волн на основе периодических структур, в частности, на прямоугольном волноводе, заполненном диэлектриком, содержащем периодическую систему отверстий или щелей в стенке. Приведены условия для однолучевого режима работы частотно-сканирующей антенны на таком волноводе, при котором излучает только -1 пространственная гармоника. Указывается на существование запрещенной полосы частот (open stop band), в которой при возбуждении периодической структуры наблюдается эффект сильного отражения (т.н. эффект нормали), препятствующий реализации непрерывного сканирования луча антенны во всем диапазоне углов, включая

нормаль. Одним из способов уменьшения этого эффекта является использование двух излучателей в каждой единичной ячейке периодической структуры, разнесенных на расстояние четверти длины волны в волноводе. С помощью этого метода удастся значительно снизить или полностью подавить отражение, обусловленное эффектом нормали.

Сравнительно недавно была предложена структура в виде интегрированного в диэлектрическую подложку волновода (substrate-integrated waveguide (SIW)), в которой удастся исключить эффект запрещенной зоны в режиме антенны вытекающей волны [10]. В зарубежных публикациях для такой антенны используется термин composite right/left-handed (CRLH) metamaterial leaky-wave antenna [11]. Было показано, что она позволяет непрерывно сканировать направление излучения вперед и назад относительно направления движения волны в волноводе, включая излучение по нормали. Особенность такой структуры состоит в том, что благодаря определенному выбору параметров конструкции ее основная квази-ТЕМ мода, соответствующая нулевой пространственной гармонике, является быстрой, обеспечивающей излучение в режиме антенны вытекающей волны. В то же время, -1 пространственная гармоника является медленной, неизлучающей волной. Запрещенная зона исчезает при выполнении так называемого условия баланса, устанавливающего связь параметров эквивалентной схемы для такой структуры.

В данной работе исследуем один из видов периодической антенны вытекающей волны, в которой излучение происходит за счет быстрой -1 пространственной гармоники в периодическом поле антенны. При использовании в качестве волноведущей структуры полого прямоугольного волновода направление излучения периодической антенны вытекающей волны ограничено, в основном, областью в заднем (относительно направления движения волны) полупространстве. Как указано в [2], расширенного сектора углов при частотном сканировании можно добиться путем использования замедляющей структуры. Например, можно использовать заполнение

волновода диэлектриком. Цель данной работы - исследовать характеристики согласования, излучения и частотного сканирования антенны вытекающей волны на прямоугольном волноводе, заполненном диэлектриком. Основное внимание уделено варианту, в котором используется заполнение волновода диэлектриком с относительно высоким значением проницаемости. Излучение происходит за счет парных поперечных щелей в широкой стенке. Исследование включает численный расчет дисперсионной характеристики вытекающей моды в периодическом волноводе с парными поперечными щелями, а также решение задачи возбуждения линейной волноводно-щелевой антенной решетки, определение ее матрицы рассеяния и характеристик излучения.

1. Расчет дисперсионной характеристики

Для анализа выбираем прямоугольный волновод размером 7.2x3.4 мм, заполненный диэлектриком с относительной проницаемостью $\epsilon=9$. На верхней широкой стенке, имеющей толщину металлизации 35 мкм, эквидистантно расположены парные поперечные щели, которые создают излучение основной моды волновода. Длина всех щелей 4.7 мм, ширина 1.5 мм, расстояние между центрами щелей в паре 3.2 мм. Такие параметры выбраны с учетом уровня согласования при возбуждении одной пары щелей, не превышающего -15 дБ в диапазоне частот 8.5-10.5 ГГц, а также для обеспечения уровня остающейся в волноводе мощности вытекающей волны на заданной длине антенны (в данном случае 40 периодов) не более -10 дБ. Период $P=13.9$ мм выбран из расчета, чтобы излучение по нормали достигалось на частоте около 10 ГГц.

Для расчета дисперсионной характеристики вытекающей моды используем метод [12]. Он заключается в том, что выделяется один периодическая ячейка периодической структуры и используются периодические граничные условия на ее гранях в направлении периодичности. Модель ячейки для рассматриваемого волновода с поперечными щелями представлена на рис. 1. Алгоритм расчета заключается в том, что задается фазовый сдвиг на длине периода и по нему рассчитывается соответствующая комплексная собственная частота эквивалентного резонатора. Действительная часть собственной частоты

определяет фазовую скорость распространения вытекающей моды в периодическом волноводе, мнимая часть обусловлена потерями на излучение и определяет постоянную вытекания данной моды.

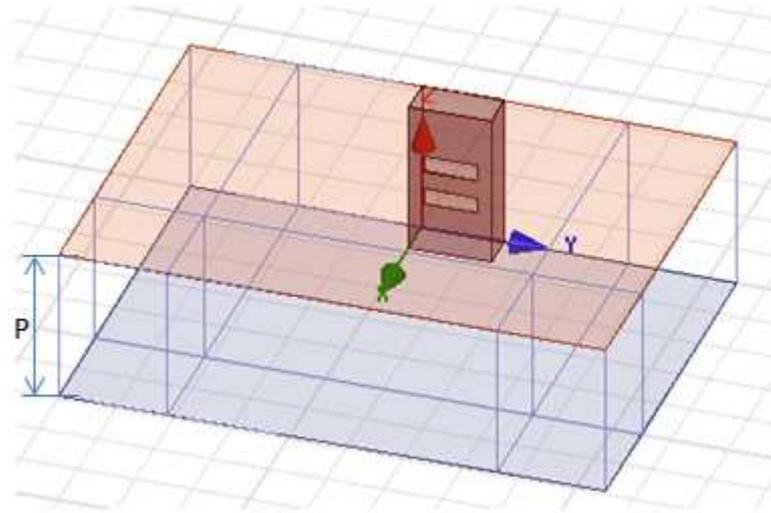


Рис. 1. Модель периода-ячейки для расчета дисперсионной характеристики периодического волновода с парными поперечными щелями

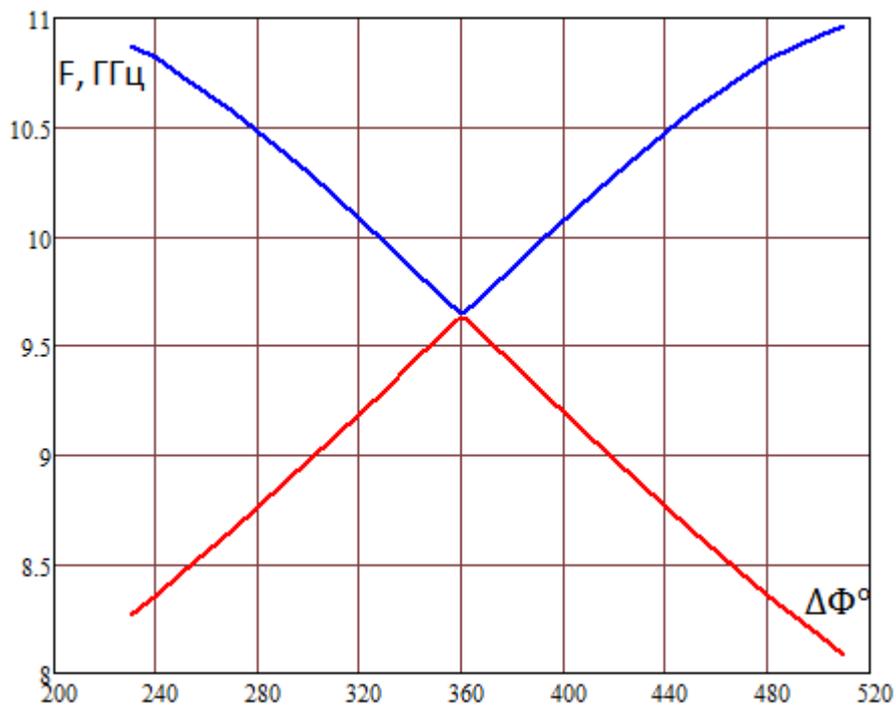


Рис. 2. Частота в зависимости от фазового набег на длине периода

На рис. 2 представлена зависимость действительной части собственной частоты от фазового сдвига на длине периода, а на рис. 3 зависимость нормированной фазовой постоянной основной моды от частоты в диапазоне частот от 8.3 до 11 ГГц, которому соответствует диапазон набега фазы на длине периода $\Delta\Phi = 230^\circ \dots 510^\circ$. Пунктирная линия на рис. 3 показывает постоянную распространения невозмущенного волновода без щелей в том же диапазоне частот.

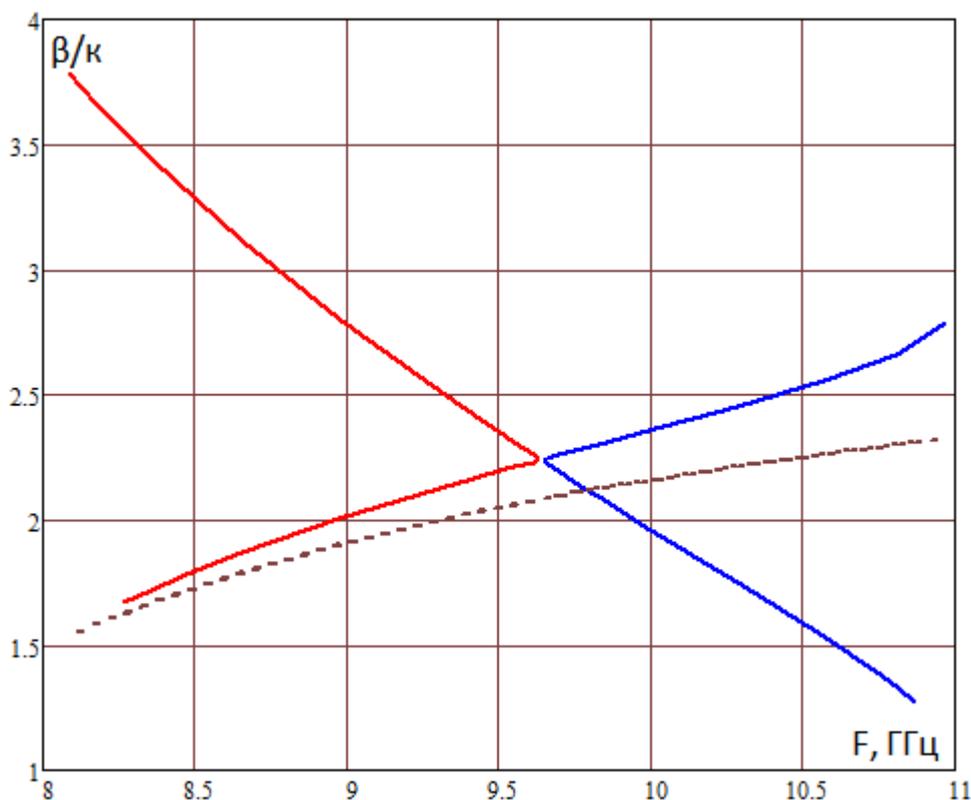


Рис. 3. Фазовая постоянная распространения от частоты

На рис. 4 показана частотная зависимость угла излучения в рассматриваемом диапазоне частот. Угол излучения φ отсчитывается от нормали к оси волновода (ось X на рис. 1) и определяется по формуле:

$$\sin \varphi = \left(\frac{\beta}{k} - \frac{2\pi}{kp} \right),$$

где $\beta = \Delta\Phi/p$, $\Delta\Phi$ - набег фазы на длине периода p , k – волновое число свободного пространства. Величина в круглых скобках равна нормированной

фазовой постоянной -1 пространственной гармоники в поле периодического волновода. Значению $\varphi=0$ соответствует излучение по нормали.

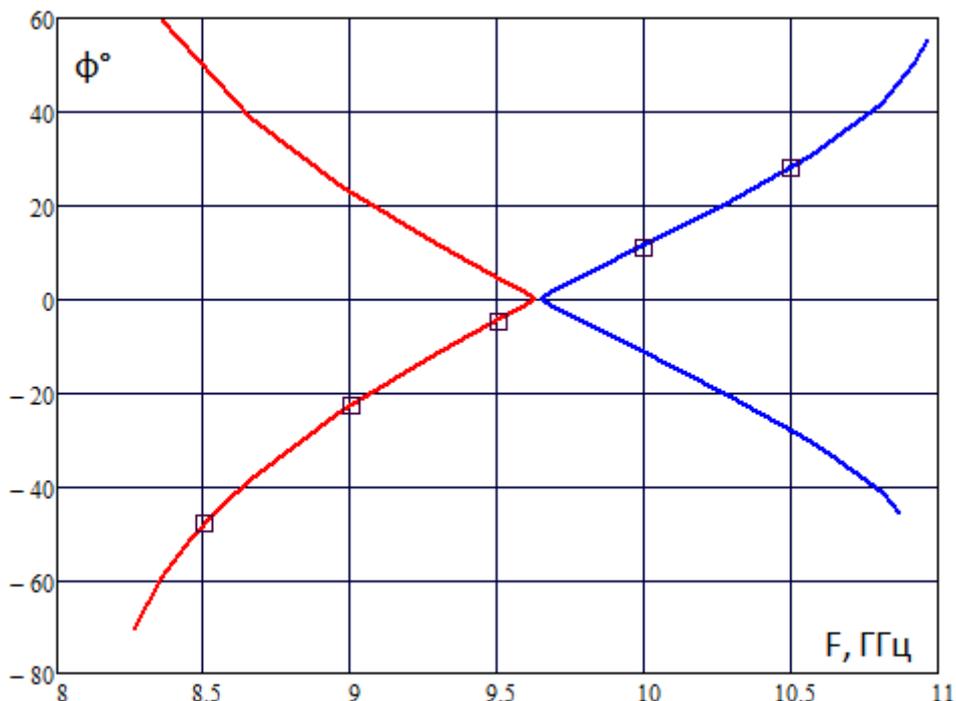


Рис. 4. Зависимость угла излучения -1 гармоника от частоты

Ветви на рис. 2-4, обозначенные красным цветом, соответствуют режиму обратного излучения вытекающей моды, в котором групповая и фазовая скорости имеют противоположные знаки. Ветви, обозначенные синим цветом, соответствуют режиму прямого излучения, в котором групповая и фазовая скорости имеют одинаковые знаки. Так, например, на рис. 3 нижний участок левой ветви описывает режим распространения, при котором групповая скорость положительна и направлена вдоль оси $+Z$, а фазовая скорость отрицательна и направлена вдоль $-Z$. Этому режиму соответствует нижний участок левой ветви на рис. 4, показывающий отрицательные значения угла излучения. При этом луч направлен противоположно направлению движения волны и с увеличением частоты приближается к нормали. Верхний участок правой ветви на рис. 3 соответствует режиму прямого излучения, в котором обе групповая и фазовая скорости направлены вдоль $+Z$. Этому режиму

соответствует верхний участок правой ветви на рис. 4, показывающий положительное значение угла излучения, который с ростом частоты увеличивается (луч все больше отклоняется от нормали в направлении движения волны). Таким образом, если в задаче возбуждения (см. ниже) источник задает направление движения волны в волноводе вдоль оси $+Z$ (положительное направление групповой скорости), то в этом случае антенна вытекающей волны излучает на углах, которые соответствуют нижней левой и верхней правой ветвям характеристик на рис. 3, 4. Это подтверждается значениями угла излучения (точки на рис. 4), полученными в задаче возбуждения линейной решетки на основе отрезка периодического волновода с поперечными щелями (см. ниже).

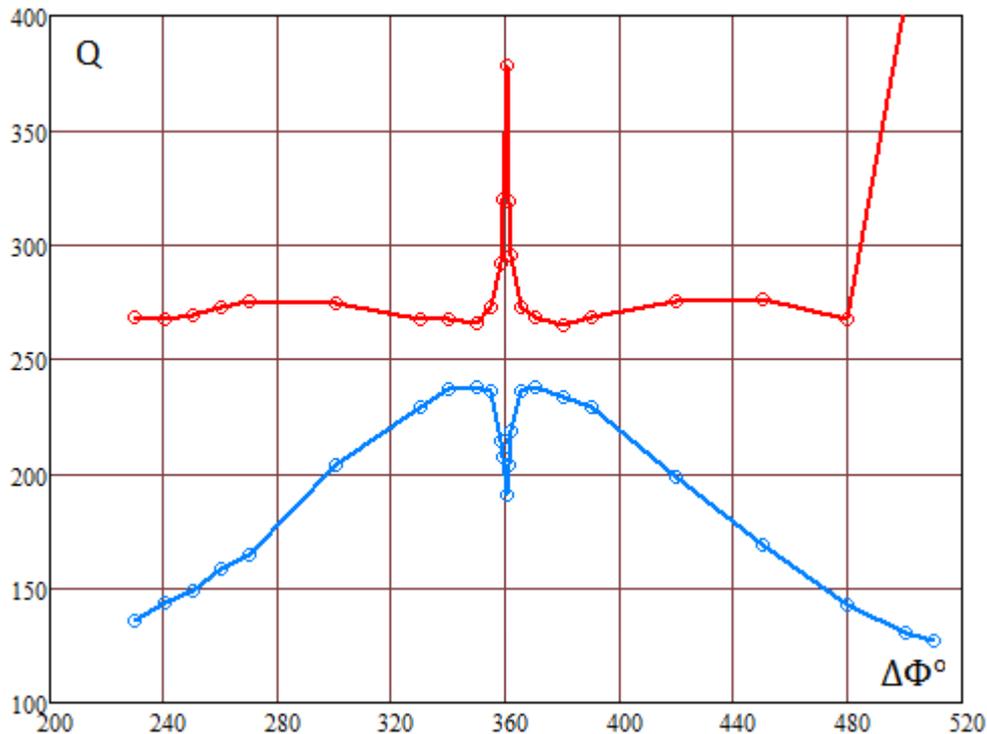
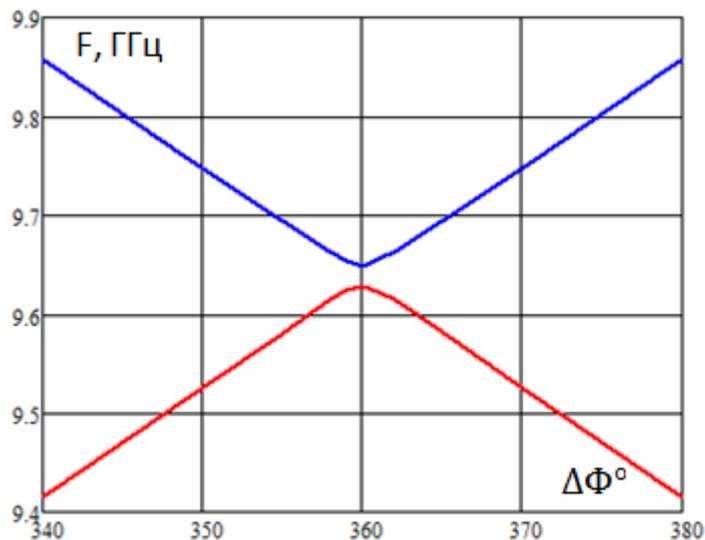


Рис. 5. Добротность эквивалентного резонатора в зависимости от фазового набегу на длине периода

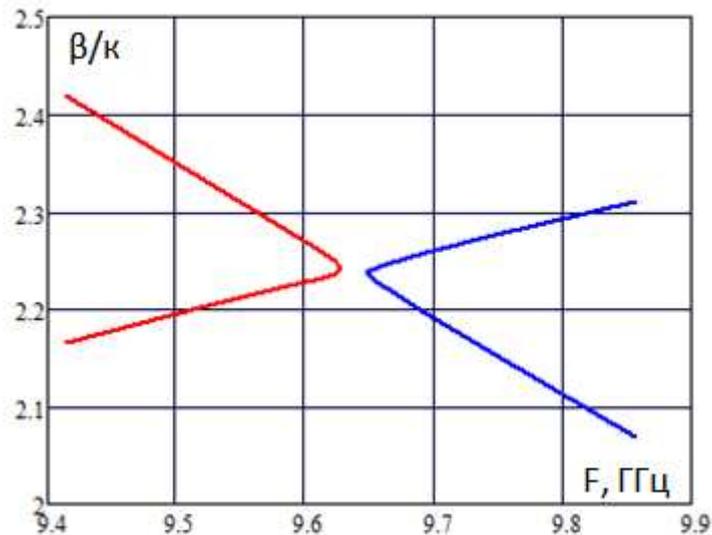
Добротность эквивалентного резонатора определяется как отношение действительной части комплексной собственной частоты к ее удвоенной мнимой части в решении задачи на собственные значения. Зависимость добротности мод для обеих ветвей дисперсионной характеристики от фазового

набега на длине периода представлена на рис. 5. Видим, что добротность обратной волны с противоположным знаком групповой и фазовой скоростей (кривая красного цвета) выше добротности прямой волны, имеющей одинаковое направление групповой и фазовой скоростей (кривая синего цвета). Мнимая часть постоянной распространения связана с мнимой частью собственной частоты соотношением (2) в [12]. Так как основное внимание в данной статье уделяется направлению излучения, то мнимая часть постоянной распространения здесь не представлена. Отметим только, что из-за разных значений добротности скорость вытекания в режиме обратного излучения меньше, чем в режиме прямого излучения.

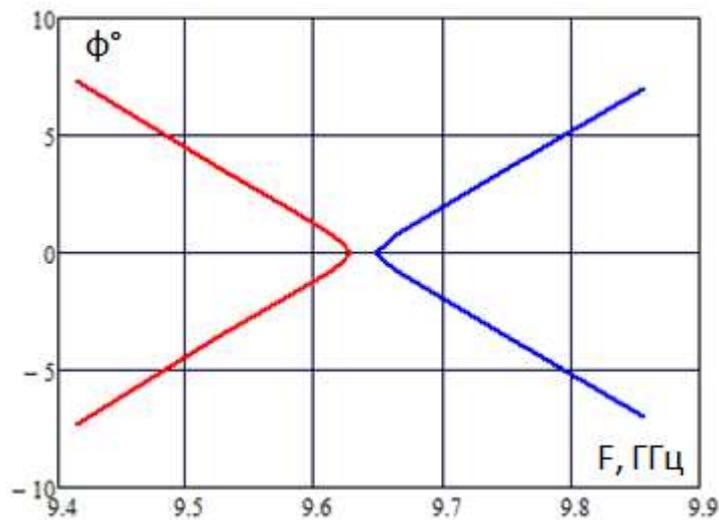
Следует заметить резкое, резонансного типа изменение добротности в окрестности сдвига фазы $\Delta\Phi = 360^\circ$. В этом режиме имеет место пространственный резонанс, при котором групповая скорость волны $d\omega/d\beta$ обращается в 0, волна не переносит энергию вдоль волновода и ее излучение практически исчезает при стремлении добротности к бесконечности (кривая красного цвета на рис. 5). При переходе частоты через запрещенную зону на более высокой частоте имеет место излучение по нормали к оси волновода в режиме прямого излучения (кривая синего цвета на рис. 5).



(а)



(б)

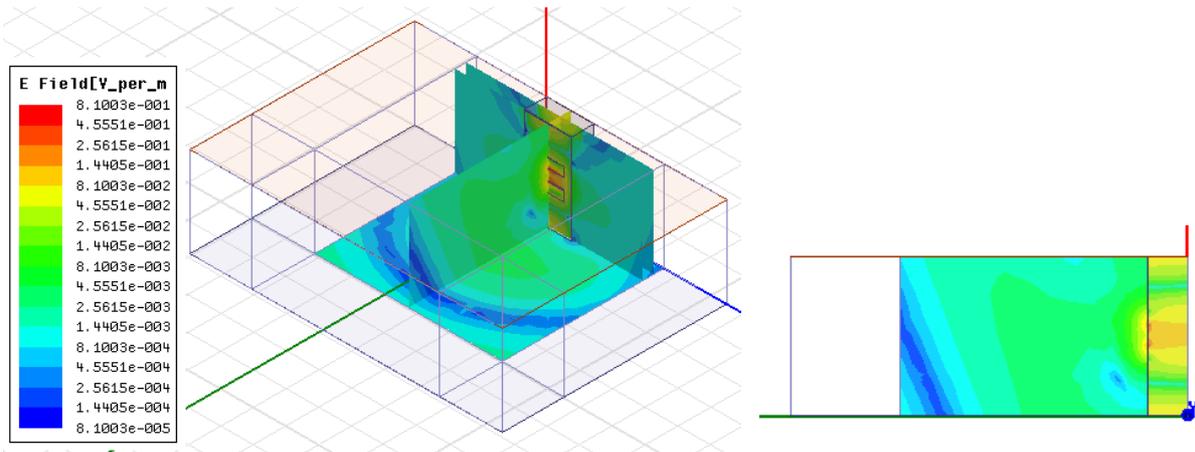


(в)

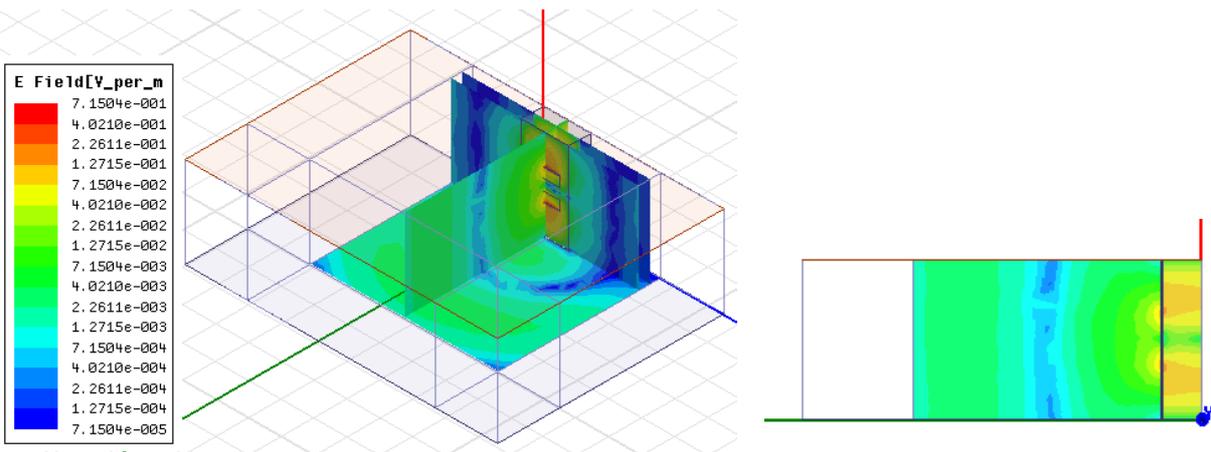
Рис. 6. Характеристики в окрестности запрещенной зоны по частоте: (а) - реальная часть собственной частоты от фазового сдвига, (б) - фазовая постоянная распространения β/k от частоты, (в) - угол излучения ϕ от частоты

Характеристики в окрестности запрещённой зоны по частоте в увеличенном масштабе представлены на рис. 6 а-в. Следует отметить, что дисперсионная характеристика аналогичного типа описана в [13]. Там в общем виде на основе телеграфных уравнений для двух связанных линий показано, что она появляется вследствие связи прямой и обратной волн в периодической структуре. Более углубленное исследование дисперсионных свойств рассматриваемого волновода не входит в задачу данной работы.

На рис. 7 показаны распределения амплитуды электрического поля вытекающей моды в определенный момент времени внутри ячейки на трех частотах, характеризующих разные режимы излучения. Наглядно видно, что на частоте 8.97 ГГц имеет место режим обратного излучения, при котором волна излучает назад относительно направления движения вдоль +Z. При переходе через запрещенную зону на частоте 9.65 ГГц излучение происходит по нормали к оси волновода. Эта частота соответствует большей из двух частот при сдвиге фаз 360° (см. рис. 6а). Частота 10.28 ГГц соответствует режиму прямого излучения, при котором волна излучает в направлении движения вдоль +Z.



(a) 8.97 ГГц ($\Delta\Phi=300^\circ$)



(б) 9.65 ГГц ($\Delta\Phi=360^\circ$)

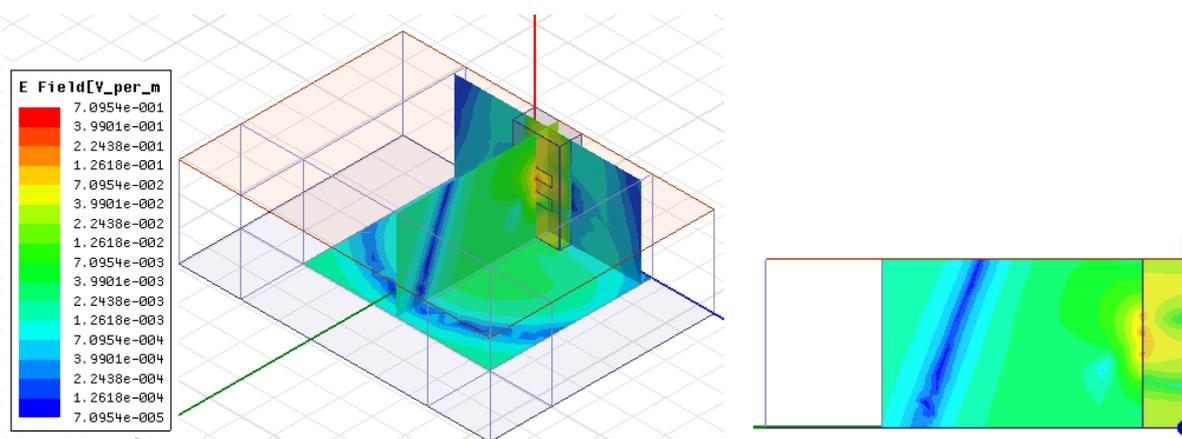
(в) 10.28 ГГц ($\Delta\Phi=420^\circ$)

Рис. 7. Распределения амплитуды электрического поля вытекающей моды внутри ячейки на разных частотах: (а) – режим обратного излучения, (б) – режим излучения по нормали, (в) – режим прямого излучения

Таким образом, расчет дисперсионной характеристики и направления излучения показывает, что антенна вытекающей волны на рассматриваемой периодической структуре может иметь достаточно широкий диапазон углов частотного сканирования по обе стороны относительно нормали к оси волновода.

2. Матрица рассеяния и характеристики излучения линейной волноводно-щелевой решетки

Для дальнейшего исследования характеристик антенны вытекающей волны на волноводе с поперечными щелями была составлена модель волноводной решетки с 40 парами щелей в широкой стенке волновода 7.2x3.4 мм, заполненного диэлектриком с $\epsilon = 9$ и углом потерь 0.002 (рис. 8). Период щелевой структуры $P=13.9$ мм, длина решетки 556 мм. Модель составлена с использованием метода конечных элементов. Решение задачи о вынужденных колебаниях включает расчет матрицы рассеяния и характеристик излучения. Зависимости коэффициентов отражения и прохождения от частоты в диапазоне от 8 до 11 ГГц представлены на рис. 9, 10. Предполагается, что решетка

возбуждается входным портом (п1, внизу на рис. 8), имеющим волновое сопротивление невозмущенного волновода без щелей. Выход решетки нагружен на такой же порт п2, который поглощает всю не излучённую мощность. Резкое изменение амплитуды коэффициента отражения в узкой полосе частот, соответствующей запрещенной зоне в дисперсионной характеристике на рис. 6, свидетельствует о наличии пространственного резонанса в исследуемой структуре на этих частотах. При этом коэффициент отражения не превышает -10 дБ, и величина отраженной мощности остается сравнительно малой. Мощность излучения и тепловых потерь в решетке показана на рис. 11. Основываясь на этих графиках, можем выбрать рабочий диапазон частот от 8.5 до 10.5 ГГц, в котором антенна хорошо согласована и излучает большую часть входной мощности.

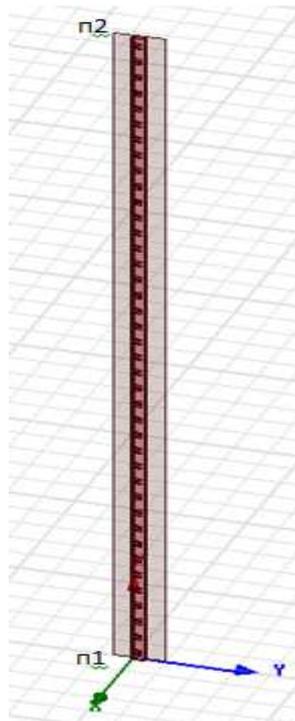


Рис. 8. Модель волноводной антенной решетки, содержащая 40 пар поперечных щелей с периодом 13.9 мм. Решетка расположена на бесконечном экране

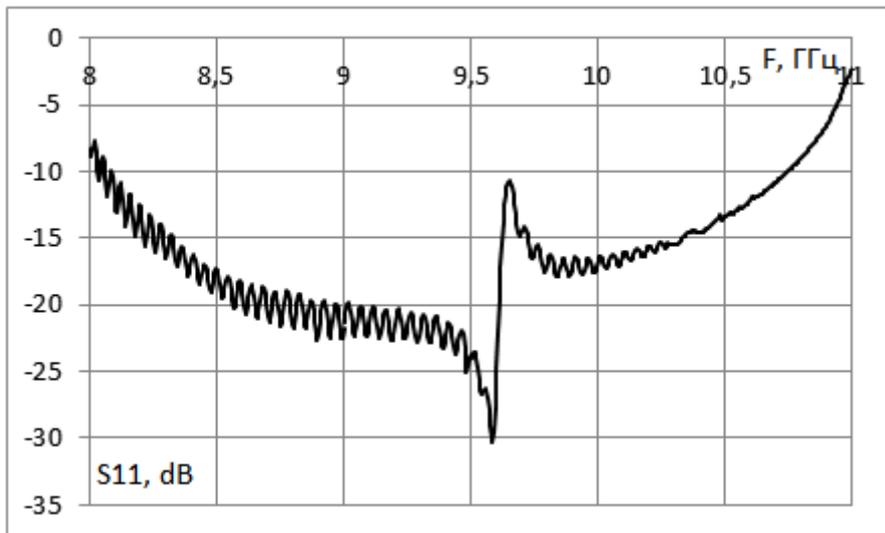


Рис. 9. Коэффициент отражения в диапазоне частот

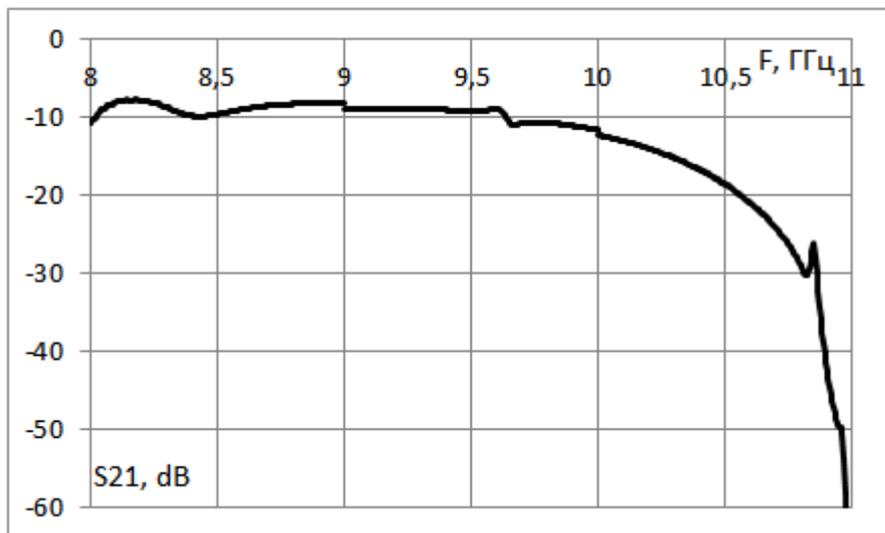


Рис. 10. Коэффициент прохождения в диапазоне частот

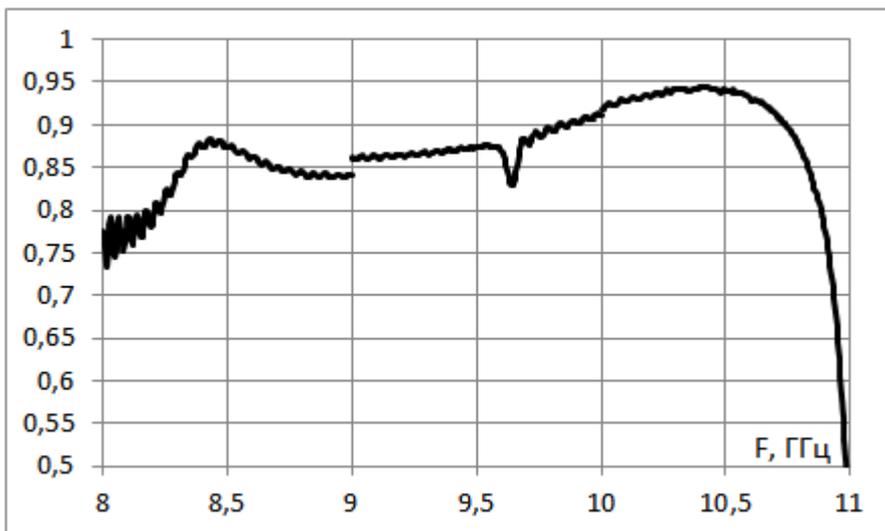


Рис. 11. Суммарная мощность излучения и тепловых потерь $1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$

Решение задачи возбуждения антенной решетки на рис. 8 позволяет также определить распределение поля внутри волновода и характеристики излучения в дальней зоне на разных частотах. На рис. 12 показаны рассчитанные распределения нормированного электрического поля вдоль центральной линии внутри волновода на трех частотах, которые показывают спадание поля вдоль решетки щелей по мере распространения. Поле осциллирует вокруг средней экспоненциальной линии. Показатель экспоненты зависит от частоты. На частотах 8.5 и 9.5 ГГц показатели экспоненты почти равны в соответствии с рис. 5, который показывает практически одинаковые значения добротности эквивалентного резонатора в режиме обратного излучения в этой области частот (верхняя ветвь на рис.5). На частоте 10.5 ГГц антенна работает в режиме прямого излучения, при этом спадание поля заметно быстрее из-за меньшего значения добротности (нижняя ветвь на рис. 5) и, следовательно, за счет большей скорости излучения на этой частоте.

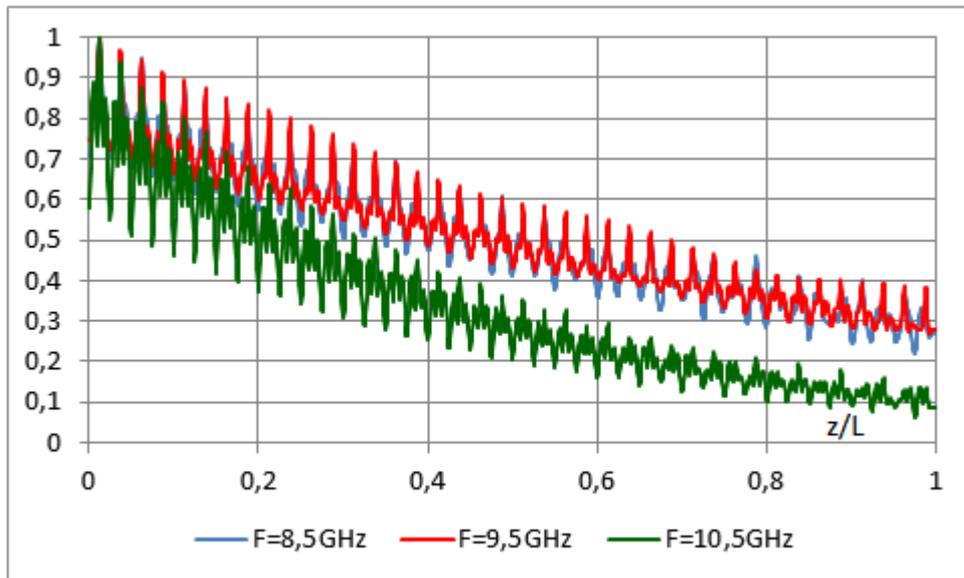


Рис. 12. Распределение нормированной амплитуды поля E вдоль волновода

На рис. 13 представлены рассчитанные диаграммы направленности в плоскости XZ (в E -плоскости) на пяти разных частотах. Угол θ отсчитывается от положительного направления оси Z , совпадающего с направлением

распространения волны в волноводе, при этом $\theta=90^\circ$ соответствует нормали к решетке ($\varphi=0^\circ$). Направления излучения для этих частот показаны точками на рис. 4. При $\theta < 90^\circ$ ($\varphi > 0^\circ$) излучение происходит по направлению движения волны, при этом групповая и фазовая скорости вытекающей волны направлены одинаково, при $\theta > 90^\circ$ ($\varphi < 0^\circ$) излучение происходит в направлении, обратном направлению движения волны, при этом групповая и фазовая скорости вытекающей волны противоположно направлены. Сектор углов сканирования составляет 76° при изменении частоты от 8.5 до 10.5 ГГц. Таким образом, заполнение волновода диэлектриком с относительной проницаемостью $\epsilon=9$ приводит к значительному увеличению диапазона углов сканирования в сравнении с полым волноводом на тех же частотах.

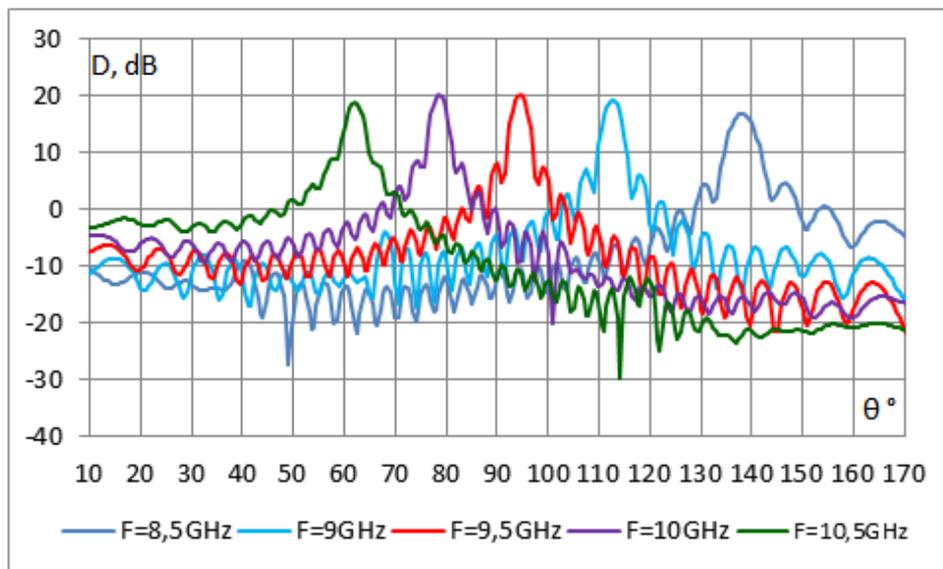


Рис. 13. Диаграммы направленности излучения в Е-плоскости антенной решетки длиной 55.6 см на волноводе 7.2x3.4 мм, заполненном диэлектриком с $\epsilon=9$. Диапазон углов сканирования 76° в полосе 8.5 - 10.5 ГГц

В дополнение на рис. 14 показана трехмерная диаграмма направленности излучения на частоте 9.5 ГГц, наглядно демонстрирующая веерообразную форму луча, который на этой частоте имеет направление $\theta = 94.5^\circ$. Ширина луча в Е-плоскости по уровню -3 дБ равна 3° , в то время как в Н-плоскости она намного шире ввиду малости размера апертуры в этой плоскости.

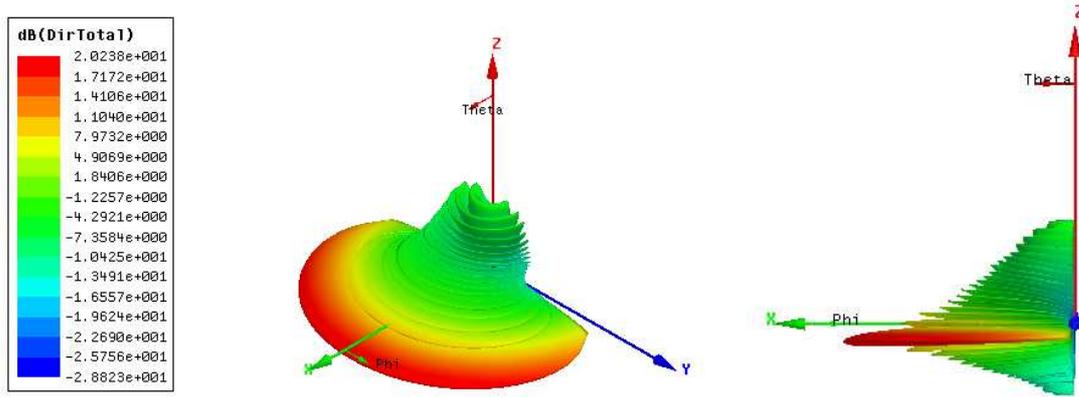


Рис. 14. Пространственная диаграмма направленности излучения

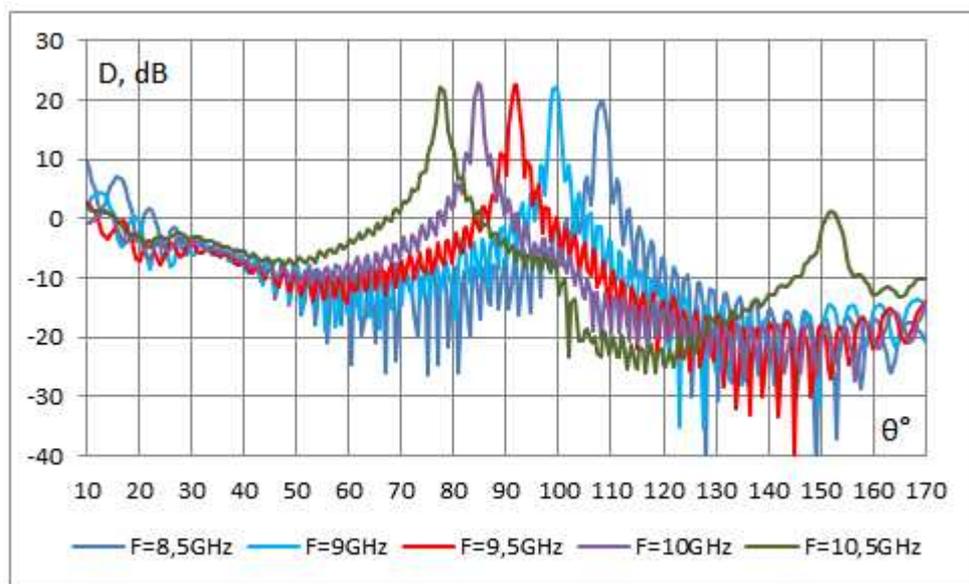


Рис. 15. Диаграммы направленности излучения в E-плоскости антенной решетки длиной 104 см на волноводе 15.8x7.9 мм, заполненном диэлектриком с $\epsilon=2.25$. Диапазон углов сканирования 31° в той же полосе

Интересно также сравнить углочастотную характеристику сканирования антенны для разных значений диэлектрической проницаемости материала, заполняющего волновод. Детальное решение этой задачи требует продолжения исследований и вычислений, что может составить тему отдельной работы и статьи. Поэтому здесь ограничимся одним дополнительным вариантом волновода с внутренним сечением 15.8x7.9 мм с толщиной стенки 0.5 мм, заполненного диэлектриком с относительной проницаемостью $\epsilon=2.25$ и углом потерь $\delta=0.001$ (полиэтилен). На рис. 15 представлены рассчитанные

диаграммы направленности излучения такой антенной решетки с 40 парами щелей, аналогичной представленной на рис. 8. В этом случае длина щелей 9 мм, ширина 2 мм, расстояние между центрами щелей 5.8 мм, период щелевой структуры 26 мм, длина решетки 104 см. Ширина луча в Е-плоскости по уровню -3 дБ в этом случае равна 1.6° .

Видим, что в том же диапазоне частот от 8.5 до 10.5 ГГц угол излучения меняется в пределах соответственно от $\theta=108.5^\circ$ до $\theta=77.5^\circ$, то есть сектор углов сканирования 31° . Таким образом, наклон углочастотной характеристики в этом случае составляет $15.5^\circ/\text{ГГц}$, что более чем в два раза меньше предыдущего значения $38^\circ/\text{ГГц}$ для случая диэлектрика с $\epsilon=9$ (см. рис. 13).

Заключение

Исследование показало, что заполнение волновода диэлектриком приводит к расширенному сектору углов сканирования в сравнении с аналогичной антенной на полном волноводе. При этом с ростом значения относительной диэлектрической проницаемости от $\epsilon=2.25$ до $\epsilon=9$ крутизна углочастотной характеристики растет более чем в два раза. Соответственно, увеличивается сектор углов сканирования.

К недостаткам рассмотренной структуры следует отнести относительно малую (в сравнении с полным волноводом) постоянную излучения вытекающей волны заполненного диэлектриком волновода на частотах в нижней части рабочего диапазона при условии хорошего согласования. Это, в свою очередь, требует использования достаточно длинной антенной решетки для излучения основной доли поступающей на вход мощности и, при наличии потерь в диэлектрике, снижает эффективность антенны.

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

Литература

1. К. Уолтер. Антенны бегущей волны. Пер. с англ., под общ. ред. А. Ф. Чаплина. М.: Энергия, 1970, 448 с.
2. Д. И. Воскресенский, Р. А. Грановская, Н. С. Давыдова и др. Антенны и устройства СВЧ (Проектирование фазированных антенных решеток). / Под ред. Д. И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1981, 432 с.
3. В. А. Калошин. Антенны миллиметровых волн. Зарубежная радиоэлектроника, 1984, №11, сс. 97-106.
4. L. Josefsson. A Waveguide transverse slot for array applications. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 1993, Vol. 41, No. 7, pp. 845-850.
5. J. Joubert. A transverse slot in the broad wall of inhomogeneously loaded rectangular waveguide for array applications. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1995, Vol. 5, No. 2, pp. 37-39.
6. Blinova N. K., Lyakhovsky A. A., Yatsuk L. P. Multielement systems of double slots in rectangular waveguide with partial dielectric filling. Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 6-10 Sept, 2010, Sevastopol, Ukraine, pp. 82-84.
7. Р. Р. Абдуллин, С. Т. Князев, С. Н. Шабунин. Применение тензорных функций Грина для анализа антенны вытекающих волн на основе частично заполненного диэлектриком прямоугольного волновода с поперечными щелями. 23rd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2013). 9-13 Sept, 2013, Sevastopol, Crimea, pp. 580-581.
8. J. Liu, D. R. Jackson, and Y. Long. Modal analysis of dielectric-filled rectangular waveguide with transverse slots. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 2011, Vol. 59, No. 9, pp. 3194-3203.
9. Modern antenna handbook/ Edited by C. A. Balanis. - John Wiley & Sons, 2008.
10. C. Caloz, T. Itoh. Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications. The engineering approach. - John Wiley & Sons, 2006.
11. Yu. Dong and T. Itoh. Composite right/left-handed substrate integrated waveguide and half mode substrate integrated waveguide leaky-wave structures. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 2011, Vol. 59, No. 3, pp.767-775.
12. 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>
13. Л. А. Вайнштейн. Электромагнитные волны. 2-е изд. - М.: Энергия и связь, 1988, 440 с.