

ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЕ СКАНИРОВАНИЕ ДВУМЕРНО-ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ ВОЛНОВОДАХ С ПРЯМЫМИ И ОБРАТНЫМИ ВЫТЕКАЮЩИМИ ВОЛНАМИ

В. И. Калинин¹, А. А. Бабаскин²

¹¹ Институт Радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
125009, Москва, ул. Моховая улица, 11-7

² Vona Venture LLC, Сеул, Юж. Корея

Статья поступила в редакцию 12 января 2018 г.

Аннотация. Численно исследованы характеристики распространения и излучения прямых и обратных вытекающих волн в двумерно-периодической печатной антенной решетке на интегральных волноводах с меандровыми щелями. Для конечной решетки рассчитаны характеристики согласования и излучения в зависимости от частоты и величины линейного фазового сдвига между волноводами при равномерном возбуждении всех входов. Определен сектор частотно-фазового сканирования по углу места и азимуту в диапазоне частот и фазовых сдвигов. Приведено сравнение с известными данными.

Ключевые слова. Антенна вытекающей волны, двумерно-периодическая волноводно-щелевая решетка, интегральный волновод, прямые и обратные волны, частотно-фазовое сканирование.

Abstract. The propagation and radiation characteristics of forward and backward leaky waves in 2D-periodic printed-circuit arrays on substrate-integrated waveguides with meander-shaped slots are numerically investigated. For finite-size arrays, the matching and radiation characteristics are computed depending on frequency and progressive phase shift between waveguides assuming uniform excitation of all array inputs. Studies show that the achieved scanning sector in the frequency range from 9 to 13 GHz is around 90° in the elevation and $40^\circ - 72^\circ$ in azimuth with the phase shift of 75° . It is also shown that at a given frequency and with a change in the phase shift the array beam scans along the surface of an almost circular cone with the angle at its vertex depending on the frequency. This angle varies with frequency change, which

ensures the 2D scanning capability of the array. A comparison with the earlier published results is given.

Keywords. Leaky-wave antenna, 2D-periodic waveguide slotted array, substrate-integrated waveguide, forward and backward leaky waves, frequency-phase scanning.

Введение

Линии передачи с прямыми и обратными волнами и их применение для проектирования различных устройств, в частности, для антенн вытекающей волны описаны в [1]. В англоязычной литературе они обозначаются как composite right/left -handed (CRLH) линии. В русскоязычной литературе такие линии можно обозначить как линии с правосторонними и левосторонними волнами. Они представляют одну из реализаций метаматериальной среды для волноведущих структур. Принцип их работы в режиме обратных левосторонних волн основан на идеях В. Веселаго о средах с отрицательными значениями ϵ и μ , который впервые исследовал особенности распространения волн в таких необычных средах задолго до появления [1]. Также были предложены и исследованы линии, которые конструктивно представляют волноводы, интегрированные в диэлектрическую подложку, получившие в англоязычной литературе название substrate-integrated waveguides (SIW). В них боковые стенки формируются путем создания в подложке с двухсторонней металлизацией часто расположенных сквозных металлизированных отверстий малого диаметра. Детальный теоретический и численный анализ таких волноводов содержится в [2]. Сочетание концепции CRLH линий, способных поддерживать распространение прямых и обратных вытекающих волн, и технологии SIW волноводов, интегрированных в диэлектрическую подложку, для реализации печатных антенн вытекающей волны представлено в ряде работ, см., например, [3]. Излучение в них происходит за счет вытекающей нулевой пространственной гармоники в периодическом поле волновода. В качестве достоинств таких антенн вытекающей волны можно отметить их малый (в сравнении со стандартными прямоугольными металлическими

волноводами) поперечный размер и достаточно широкий рабочий диапазон частот.

В упомянутой работе [3] линия передачи в виде интегрального волновода используется для реализации компактной линейной антенны вытекающей волны с меандровыми щелями, которая возбуждается с помощью микрополосковой линии и имеет широкий сектор частотного сканирования от -60° до $+60^\circ$ относительно нормали при изменении частоты от 8.6 до 12.8 ГГц. В [4] исследована печатная антенна вытекающей волны на интегральном волноводе. В отличие от [3], в ней излучение происходит на -1 пространственной гармонике в режимах обратного и прямого и излучения. Рост отражения на частотах в области перехода из одного режима излучения в другой (эффект нормали) при использовании периодически расположенных поперечных щелей удается преодолеть путем добавления к ним продольных щелей с тем же периодом. Предложенная комбинация поперечных и продольных щелей позволила получить непрерывный сектор сканирования от -40° до $+35^\circ$ относительно нормали в полосе частот от 9 до 14 ГГц.

В ряде работ были исследованы двумерно-периодические щелевые антенные решетки на SIW волноводах. В [5-7] рассмотрены многолучевые антенны на интегральных волноводах в комбинации с различными диаграммообразующими схемами (ДОС). В этих работах антенны представляют собой двумерные щелевые решетки закороченных на конце волноводов, которые работают в резонансном режиме и излучают по нормали к плоскости решетки. Сканирование луча происходит в плоскости, перпендикулярной осям волноводов, и осуществляется с помощью ДОС, которая обеспечивает требуемые сдвиги фазы между волноводами решетки.

Цель данной работы - исследование характеристик частотно-фазового сканирования двумерно-периодических щелевых антенных решеток на интегральных волноводах в режиме излучения прямых и обратных вытекающих волн. Статья построена следующим образом. Сначала на основе модели с периодическими граничными условиями рассчитаны дисперсионные

характеристики и направления излучения прямых и обратных вытекающих волн в одномерной и двумерно-периодической бесконечных решетках. Затем решены задачи возбуждения одномерной и двумерной конечных решеток и представлены рассчитанные S-параметры, характеристики излучения и ширина сектора сканирования для них. В заключение приведены основные результаты.

1. Дисперсионные характеристики

Сначала рассмотрим частотную дисперсию вытекающей волны уединенного интегрального волновода со щелями в форме меандра. Затем исследуем дисперсионные характеристики вытекающих волн двумерно-периодической решетки из таких волноводов с линейным фазовым сдвигом между ними, для различных величин сдвига фазы. Для расчета дисперсионных характеристик в данной работе используем тот же метод, который применялся в [8]. Дисперсионные характеристики позволяют определить направление излучения в зависимости от частоты и фазового сдвига при использовании рассматриваемых структур в качестве антенн вытекающей волны.

1.1. Дисперсионная диаграмма вытекающей волны уединенного волновода. Рассматриваемая линейная волноводно-щелевая структура с периодически расположенными меандровыми щелями в верхней металлизации и с боковыми стенками в виде часто расположенных металлизированных отверстий цилиндрической формы показана на рис. 1а. Ей соответствует эквивалентный волновод с гладкими боковыми металлическими стенками на рис. 1б. Ширина линии на рис. 1а, измеренная между центрами двух рядов отверстий, $w=9.2$ мм. При диаметре отверстий 0.8 мм и их периоде 1.64 мм ширина эквивалентного волновода $w_{eq}=8.785$ мм, определяемая на основе ширины w и параметров отверстий [2]. Переход к эквивалентному волноводу позволяет сэкономить время вычислений и компьютерные ресурсы при расчетах методом конечных элементов. Предполагается, что все рассматриваемые здесь и ниже структуры расположены на бесконечном

идеально-проводящем экране. В качестве подложки используется Rogers с диэлектрической проницаемостью $\epsilon=2.2$ и толщиной 0.508 мм с двухсторонней металлизацией толщиной 0.035 мм. Щели расположены с периодом $p=8.2$ мм и имеют форму меандра, размеры которого приведены в [3]. Использование этих параметров имеет целью сравнить результаты данной работы с расчетами в [3]. Для исследования дисперсионных характеристик периодического волновода используем модель единичной ячейки (см. рис. 4.1в), которая использует периодические граничные условия вдоль оси волновода и боковые поглощающие слои с граничными условиями типа PML (perfect matched layers).

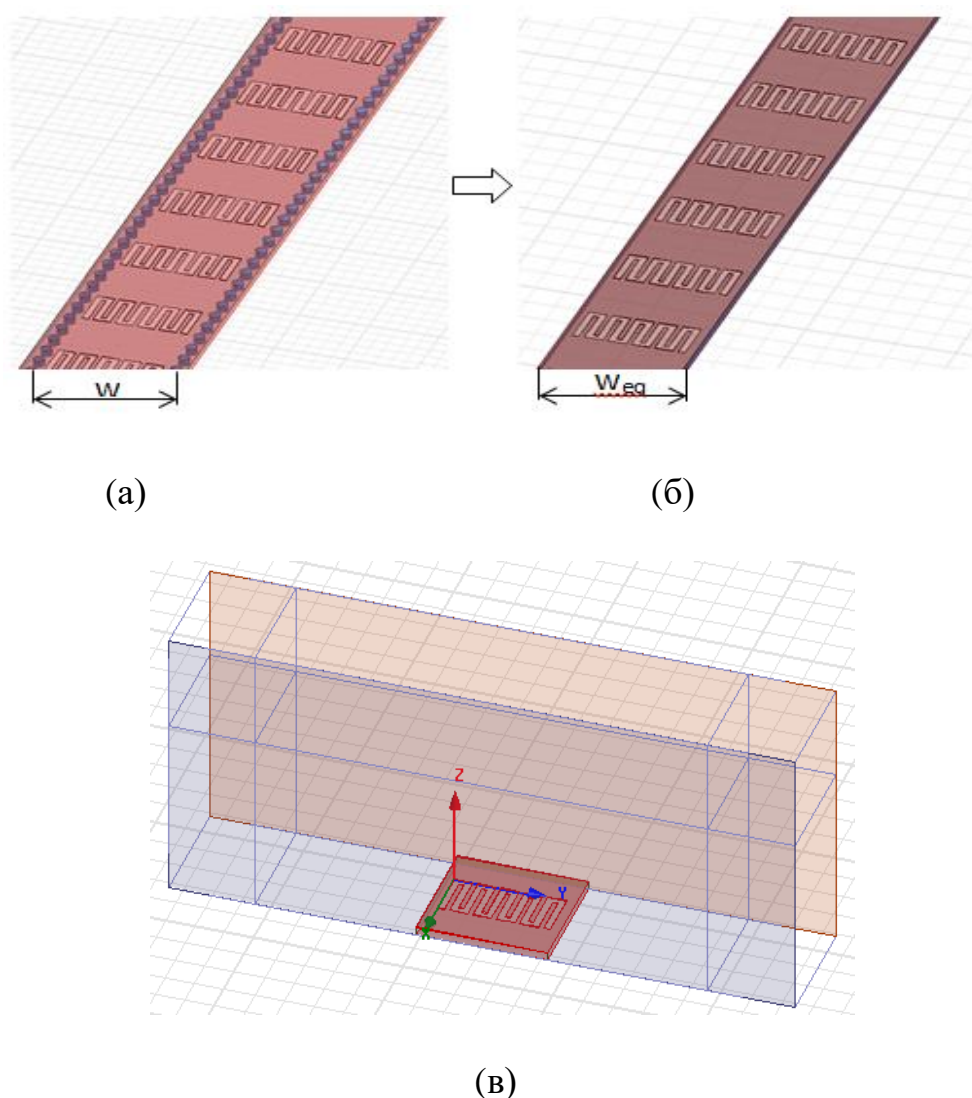


Рис. 1. Интегральный волновод со щелями-меандрами: волновод со стенками в виде двух рядов металлизированных отверстий (а), эквивалентный волновод с гладкими стенками (б), модель ячейки (в)

На рис. 2 а, б представлены рассчитанные с помощью этой модели дисперсионные диаграммы и соответствующие углы излучения для вытекающих волн в зависимости от частоты. Красным цветом обозначен участок диаграммы для левосторонних (обратных) волн, синим цветом – для правосторонних (прямых) волн. Пунктирной линией показана частотная дисперсия невозмущенного (без щелей) волновода сечением 8.785x0.508 мм, заполненного диэлектриком с относительной проницаемостью $\epsilon=2.2$, имеющего критическую частоту 11.51 ГГц.

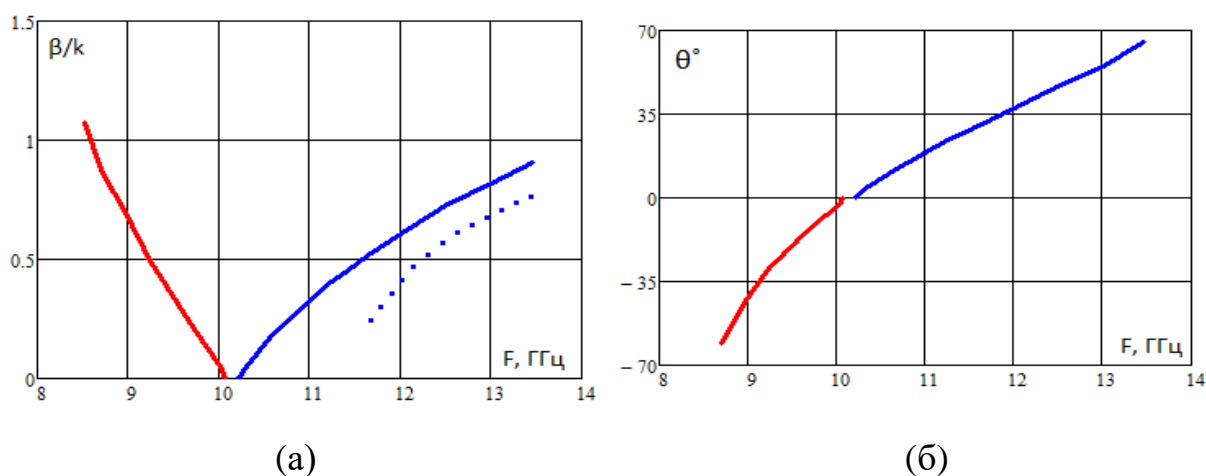


Рис. 2. Нормированная фазовая постоянная (а) и угол излучения (б) для левосторонних волн (красный цвет) и правосторонних волн (синий цвет) в зависимости от частоты. Пунктирная линия - частотная дисперсия невозмущенного регулярного волновода без щелей

Следует отметить, что частотный диапазон, в котором существует режим обратной вытекающей волны, расположен ниже частоты отсечки невозмущенного эквивалентного волновода с гладкими стенками. Это позволяет при малом поперечном размере линии расширить рабочий диапазон антенны в область нижних частот, в которой волновод без щелей является запредельным. В рассматриваемом случае не имеет место в точности балансный режим работы линии, в котором ветви для левосторонних и правосторонних волн сходятся в точке $\beta=0$ [1]. Из рис. 2а видно, что в данном случае между ними остается зазор по частоте (примерно 140 МГц) вблизи 10 ГГц, вследствие чего наблюдается разрыв угло-частотной характеристики на рис. 2б. В данной модели угол излучения θ отсчитывается относительно оси Z,

совпадающей с нормалью к широкой стенке волновода (см. рис.1в).

Из рис. 2 б следует, что при изменении частоты от 8.7 до 13.5 ГГц луч сканирует в пределах от -63° до $+63^\circ$. Сравнение результатов этих расчетов с дисперсионной диаграммой, приведенной в [3], показано на рис. 3. По оси абсцисс отложена величина, пропорциональная фазовой постоянной распространения, по оси ординат – частота. Незначительное отличие сравниваемых кривых на рис. 3 может быть связано с некоторой погрешностью численных расчётов в данной работе, а также с небольшой погрешностью определения значений величин, представленных в [3] в графическом виде. Кроме того, имеется некоторое отличие сравниваемых структур за счет использования в данной работе модели эквивалентного волновода с гладкими боковыми стенками.

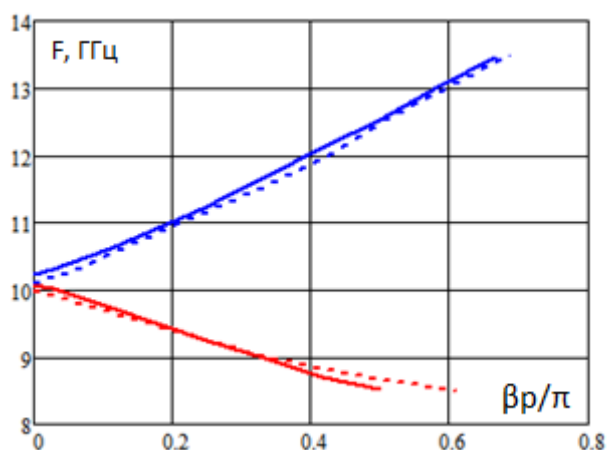


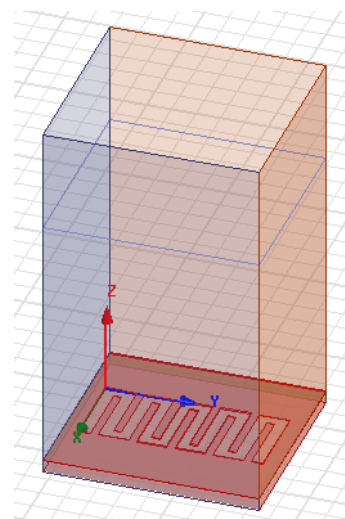
Рис. 3. Сравнение результатов данной работы (сплошные линии) с результатами в [3] (штриховые линии)

Отметим, что расчет комплексной постоянной распространения волны в данной работе включает также расчет ее мнимой части, определяющей постоянную затухания вытекающих волн. Однако значения затухания здесь не приведены ввиду того, что целью данной работы является исследование сканирующих свойств рассматриваемых волноводно-щелевых структур, которые определяются действительной (фазовой) частью постоянной распространения.

1.2. Дисперсионная диаграмма вытекающей волны в двумерно-периодической решетке волноводов. Исследуем теперь дисперсионную диаграмму вытекающих волн в двумерно-периодической решетке интегральных волноводов, фрагмент которой показан на рис. 4а. Предполагаем, что между волноводами имеет место линейный фазовый сдвиг. В этом случае справедлива модель единичной ячейки, показанная на рис. 4б. Эта модель содержит две пары периодических граничных условий вдоль осей X и Y . Первая пара условий описывает процесс распространения волны вдоль осей волноводов, а вторая – в поперечном направлении.



(a)

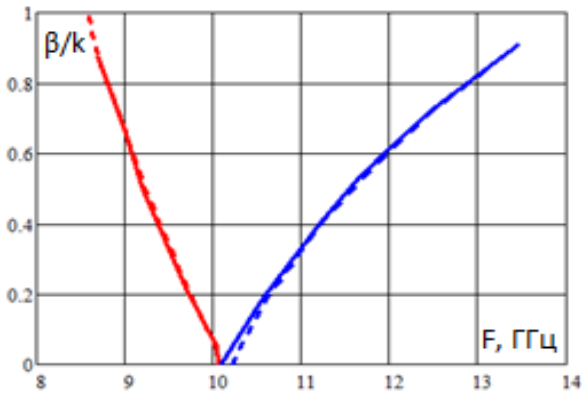


(б)

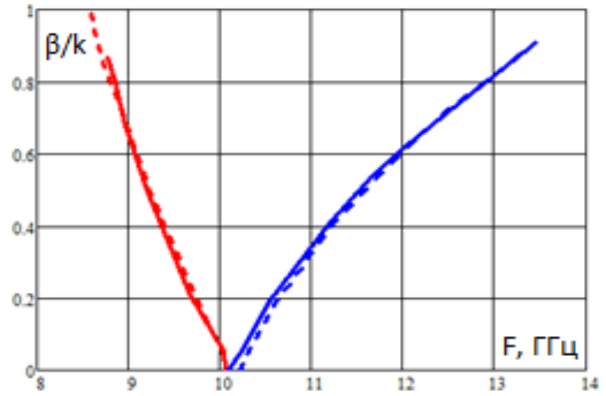
Рис. 4. Двумерно-периодическая решетка интегральных волноводов (а) и модель ее единичной ячейки (б)

Результаты расчетов фазовой постоянной вытекающей волны в такой решетке представлены на рис. 5а-г сплошными линиями. Штриховые линии на них обозначают дисперсионные характеристики волны уединенного волновода, рассчитанные выше (см. рис.2а). Видим, что дисперсионные характеристики двумерно-периодической решетки волноводов и уединенного волновода практически совпадают в рассмотренных диапазонах частот и фазовых сдвигов. Соответствующие частотные зависимости углов излучения θ , φ в сферической

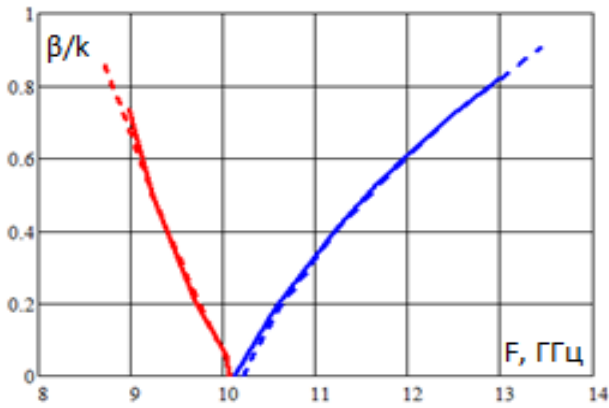
системе координат с осью Z , направленной вдоль нормали к плоскости решетки, представлены на рис. ба-г.



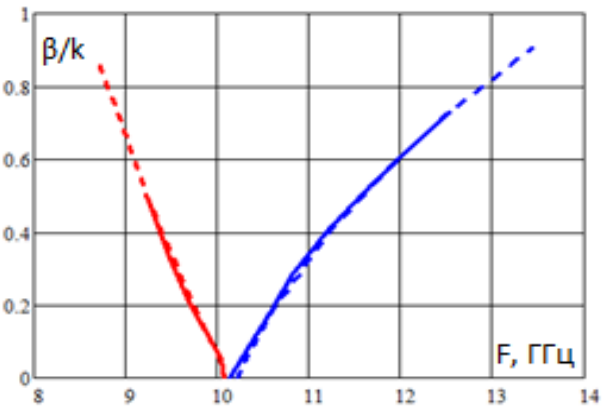
(а) $\Phi_y=0^\circ$



(б) $\Phi_y=30^\circ$

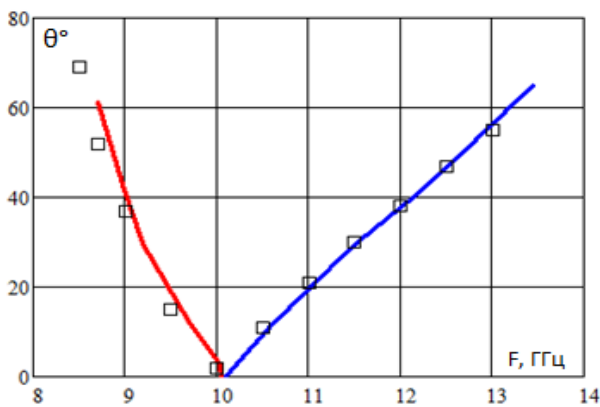


(в) $\Phi_y=60^\circ$

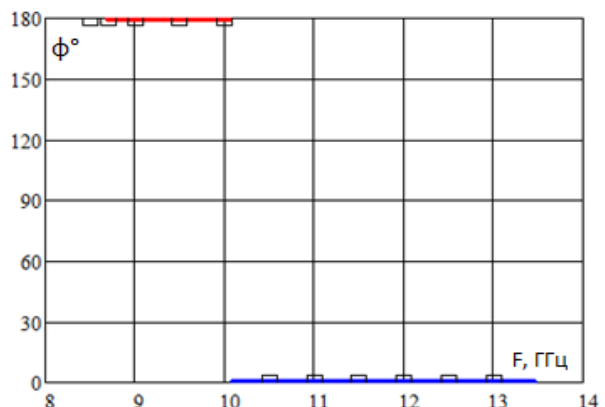


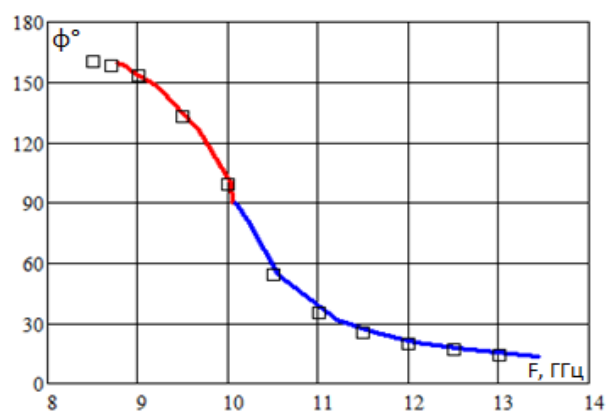
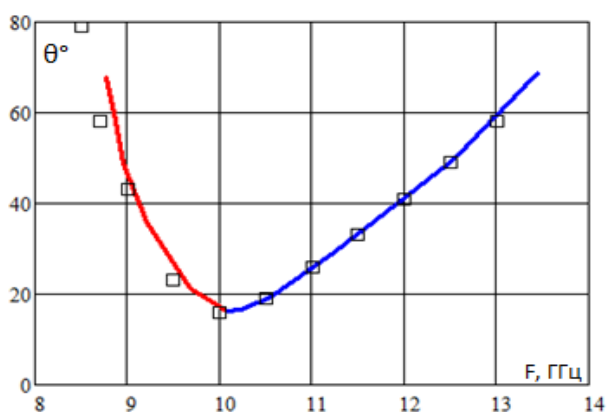
(г) $\Phi_y=75^\circ$

Рис. 5. Дисперсионные характеристики левосторонних и правосторонних вытекающих волн в двумерно-периодической решетке волноводов с разным фазовым сдвигом между ними. Штриховые линии - дисперсионные характеристики волн уединенного волновода со щелями

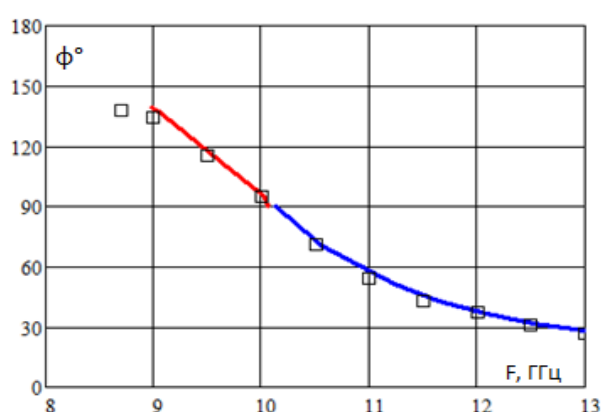
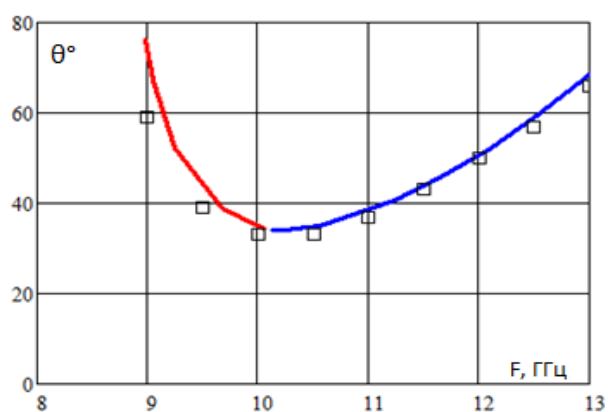


(а) $\Phi_y=0^\circ$

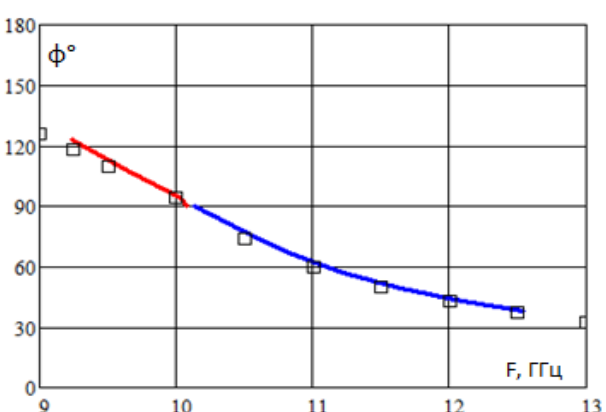
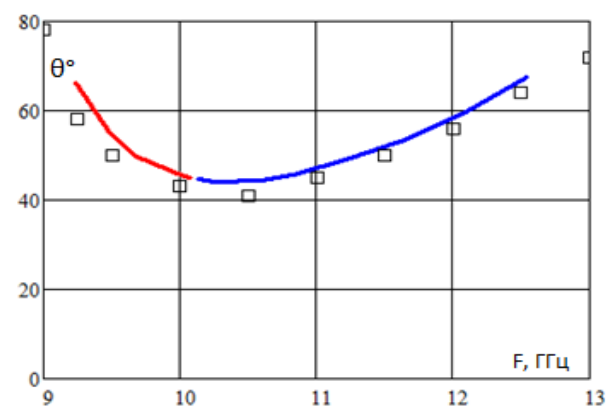




(б) $\Phi_y=30^\circ$



(в) $\Phi_y=60^\circ$



(г) $\Phi_y=75^\circ$

Рис. 6. Углы излучения для левосторонних и правосторонних вытекающих волн в двумерно-периодической антенной решетке с разным фазовым сдвигом между волноводами

Точками на рис. 6а-г показаны рассчитанные угловые координаты луча в задаче возбуждения конечной двумерной решетки при одновременном возбуждении всех ее входов с соответствующими сдвигами фазы между волноводами (см. ниже в разделе 2). Углы излучения, рассчитанные на основе дисперсионных характеристик волн в бесконечной решетке, и направления луча в задаче возбуждения конечной решетки хорошо соответствуют друг другу. Таким образом, в данном случае направление излучения при сканировании конечной решетки интегральных волноводов с линейным фазовым сдвигом можно с достаточной точностью определить на основе анализа единичной ячейки соответствующей бесконечной двумерно-периодической решетки.

2. Возбуждение конечной решетки

Обратимся к задаче возбуждения антенных решеток конечных размеров. Сначала рассмотрим одномерную периодическую решетку в режиме частотного сканирования, затем исследуем частотно-фазовое сканирование в двумерно-периодической решетке.

2.1. Линейная волноводно-щелевая решетка. На рис. 7 представлена модель линейной антенной решетки с 15-ю эквидистантно расположенными вдоль оси волновода меандровыми щелями, прорезанными в медной металлизации толщиной 0.035 мм. При периоде 8.2 мм размер апертуры вдоль оси волновода составляет 123 мм, а по ширине он определяется размером эквивалентного волновода 8.785 мм (см. выше). Вход 1 и выход 2 являются 50-омными микрополосковыми линиями, расположенными на той же подложке, что и волновод. Возбуждение решетки осуществляется с помощью плавного перехода с 50-омной микрополосковой линии на более низкоомную линию. Для численного решения задачи возбуждения используем метод конечных элементов.

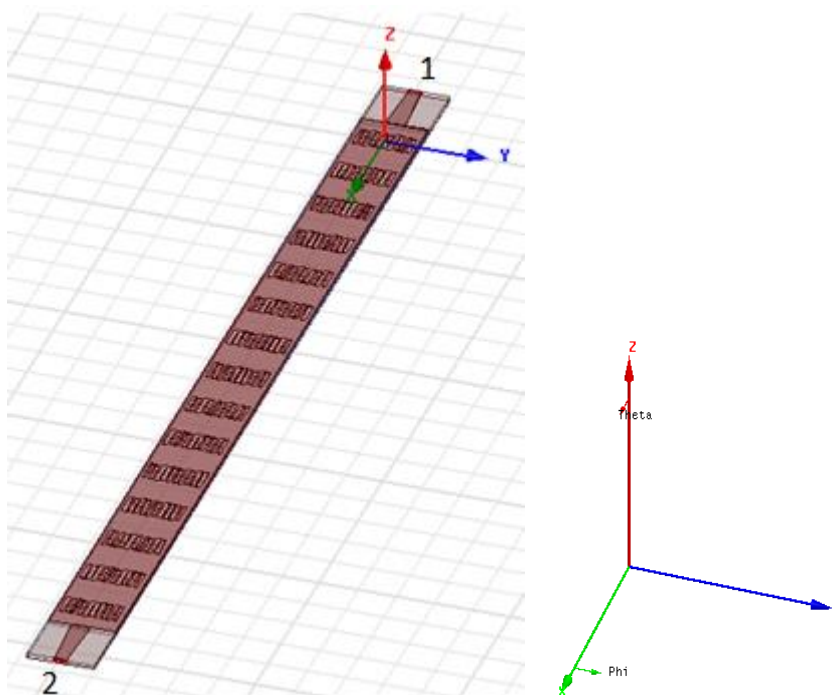


Рис. 7. Модель линейной решетки с 15-ю эквидистантно расположенными меандровыми щелями и с апертурой 123 мм

На рис. 8 точками показаны рассчитанные значения углов излучения в решетке на рис. 7. При изменении частоты от 8.7 до 13.5 ГГц луч сканирует в пределах от -63° до $+63^\circ$ относительно нормали к плоскости решетки.

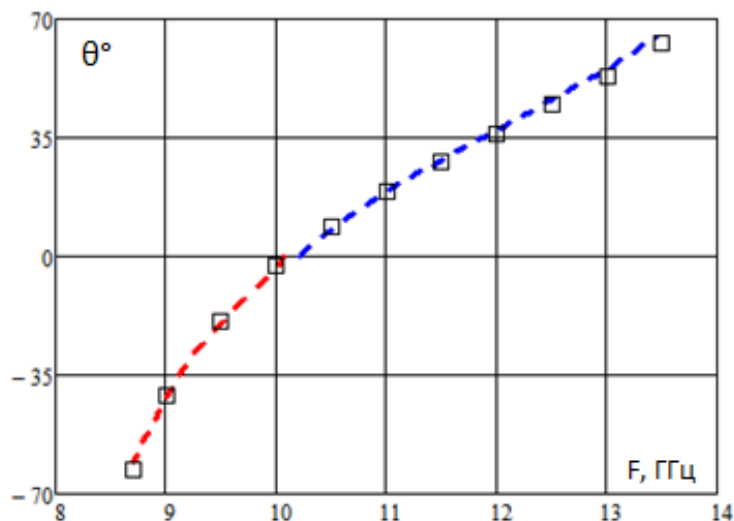


Рис. 8. Частотное сканирование луча в линейной волноводно-щелевой решетке на рис. 7

Штриховыми линиями красного и синего цвета обозначены частотные зависимости направления излучения левосторонних и правосторонних вытекающих волн, рассчитанные выше на основе дисперсионной диаграммы для этих волн (см. рис. 2б). Видим, что направления луча, рассчитанные в задаче возбуждения конечной решетки, практически совпадают с направлениями излучения на тех же частотах, полученными из дисперсионной характеристики вытекающей волны в бесконечном периодическом волноводе.

На рис. 9 представлены диаграммы направленности излучения частотно-сканирующей линейной решетки на нескольких частотах в диапазоне от 9 до 13 ГГц. При этом луч сканирует в секторе от -41° до 54° .

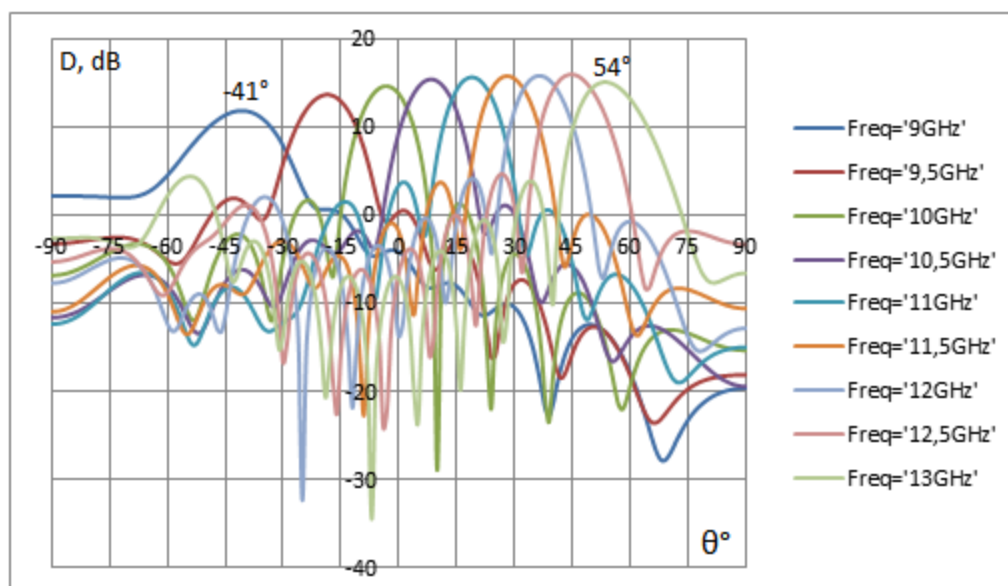


Рис. 9. Диаграммы направленности на разных частотах при частотном сканировании линейной решетки

На рис. 10, 11 показаны частотные зависимости коэффициентов отражения и прохождения, а также относительные мощности рассеяния в излучение и тепло в линейной решетке. Излученная мощность уменьшается с увеличением частоты. Это связано с тем, что, как показывают расчеты, с ростом частоты постоянная затухания вытекающей волны в такой решетке снижается. Чтобы увеличить долю излученной мощности, надо увеличивать длину решетки. Также имеет место снижение мощности излучения и

повышенное отражение в окрестности частоты 10 ГГц, в области перехода между режимами левосторонних и правосторонних волн.

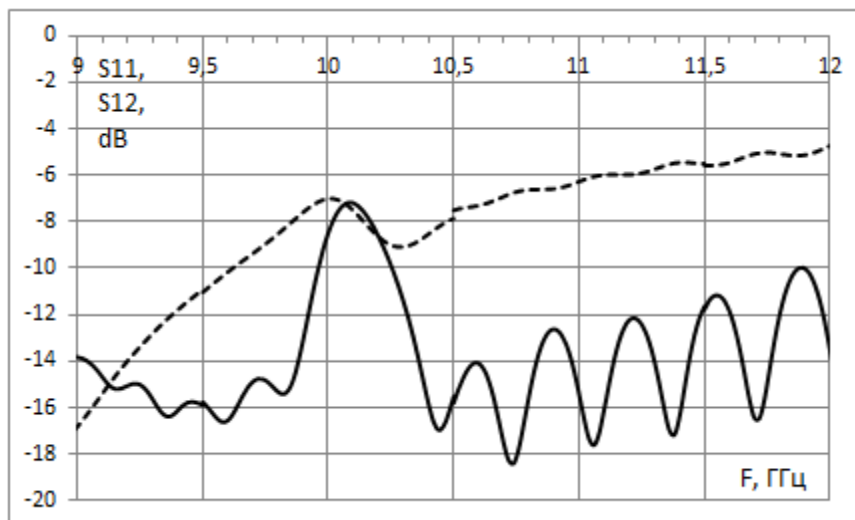


Рис. 10. Коэффициенты отражения S_{11} (сплошная линия) и прохождения S_{12} (штриховая линия) от частоты для линейной решетки

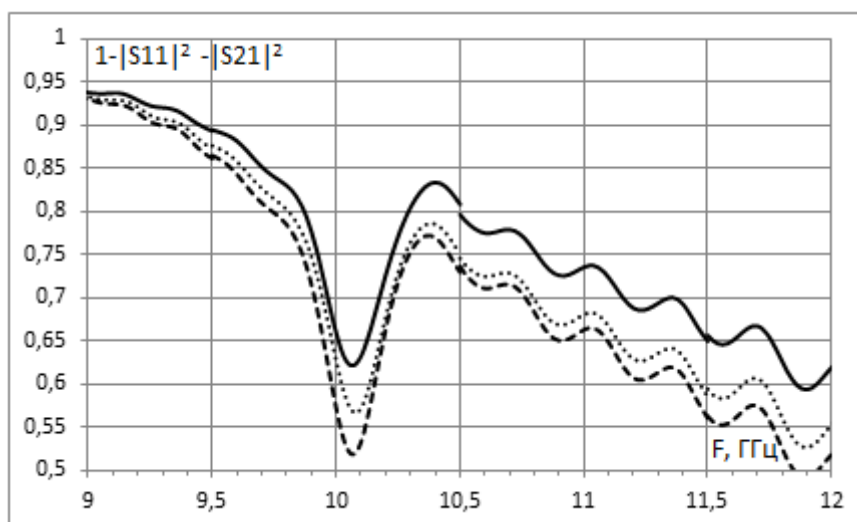
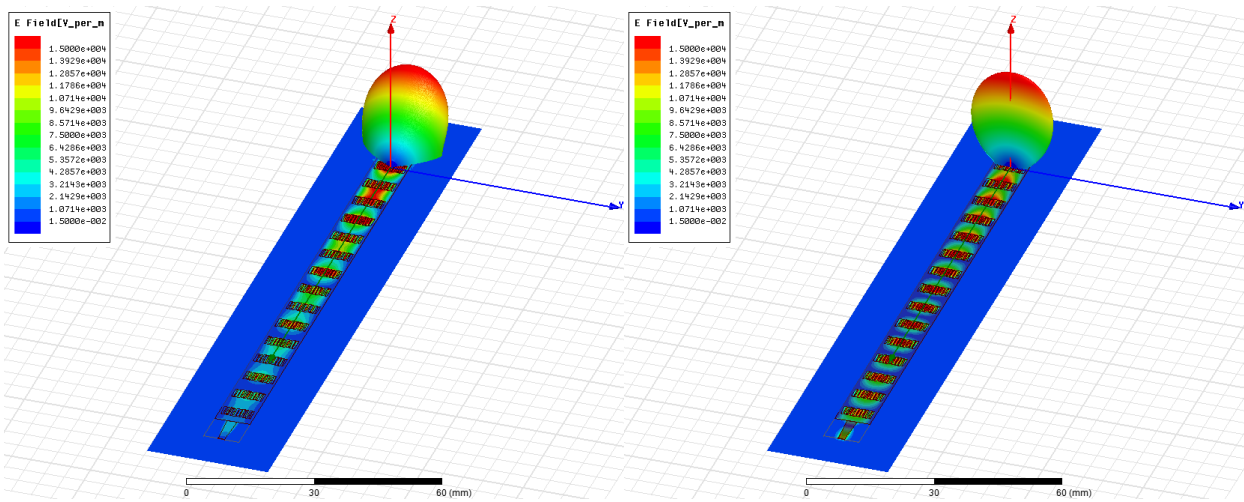


Рис. 11. Относительная мощность рассеяния в излучение и тепловые потери.

Сплошная линия – с учетом потерь проводимости (медь) и потерь в диэлектрике ($\delta=0.001$), штриховая – без учета тепловых потерь (только излучение), пунктирная – с учетом только потерь в диэлектрике

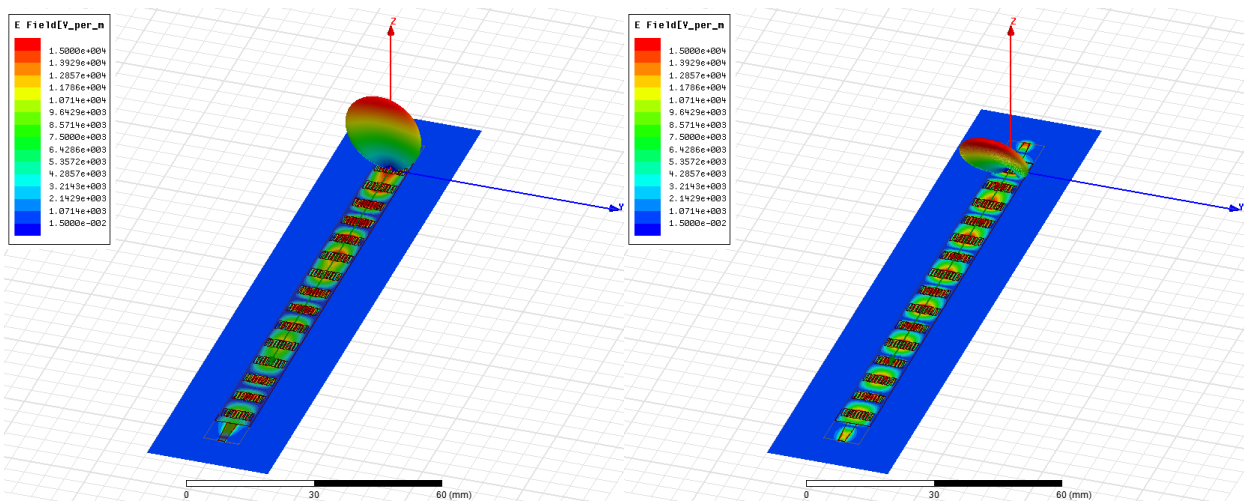
На рис. 12а - г представлены распределения амплитуды напряженности электрического поля в плоскости решетки $z=0$ (плоскость металлизации на верхней поверхности диэлектрической подложки) и диаграммы излучения на частотах, соответствующих разным режимам излучения. Рис. 12а соответствует

режиму левосторонней волны с антипараллельными фазовой и групповой скоростями (отрицательный угол излучения на рис. 9); рис.12б – режиму, в котором фазовая постоянная волны в линии близка к нулю (направление излучения близко к нормали к плоскости решетки); рис. 12в, г - режиму правосторонней волны с параллельными фазовой и групповой скоростями (положительные углы излучения на рис. 9). Направление групповой скорости волны в решетке задано источником вдоль оси +X.



(а) $f=9$ ГГц

(б) $f=10$ ГГц



(в) $f=11$ ГГц

(г) $f=12.5$ ГГц

Рис. 12. Распределения амплитуды напряженности электрического поля в плоскости решетки и диаграммы излучения на разных частотах

2.2. Возбуждение двумерной решетки. Рассмотрим теперь задачу возбуждения и частотно-фазового сканирования конечной двумерно-периодической решетки. Пусть решетка состоит из 10 линейных антенн, каждая из которых имеет структуру, показанную на рис. 7. Модель решетки с размером апертуры 123x87.85 мм приведена на рис. 13. Цифрами обозначены номера входов, через которые происходит возбуждение отдельных линеек. Как и в случае линейной решетки, для решения задачи возбуждения двумерной решетки используем метод конечных элементов.

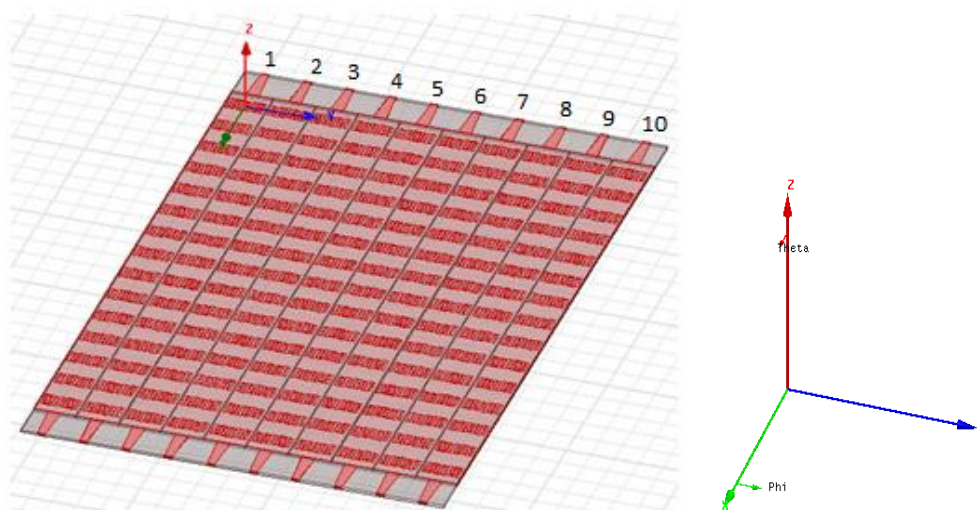
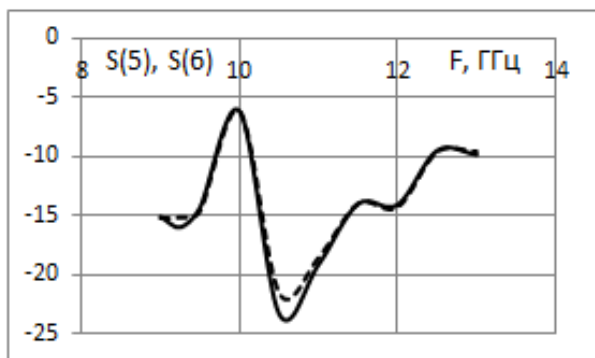
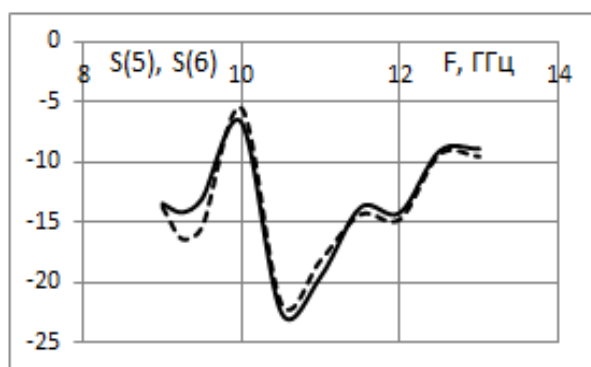


Рис. 13. Модель конечной двумерно-периодической решетки с 10-ю входами

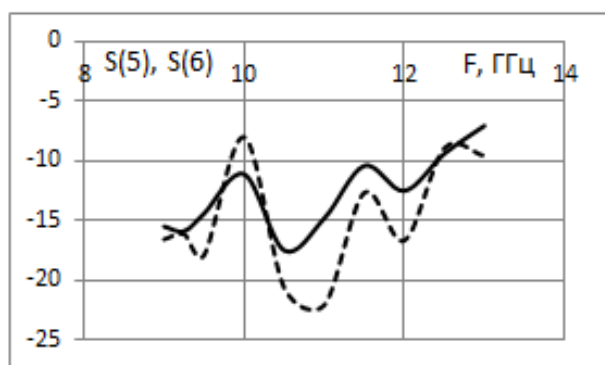
При равномерном возбуждении всех входов отраженный сигнал на каждом из входов определяется активным коэффициентом отражения для данного входа [9]. На рис. 14а-г представлены рассчитанные частотные зависимости активных коэффициентов отражения для двух центральных входов с номерами 5 и 6 при разных фазовых сдвигах между волноводами. В синфазной решетке при $\Phi_y=0^\circ$ эти коэффициенты должны совпадать в силу симметрии. Небольшое отличие между ними на рис. 14 а связано с некоторой погрешностью численных расчетов.



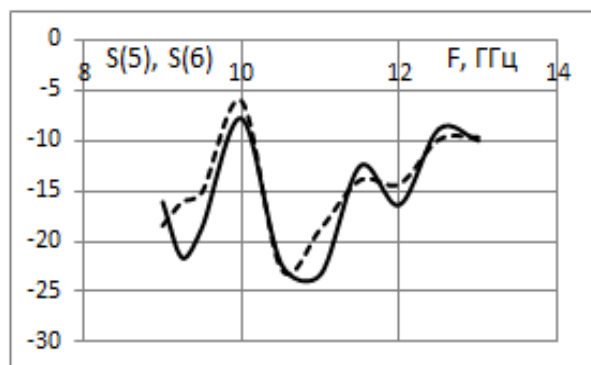
(а) $\Phi_y=0^\circ$



(б) $\Phi_y=30^\circ$

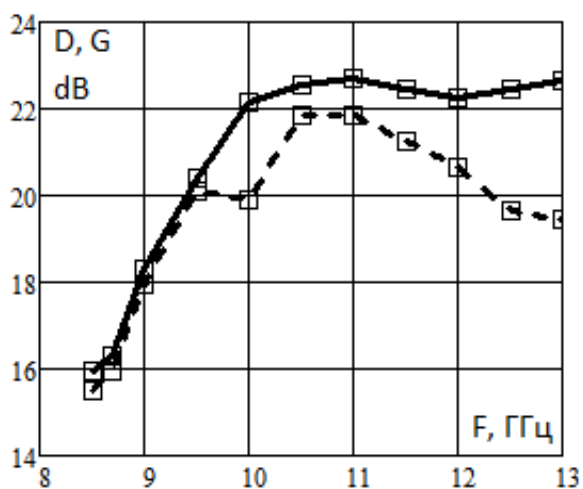


(в) $\Phi_y=60^\circ$

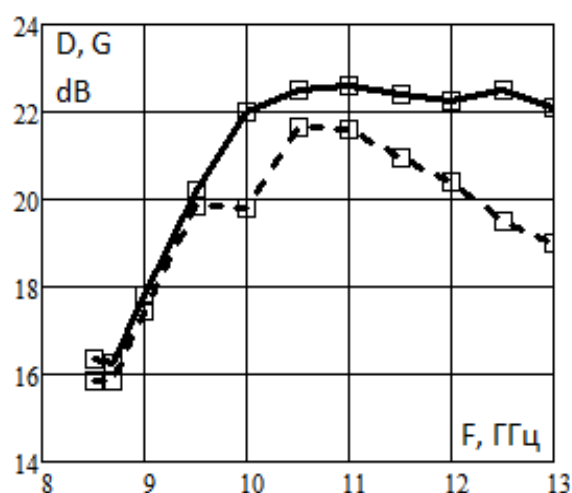


(г) $\Phi_y=75^\circ$

Рис. 14. Активные коэффициенты отражения в зависимости от частоты при разных фазовых сдвигах для двух центральных входов 5 и 6 при возбуждении всех входов: S(5) - сплошные линии, S(6) - штриховые линии



(а) $\Phi_y=0^\circ$



(б) $\Phi_y=30^\circ$

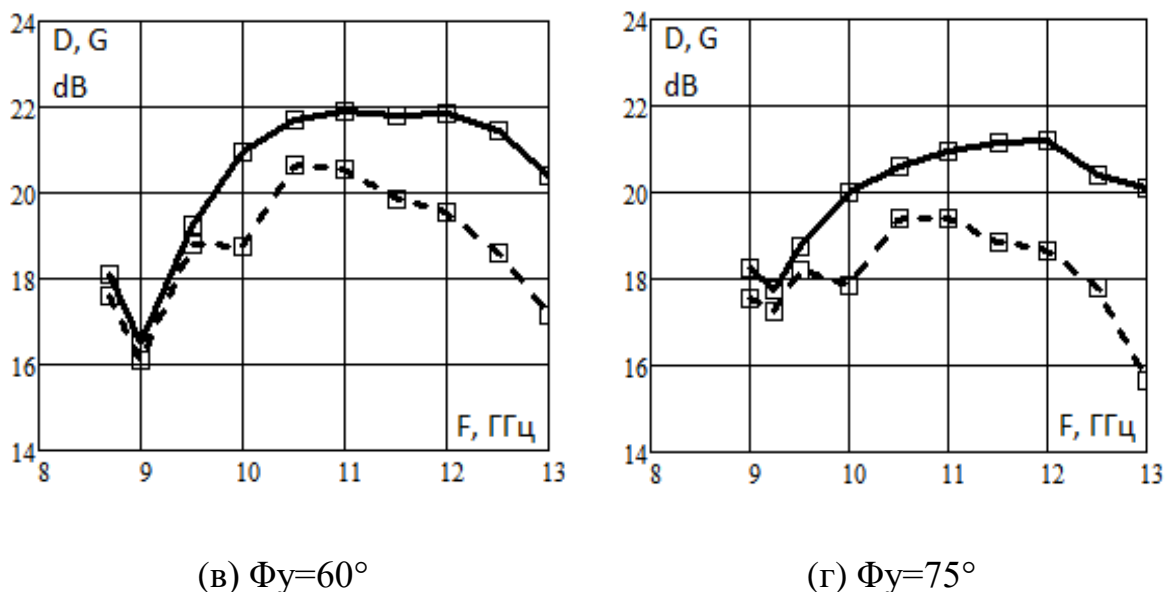
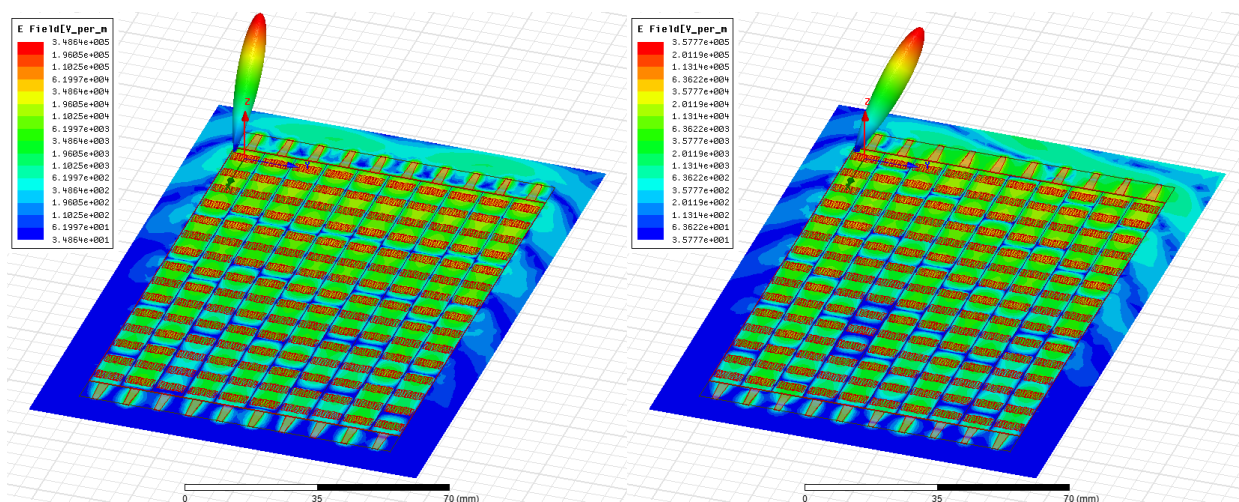


Рис. 15. Направленность D (сплошные линии) и усиление G (штриховые линии) двумерной решетки в диапазоне частот при одновременном возбуждении всех входов с разным фазовым сдвигом

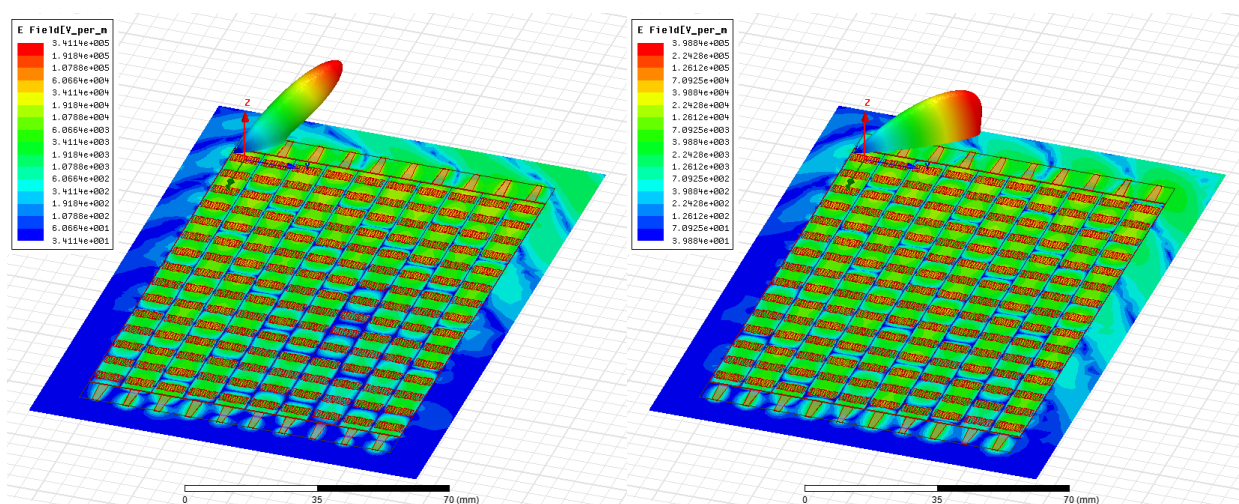
На рис. 15 приведены частотные зависимости коэффициентов направленности и усиления решетки при равномерном возбуждении всех входов с разным линейным сдвигом фазы между ними.

На рис. 16-19 показаны направления луча в пространстве для сканирующей двумерной решетки. Рассмотрены 4 значения частоты и для каждого из них 4 значения фазового сдвига. Для представления структуры поля в плоскости решетки $z=0$ используется логарифмический масштаб. Во всех рассмотренных случаях групповая скорость имеет продольную составляющую вдоль положительного направления оси X и поперечную составляющую, зависящую от знака сдвига фазы между волноводами. Угловые координаты луча и сектор частотно-фазового сканирования данной решетки определяются из графиков на рис. 6а-г.



(а) $\Phi_y=0^\circ$

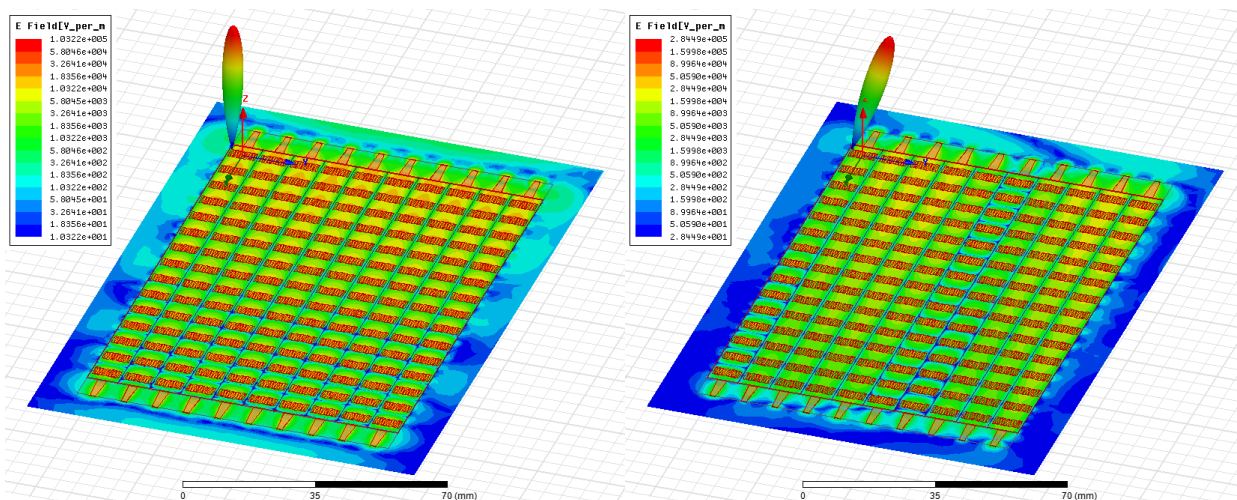
(б) $\Phi_y=30^\circ$



(в) $\Phi_y=60^\circ$

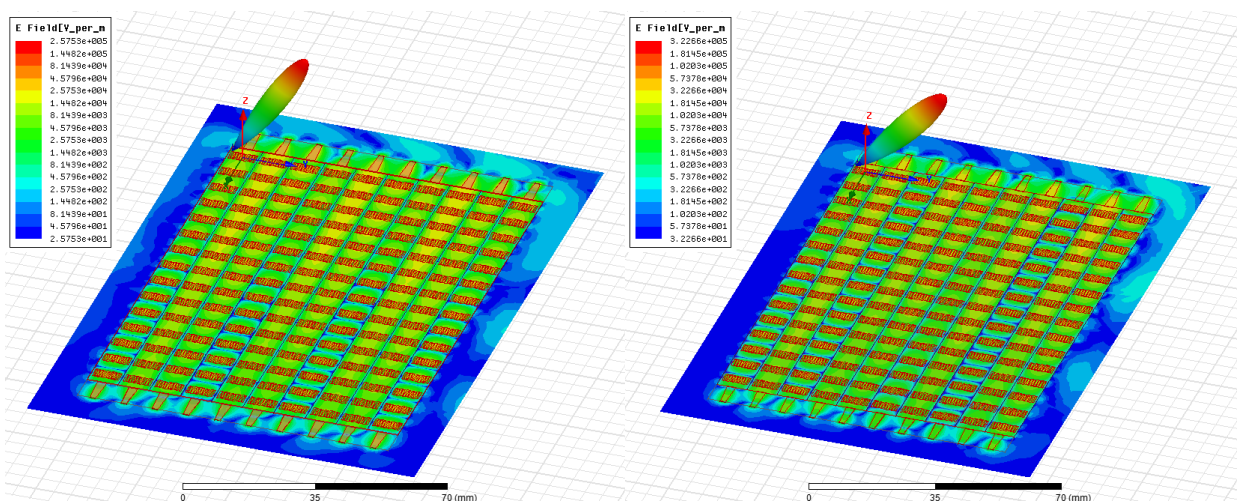
(г) $\Phi_y=75^\circ$

Рис. 16. Фазовое сканирование на частоте 9 ГГц в режиме левосторонней вытекающей волны (фазовая и групповая скорости антипараллельны)



(а) $\Phi_y=0^\circ$

(б) $\Phi_y=30^\circ$



(в) $\Phi_y=60^\circ$

(г) $\Phi_y=75^\circ$

Рис. 17. Фазовое сканирование на частоте 10 ГГц вблизи границы режимов левосторонней и правосторонней вытекающих волн

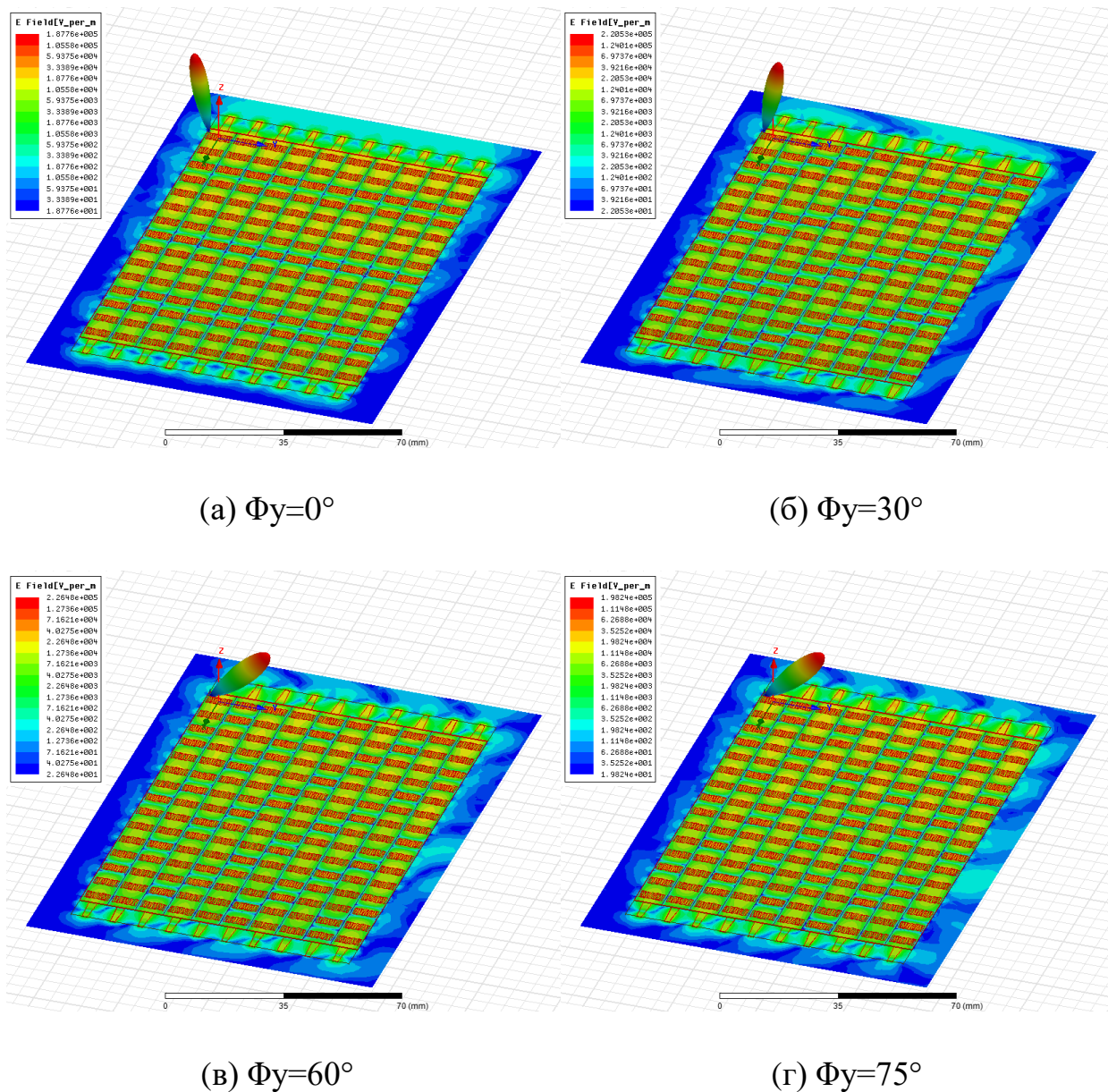


Рис. 18. Фазовое сканирование на частоте 11 ГГц в режиме правосторонней вытекающей волны (фазовая и групповая скорости параллельны)

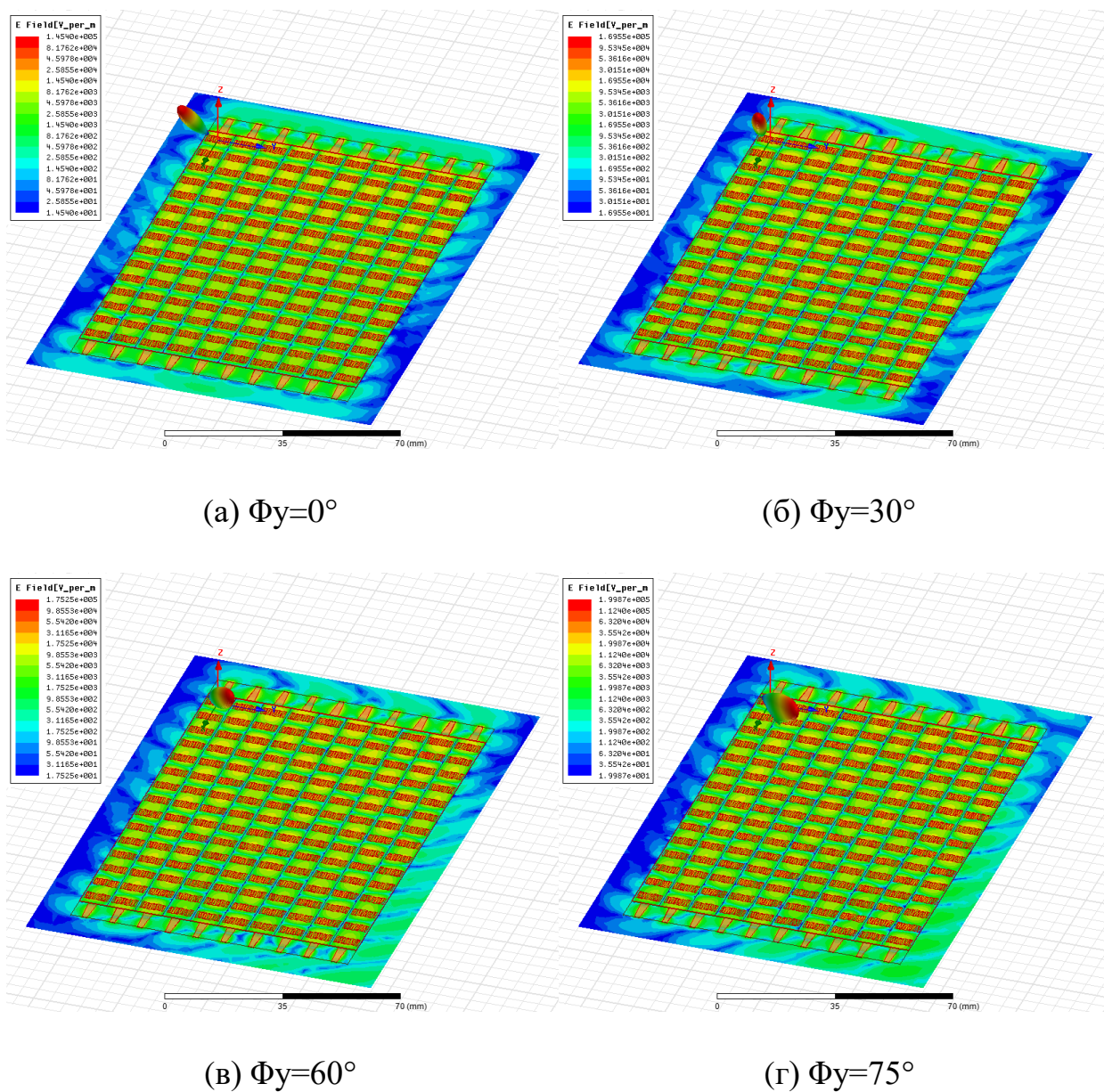


Рис. 19. Фазовое сканирование на частоте 12.5 ГГц в режиме правосторонней вытекающей волны (фазовая и групповая скорости параллельны)

Более наглядное представление о траектории луча в пространстве при частотно-фазовом сканировании двумерной решетки можно получить, если воспользоваться системой координат с осью Z , направленной вдоль осей волноводов. В ней угол θ отсчитывается относительно этой оси, а значение $\theta=90^\circ$ соответствует плоскости XOY , перпендикулярной плоскости решетки. Азимутальный угол отсчитывается в плоскости XOY относительно оси X – нормали к плоскости решетки. На рис. 20 представлены рассчитанные в этой системе координат направления луча θ_{scan} , φ_{scan} в зависимости от фазового сдвига на нескольких частотах в режимах левосторонних волн (режим заднего излучения, $\theta_{scan} > 90^\circ$) и правосторонних волн (режим прямого излучения, $\theta_{scan} < 90^\circ$). При этом направление распространения энергии (направление групповой скорости) имеет составляющую вдоль положительного направления оси Z при любом фазовом сдвиге и задается положением входов в модели решетки. Соответствие значений частоты и цвета кривых на рис. 20 б то же, что и на рис. 20 а.

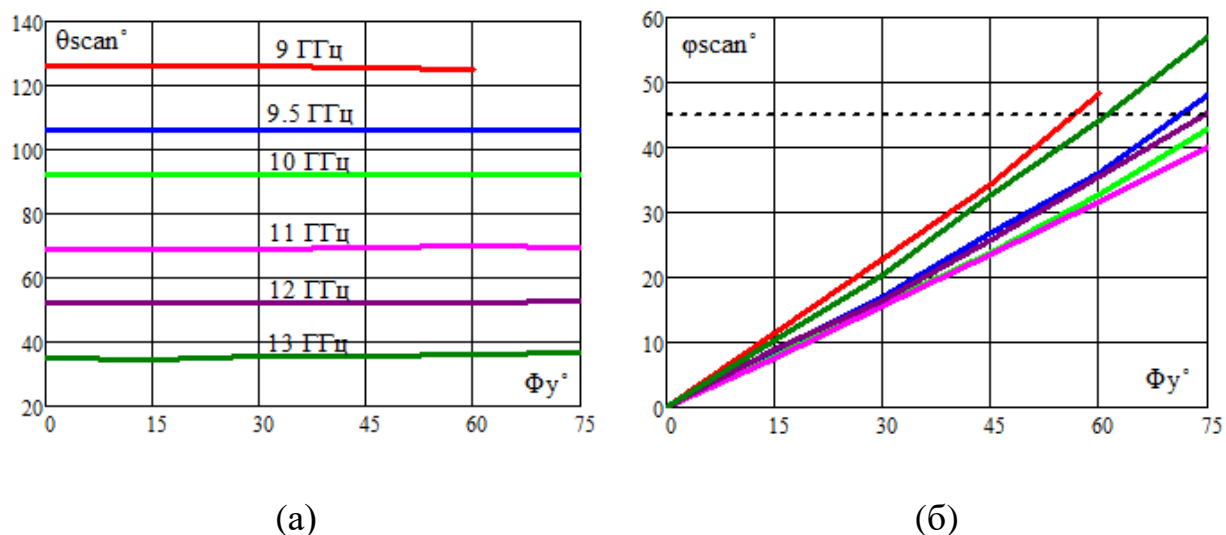


Рис. 20. Угол места (а) и азимут (б) направления луча в зависимости от фазового сдвига на разных частотах при частотно-фазовом сканировании решетки в системе координат с осью Z , параллельной осям волноводов

Из рис. 20 а следует, что в данной системе координат при изменении сдвига фазы между волноводами при некоторой заданной частоте луч сканирует вдоль поверхности почти кругового конуса с практически

постоянным и не зависящим от сдвига фазы углом при вершине, равным углу места θ_{scan} , который зависит от частоты. При увеличении частоты этот угол, отсчитываемый от оси Z , уменьшается, переходя из области $\theta_{scan} > 90^\circ$, в область $\theta_{scan} < 90^\circ$, что соответствует переходу из режима левосторонних волн и обратного излучения в режим правосторонних волн и прямого излучения решетки. Этот переход происходит вблизи частоты 10 ГГц. На этой частоте $\theta_{scan} = 92^\circ$, то есть луч сканирует по фазе почти в плоскости XOY , перпендикулярной плоскости решетки. Зависимости отклонения луча по азимуту от сдвига фазы на разных частотах на рис. 20 б близки к линейным с углом наклона, зависящим от частоты. Пунктирная линия показывает значение азимутального угла 45° в плоскости XOY . Из рис. 20 б, в частности, следует, что ширина сектора сканирования по азимуту для всех рассматриваемых частот составляет не менее $\pm 40^\circ$ при фазовом сдвиге $\pm 75^\circ$. Отметим, что зависимости на рис. 20 качественно соответствуют аналогичным зависимостям, которые получены для двумерно-периодической решетки заполненных диэлектриком металлических прямоугольных волноводов в [8].

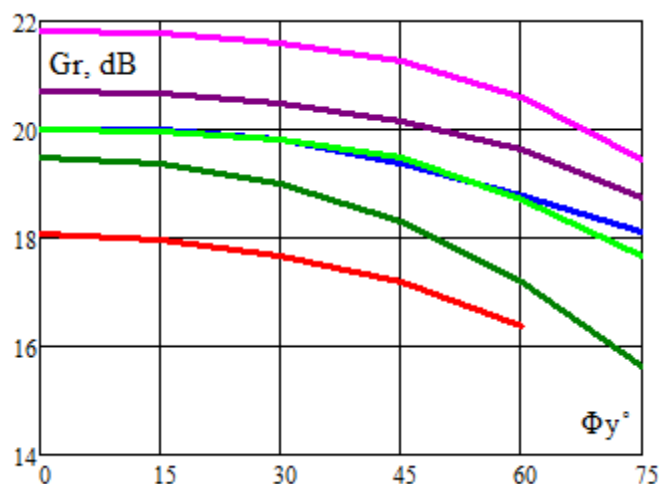


Рис. 21. Коэффициент усиления в зависимости от фазового сдвига на разных частотах при частотно-фазовом сканировании двумерной решетки

В дополнение на рис. 21 представлены значения коэффициента усиления решетки в зависимости от фазового сдвига на разных частотах. Соответствие значений частот и цвета кривых здесь такое же, как и на рис. 20. С ростом

фазового сдвига усиление падает, так как при этом увеличивается отклонение луча от нормали к плоскости решетки.

Заключение

Исследования показали, что в двумерно-периодической щелевой антенной решетке на интегральных волноводах с прямыми и обратными вытекающими волнами достигается широкий однолучевой сектор сканирования как по углу места при частотном сканировании, так и по азимуту при фазовом сканировании. В диапазоне частот с относительной полосой около 40% (в данном исследовании от 9 до 13 ГГц) сектор сканирования луча по углу места составляет немногим более 90° . В том же диапазоне частот сектор сканирования по азимуту в зависимости от частоты варьируется примерно от 40° до 70° при фазовом сдвиге между волноводами 75° . Однолучевой сектор сканирования реализуется благодаря малым периодам решетки в обоих направлениях. В данном случае на верхней частоте диапазона оба периода не превосходят 0.4 длины волны в свободном пространстве.

Рассмотренный вариант конечной двумерной решетки со сравнительно небольшой апертурой $3.6\lambda_M \times 2.6\lambda_M$, где λ_M – длина волны на нижней частоте исследуемого диапазона, позволяет получить коэффициент усиления при синфазном возбуждении примерно от 18 дБ на нижней частоте до 22 дБ на верхней частоте диапазона. При этом КИП решетки изменяется соответственно от 0.56 до 0.73. При фазовом сканировании с ростом сдвига фазы от 0 до 75° в рассмотренном частотном диапазоне значения коэффициента усиления уменьшаются на 2-4 дБ относительно синфазных значений. В данном исследовании длина решетки была ограничена 15-ю периодами щелевой структуры вдоль осей волноводов. При увеличении этого размера можно увеличить долю излученной мощности на длине решетки, а также добиться более высоких значений КИП и усиления.

Исследованные антенные решетки могут найти применение в приложениях, где требуются достаточно широкий сектор двумерного

сканирования при малом объеме, весе и стоимости, а также возможность простого сопряжения сканирующей антенны с планарной диаграммообразующей схемой и с другими интегральными устройствами.

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

Литература

1. Caloz C., Itoh T. Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications. The engineering approach. New Jersey, John Wiley & Sons. 2006. 352 p.
2. Xu F., Wu K. Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 2005, Vol. 53, No. 1, pp. 66-73.
3. Dong Yu., Itoh T. 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.
4. 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.
5. 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.
6. 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.

7. 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.

8. 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>

9. Pozar D. M. The active element pattern. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 1994, Vol. 42, No.8, pp. 1176-1178.

Для цитирования:

В. И. Калиничев, А. А. Бабаскин. Частотно-фазовое сканирование двумерно-периодической щелевой антенной решетки на интегральных волноводах с прямыми и обратными вытекающими волнами. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. №1. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jan18/9/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719-2018-1-8