

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 621.396.67

ДВУХМОДОВОЕ ДВУХСЛОЙНОЕ ПЛАНАРНОЕ ЗЕРКАЛО

© 2024 г. С. Е. Банков

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация
E-mail: sbankov@yandex.ru

Поступила в редакцию 23.12.2023 г.

После доработки 15.03.2024 г.

Принята к публикации 25.03.2024 г.

Рассмотрены планарные двухслойные двухмодовые зеркала, обеспечивающие одновременно отражение и переход с одного слоя на другой двух ортогональных волн. Зеркала исследованы путем численного электродинамического моделирования в системе HFSS. Показано, что исследованные варианты зеркал обеспечивают согласование по двум волнам на уровне $-(20...34)$ дБ в диапазоне частот близком к 2.5:1, а также в диапазоне углов падения $\pm 60^\circ$. Обсуждается возможность применения двухмодовых зеркал для построения двухполяризационных остронаправленных антенн.

Ключевые слова: планарное зеркало, планарная антенна, двухполяризационная планарная антенна, плоский волновод

DOI: 10.31857/S0033849424090016, EDN: HSQRWL

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Двухслойные планарные зеркала активно используются в антенной технике для построения антенн с игольчатой или веерной диаграммой направленности (ДН). Классическим техническим решением в данной области, предложенным еще в середине XX столетия, является зеркало типа пилбокс [1]. Оно представляет собой два плоских волновода (ПВ) с общим экраном, расположенных один над другим и связанных через щель связи. Под ПВ понимается двумерная направляющая структура, образованная двумя параллельными металлическими экранами. Волны ПВ могут распространяться вдоль них в произвольном направлении.

Конструкция и принцип действия двухслойного планарного зеркала пилбокс схематично показаны на рис. 1.

Точечный излучатель, расположенный в точке фокуса F , формирует в нижнем ПВ систему расходящихся лучей. Доходя до щели связи и отражателя эти лучи меняют направление распространения и одновременно переходят из нижнего в верхний ПВ. Как показано на рис. 1, отражатель и щель связи, а следовательно, и планарное зеркало в целом имеют искривленную форму, которая обеспечивает изменение направления распространения лучей. В рассматриваемом примере форма зеркала такова, что в верхнем ПВ создается система параллельных лучей.

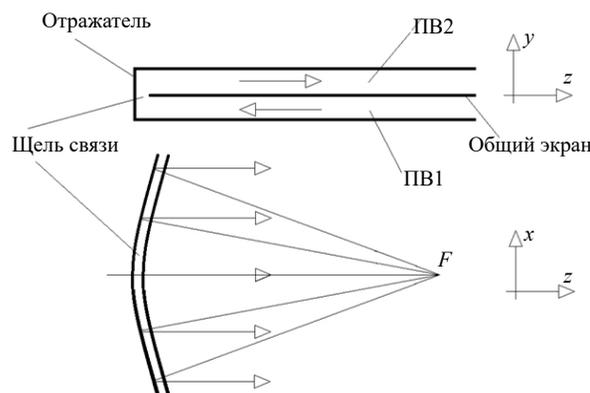


Рис. 1. Конструкция и принцип действия зеркала пилбокс.

Таким образом, можем сделать вывод, что двухслойное зеркало выполняет одновременно две функции. Оно передает энергию из одного ПВ в другой и преобразует необходимым образом геометрооптическую и волновую структуру поля. В показанном на рис. 1 примере зеркало преобразует систему расходящихся лучей или цилиндрическую волну нижнего ПВ в систему параллельных лучей или плоскую волну верхнего ПВ. Такое преобразование поля может быть эффективно использовано для создания антенн с игольчатыми или веерными ДН.

К числу несомненных достоинств двухслойных зеркал следует отнести отсутствие затенения

зеркала облучателем, которое характерно для однослойных планарных зеркал [2, 3], а также традиционных трехмерных рефлекторов. При построении на их основе зеркальных антенн приходится использовать офсетные несимметричные схемы [3], уступающие симметричным зеркальным системам по ряду показателей качества.

Развитие двухслойных зеркал и планарных антенн на их основе было связано с использованием технологии печатных схем СВЧ. В ряде работ были представлены антенны с двухслойными зеркалами, в которых ПВ выполнены в виде диэлектрической подложки. На поверхностях подложки были расположены полосковые проводники, выполняющие функцию экранов [4–7]. При этом в качестве отражателя использована решетка металлизированных отверстий. Такая структура может быть изготовлена в едином технологическом цикле.

Излучающая часть планарной антенны данного типа чаще всего представляет собой двумерную щелевую решетку. Щели выполняются в верхнем экране верхнего ПВ (см. рис. 1). Решетка имеет игольчатую ДН. В литературе рассматривались два варианта построения излучающей части: в первом – щели возбуждались непосредственно волнами ПВ [8], во втором – в ПВ формировалась система параллельных SIW-волноводов, волны которых использовались для последовательного возбуждения щелей [9]. Решетка на основе ПВ имеет более простую конструкцию. Преимуществом решетки на SIW-волноводах является возможность создания многолучевых антенн [4–7]. Для этого в нижнем ПВ располагается система облучателей, размещенных вдоль фокальной кривой планарного зеркала. Каждый из них формирует в верхнем ПВ пучок параллельных лучей, имеющих разное направление распространения в плоскости XOZ . Каждый пучок независимо возбуждает щелевую решетку и формирует в пространстве ДН с отклонением в плоскости XOY лучом. Нетрудно увидеть, что поверхность решетки в антенне на SIW-волноводах используется с большей эффективностью, чем в антенне на ПВ.

В работе [7] исследована двухзеркальная многослойная система. Отсутствие затенения в двухслойных зеркалах использовано для создания нового типа широкоугольной системы, имеющей низкий уровень оптических аберраций. Подчеркнем, что реализация подобной системы на однослойных планарных и трехмерных зеркалах невозможна, поскольку размеры субрефлектора сравнимы с размерами главного зеркала. Такой субрефлектор будет затенять главное зеркало практически полностью.

Важно, что все обсуждаемые структуры выполнены на основе одномодовых ПВ, в которых распространяется только основная Т-волна. Аналогично размеры SIW-волноводов выбираются так, чтобы они работали в одномодовом режиме. В этом случае поляризация излученных

в пространство волн полностью определяется ориентацией щелей. Создание двухполяризационной антенны возможно только при использовании вместо одномодового ПВ двухмодовой планарной направляющей структуры. Пример такой антенны представлен в работе [10], в которой рассматривается планарный диэлектрический волновод, поддерживающий распространение двух основных волн разной поляризации. В качестве излучающей структуры используются канавки в диэлектрике.

Отметим, что создание планарных двухполяризационных антенн является весьма актуальной задачей, поскольку они имеют хорошие перспективы практического использования в различных радиоэлектронных системах связи, локации и т.д.

Оставаясь в рамках зеркальной схемы построения планарной антенны, можем сделать вывод, что использование двухмодового планарного волновода требует применения двухслойного двухмодового планарного зеркала (ДДПЗ). Такое зеркало должно независимо выполнять свои функции одновременно для двух ортогональных волн.

Цель данной работы – исследовать несколько вариантов ДДПЗ на основе ПВ и определить их потенциально достижимые технические характеристики. Исследование ДДПЗ проводится при помощи системы численного электродинамического моделирования HFSS.

2. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ

Рассмотрим кратко конструкцию планарной двухполяризационной антенны, частью которой ДДПЗ является. В качестве двухмодового планарного волновода был выбран ПВ с системой полосковых линий (ПЛ) (рис. 2), назовем такую структуру двухмодовым ПВ (ДПВ).

На рис. 2б показан фрагмент излучающей решетки. В ПВ с ПЛ могут независимо распространяться ортогональные волны двух типов: основная Т-волна ПВ и основная Т-волна ПЛ. Поле волны ПЛ сосредоточено около полоскового проводника, поэтому она не возбуждает удаленные от него поперечные щели, но при этом активно взаимодействует за счет изгибов ПЛ с продольными щелями. Волна ПВ, наоборот, не возбуждает продольные щели, так как они не «разрезают» ее продольные токи и взаимодействует с поперечными щелями.

Для возбуждения ДПВ (рис. 2а) предлагается использовать планарное зеркало, изображенное на рис. 3, которое состоит из двух нижних ПВ_{1,2} и двух верхних ПВ_{1,2}. Нижние ПВ_{1,2} возбуждаются независимыми источниками. Верхний и нижний ПВ₁ связаны через щель связи шириной s_1 . Верхний и нижний ПВ₂ связаны через вертикальный канал шириной s_2 . Общий экран верхних ПВ в области $z > L$ трансформируется при помощи плавных или ступенчатых переходов в решетку ПЛ (рис. 4). Таким образом, выполняется переход от

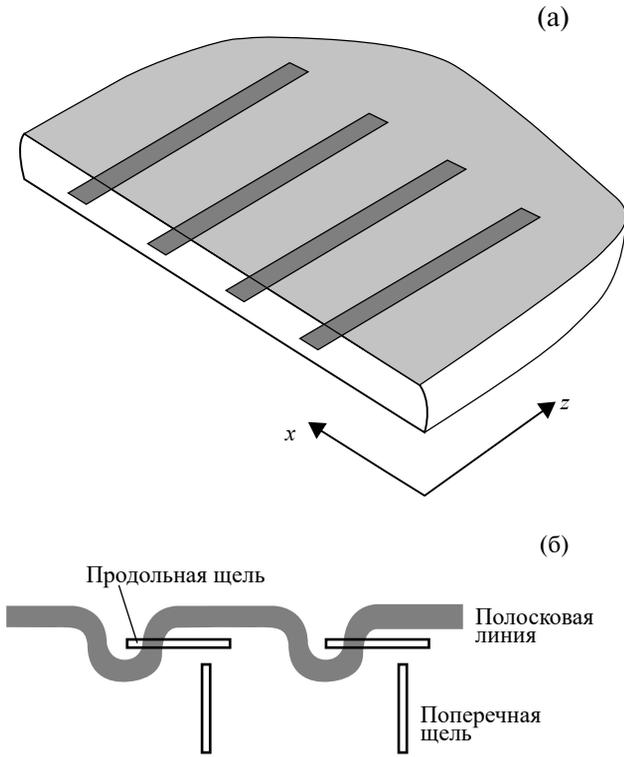


Рис. 2. Двухмодовый ПВ (а) и конфигурация щелей излучающей решетки (б).

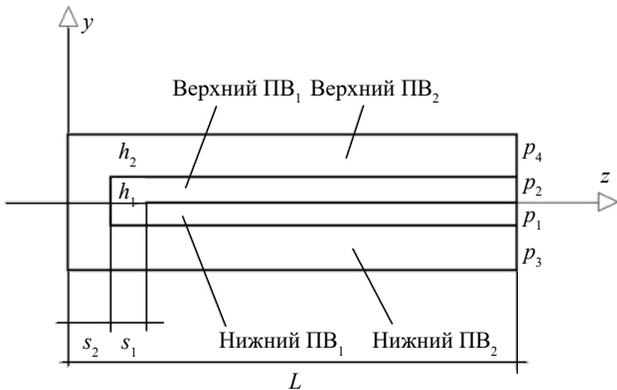


Рис. 3. Двухмодовое двухслойное планарное зеркало.

одномодовых верхних ПВ к ДПВ, на основе которого строится излучающая решетка.

Из изложенного выше видно, что предлагаемая двухполяризационная антенна является сложной структурой, содержащей несколько новых элементов, к которым можно отнести излучающую решетку на основе ДПВ, двухмодовое двухслойное зеркало, переход от изолированных одномодовых ПВ на двухмодовый ПВ, возбудитель ПВ. В данной статье исследуется только двухмодовое двухслойное зеркало.

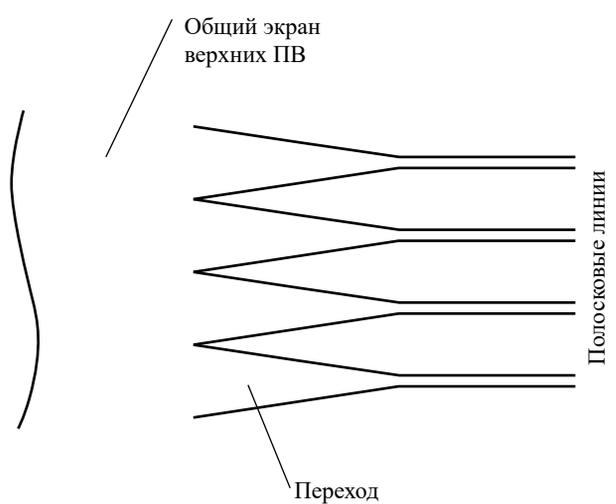


Рис. 4. Топология общего экрана верхних ПВ.

В ряде работ, посвященных анализу планарных зеркал, их исследование включало два этапа. На первом рассматривалось прямолинейное зеркало, которое возбуждалось плоскими волнами ПВ, падающими под произвольными углами. Прямолинейное зеркало не меняет лучевую структуру падающего поля, а лишь осуществляет передачу энергии с одного слоя на другой, поэтому такая структура получила название межслойного перехода. Такой переход должен быть хорошо согласован в полосе частот и в секторе углов падения. Исходя из этого требования, определяются его параметры.

На втором этапе планарное зеркало рассматривается как оптическая система: проводится синтез его поверхности, учитывается влияние кривизны, определяется уровень оптических aberrаций [11]. При этом параметры, найденные на первом этапе, остаются неизменными.

Как показано в работах [4–7], разделение исследования и оптимизации планарного зеркала на этапы полностью оправдало себя, поскольку таким образом одна сложная задача сводится к двум, существенно более простым, без потери точности окончательных результатов. Поэтому в данной работе при анализе ДДПЗ будем следовать этой методике и рассмотрим прямолинейное ДДПЗ.

Структура, показанная на рис. 3, представляет собой два изолированных СВЧ-четырёхполюсника. Первый четырёхполюсник имеет порты $p_{1,2}$, а второй порты $p_{3,4}$. Порты возбуждаются основными Т-волнами соответствующих ПВ, падающими на ДДПЗ под углом падения θ . Угол падения отсчитывается от оси Oz . Анализируемая структура однородна вдоль оси Ox . Назовем четырёхполюсник с портами $p_{1,2}$ первым одномодовым двухслойным планарным зеркалом (ОДПЗ), а четырёхполюсник с портами $p_{3,4}$ – вторым ОДПЗ. Вместе они составляют ДДПЗ.

К ДДПЗ предъявляется требование минимизации коэффициентов отражения S_{11}, S_{33} в полосе частот Δf и в секторе углов падения $|\theta| < \theta_{\max}$. Такая формулировка целевой функции оптимизации достаточно очевидна. Менее очевидным является требование минимизации пространственной дисперсии коэффициентов передачи S_{21}, S_{43} . Она выражается в зависимости фаз коэффициентов S_{11}, S_{33} от угла падения.

3. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ОДПЗ

Отсутствие связи между первым и вторым ОДПЗ позволяет анализировать их по отдельности. Модель для численного электродинамического моделирования первого ОДПЗ (рис. 5а) имеет ряд особенностей, связанных с возможностями HFSS. Анализируемая структура бесконечна по оси $0y$. Ее непосредственный анализ с помощью HFSS невозможен, поэтому модель должна быть ограничена по указанной оси и при этом сохранить эквивалентность исходной бесконечной структуре. Для этого необходимо использовать периодические граничные условия [12].

в волноводы прямоугольной формы, так называемые волноводы Флоке. На их вертикальных стенках с помощью поверхностей master 3,4, slave 3,4 установлены периодические граничные условия. Параметры периодичности заданы с помощью углов сферической системы координат φ, θ . Так как волны ПВ распространяются в плоскости XOZ , то угол φ не меняется и равен нулю. Угол θ в граничных условиях совпадает с углом падения волны ПВ.

Каналы Флоке разделены на два участка длиной L и L_f . На первом участке горизонтальные стенки идеально проводящие (PE на рис. 5а), так же как и в исходной структуре. На втором участке длиной L_f на этих стенках поверхностями master 1, 2, slave 1, 2 заданы периодические граничные условия. Длина первого участка L выбирается таким образом, чтобы все нераспространяющиеся волны, возбужденные в области щели связи, затухли и полное поле можно было считать равным полю основной Т-волны.

К сожалению, система HFSS не позволяет установить порты в волноводе, у которого две стенки идеально проводящие, а на двух других стенках выполняются периодические граничные условия. Порт Флоке может быть установлен только в так называемом волноводе Флоке, у которого периодические условия выполняются на всех стенках, как на участке длиной L_f . Именно по этой причине единый канал Флоке был разделен на две части. При этом возникает законный вопрос о регулярности их сочленения.

Известно, что волновод Флоке имеет две основные волны. При $\varphi = 0$ одна из них поляризована вдоль оси $0y$, а другая вдоль оси $0x$. Из теории антенных решеток [13] известно, что волновод Флоке с волной первого типа эквивалентен волноводу с тем же сечением, у которого на горизонтальных стенках выполняются условия идеальной проводимости. Отсюда следует, что для этой волны стык двух волноводов не является нерегулярностью, порождающей отраженные волны. Таким образом, мы можем сделать вывод, что модель на рис. 5а эквивалентна исходной структуре и одновременно может анализироваться как СВЧ-многополюсник с двумя портами.

Отметим, что в электродинамической модели отсчетные плоскости портов смещены относительно точки $z = s_1 + L + L_f$, в которой располагаются порты, как показано на рис. 5а. Положение отсчетных плоскостей характеризуется параметром L_{r1} .

Обратим также внимание на то, что верхний и нижний волноводы разделены зазором толщиной t . Данное обстоятельство позволяет учесть конечную толщину общего экрана разделяющего ПВ. При этом наличие зазора позволяет корректно задать граничные условия на поверхностях структуры.

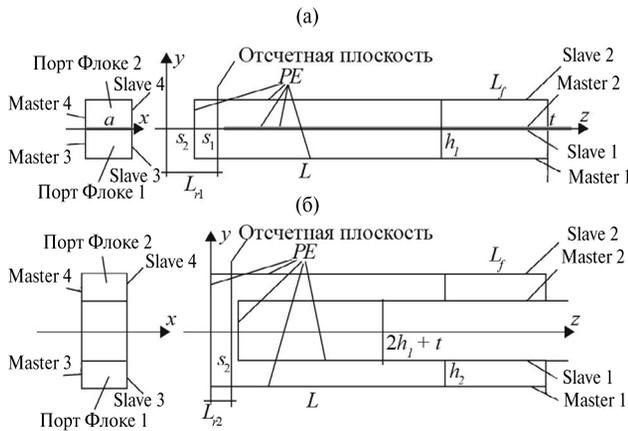


Рис. 5. Модель первого (а) и второго (б) ОДПЗ для электродинамического моделирования.

Как видно из рис. 5, модель по оси $0y$ имеет размер a . Он может быть выбран произвольно в пределах

$$a < \lambda / 2, \tag{1}$$

где λ — длина волны в свободном пространстве на максимальной частоте. В нашем случае $a = 1$. Здесь и далее все размеры приводятся в миллиметрах.

Как видим, верхний и нижний ПВ в электродинамической модели трансформировались

Важно также отметить, что HFSS позволяет устанавливать порт Флоке только в волноводе с однородным воздушным заполнением, поэтому структура, показанная на рис. 5а, не содержит диэлектриков. Однако реальная конструкция, тем более конструкция, реализуемая методами печатной технологии, должна содержать диэлектрические подложки. Модель с воздушным заполнением не исключает возможность анализа структур с однородным диэлектрическим заполнением. Для этого в результатах, полученных для воздушного заполнения, необходимо пропорционально $\sqrt{\epsilon}$ изменить частотную шкалу (здесь ϵ – относительная проницаемость диэлектрика).

Модель второго ОДПЗ показана на рис. 5б. Она строится аналогично модели первого зеркала, поэтому подробно на ней останавливаться не будем.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Оптимизация ОДПЗ и выбор их параметров состоит из трех этапов. На первом этапе рассчитывались параметры рассеяния зеркал для фиксированного тестового угла падения, который был выбран равным 30° . Для него находили оптимальные значения областей связи $s_{1,2}$. Расчеты проводили в диапазоне 4...10 ГГц. На втором этапе исследовали зависимость фаз коэффициентов передачи зеркал от угла падения θ и расстояний $L_{r1,2}$ на центральной частоте диапазона $f = 7$ ГГц. Эти расчеты позволили выбрать оптимальное положение отсчетной плоскости, при котором зависимость фазы коэффициента передачи минимальна. На третьем этапе для выбранных геометрических параметров рассчитывались параметры в зависимости от частоты и угла падения, что позволило оценить качество согласования зеркала в диапазоне частот и секторе углов падения.

На рис. 6 представлена частотная зависимость модуля коэффициента отражения, полученная для первого ОДПЗ при $s_1 = 0.4$, $h_1 = 0.5$ и углах падения $\theta = 0, 10, 20, 30, 40, 50, 60$ град. Видно, что зеркало согласовано во всем частотном диапазоне и секторе углов падения на уровне, меньшем -36 дБ, что можно оценить как очень хорошее согласование.

На рис. 7 представлена зависимость фазы коэффициента передачи первого ОДПЗ от угла падения, полученная на частоте 7 ГГц для геометрических параметров, приведенных выше, $s_2 = 1.2$ и $L_{r1} = 3, 2, 1, 0, -1$. Видно, что минимальные изменения фазы имеют место при $L_{r1} = 1$.

Интересно исследовать характеристики структуры в зависимости от высоты ПВ h_1 . Рассмотрим численные результаты для $h_1 = 1$. На рис. 8 показана частотная зависимость коэффициента отражения ОДПЗ, полученная при $s_1 = 1.2$, $\theta = 0, 10, 20, 30, 40, 50$ град. Видно, что увеличение параметра h_1

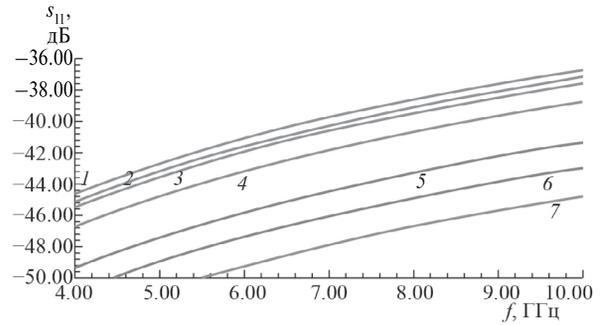


Рис. 6. Частотная зависимость коэффициента отражения первого ОДПЗ при $h_1 = 0.5$ и углах падения $\theta = 0$ (1), 10 (2), 20 (3), 30 (4), 40 (5), 50 (6), 60 град (7).

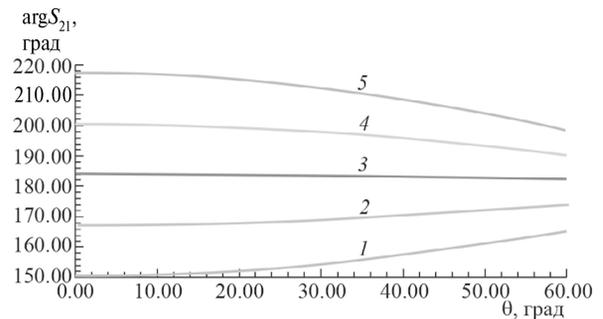


Рис. 7. Зависимость фазы коэффициента передачи первого ОДПЗ от угла падения при $L_{r1} = 3$ (1), 2 (2), 1 (3), 0 (4) и -1 (5).

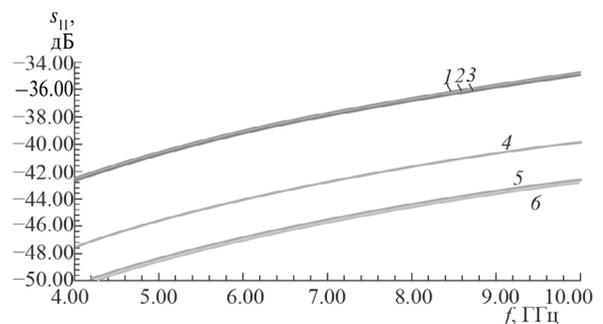


Рис. 8. Частотная зависимость коэффициента отражения первого ОДПЗ при $h_1 = 1$, $s_1 = 1.2$ и углах падения $\theta = 0$ (1), 10 (2), 20 (3), 30 (4), 40 (5) и 50 град (6).

двое не ухудшило уровень согласования первого ОДПЗ, коэффициент отражения от которого не превышает -34 дБ.

Перейдем далее к анализу численных результатов полученных для второго ОДПЗ. Начнем со случая $h_1 = 0.5$. На рис. 9 показана частотная зависимость коэффициента отражения второго ОДПЗ, рассчитанная при $s_2 = 1.2$, $h_2 = 1.5$, $h_1 = 0.5$ и $\theta = 0, 10, 20, 30, 40, 50$ град. Видно, что второе ОДПЗ весьма хорошо согласовано в диапазоне частот 4...10 ГГц и в секторе углов падения $\theta_{max} = 50^\circ$.

На рис. 10 представлена зависимость фазы коэффициента передачи S_{43} от угла падения на частоте 7 ГГц и $L_{r2} = 3, 2, 1, 0, -0.5$. Минимальная зависимость фазы коэффициента передачи соответствует $L_{r2} = -0.25$. Нетрудно заметить, что мы получили разные значения для оптимального положения отсчетной плоскости первого и второго ОДПЗ. Напомним, что ее оптимальное положение для первого зеркала имеет место при $L_{r1} = 1$.

Отметим, что с разных точек зрения удобно иметь общую отсчетную плоскость, на которой изменения фазы для обоих ОДПЗ не превышают некоторый допустимый уровень. Рассмотрим фазовые характеристики зеркал при $L_r = (L_{r1} + L_{r2}) / 2 \approx 0.36$. В этом случае единая отсчетная плоскость ДДПЗ расположена посередине между оптимальными отсчетными плоскостями двух ОДПЗ.

На рис. 11 показана зависимость фазы коэффициента передачи от угла падения при $L_r = 0.36$. Выбор общей для ДДПЗ отсчетной плоскости приводит к изменениям фазы в секторе 70° в 10° для первого ОДПЗ и 5° для второго ОДПЗ. Отметим, что на практике при проектировании зеркальных систем весьма редко встречаются структуры с углами падения лучей, большими $40...50$ град. В таком секторе углов падения изменения фазы для первого ОДПЗ не превышают 5° , а для второго ОДПЗ 3.5° . Фазовыми ошибками такой величины обычно пренебрегают. Поэтому можем считать, что в секторе углов падения $40...50$ град при использовании общей отсчетной плоскости пространственной дисперсией коэффициентов передачи можно пренебречь.

Отметим, что малая пространственная дисперсия не исключает того факта, что фазы коэффициентов передачи S_{21}, S_{43} отличаются примерно на 25° . Эта разность фаз может быть существенной для перехода от двух изолированных ПВ к ДПВ (см. разд. 2). Она может быть скомпенсирована введением в конструкцию ДДПЗ дополнительных фазосдвигающих элементов. Однако значительно проще это сделать в возбuditеле первого и второго ПВ. Данный вопрос будет рассмотрен в следующем разделе.

В заключение данного раздела рассмотрим влияние параметра h_1 на согласование второго ОДПЗ. Как и ранее, положим $h_1 = 1$. При этом пусть $h_2 = 1$. Таким образом, общая высота двух ПВ остается равной 2. Оптимизация по коэффициенту отражения второго ОДПЗ при $\theta = 30^\circ$ дает оптимальное значение параметра $s_2 = 1$. На рис. 12 показана частотная зависимость коэффициента отражения второго ОДПЗ при углах падения $\theta = 0, 10, 20, 30, 40, 50, 60^\circ$. Видно, что коэффициент отражения зеркала увеличился по сравнению с результатами, представленным на рис. 9, но, тем не менее, он не превышает приемлемый уровень -23 дБ.

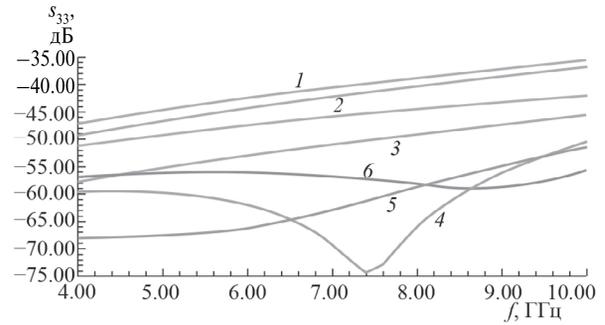


Рис. 9. Частотная зависимость коэффициента отражения второго ОДПЗ при $h_1 = 0.5$ и углах падения $\theta = 0$ (1), 10 (2), 20 (3), 30 (4), 40 (5) и 50 град (6).

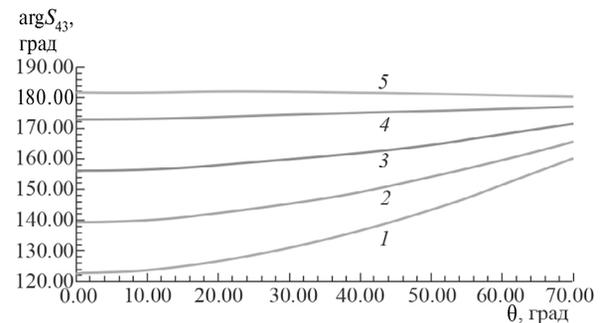


Рис. 10. Зависимость фазы коэффициента передачи второго ОДПЗ от угла падения при $L_{r2} = 3$ (1), 2 (2), 1 (3), 0 (4) и -0.5 (5).

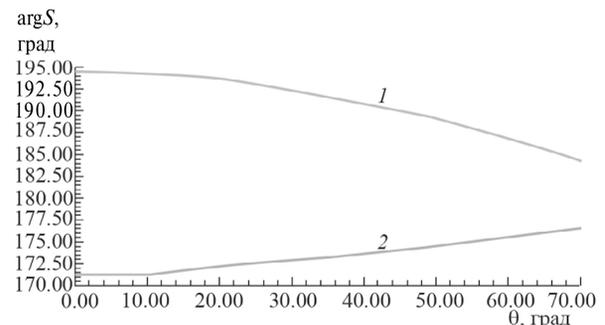


Рис. 11. Зависимость фазы коэффициента передачи первого (1) и второго (2) ОДПЗ от угла падения при $L_r = 0.36$.

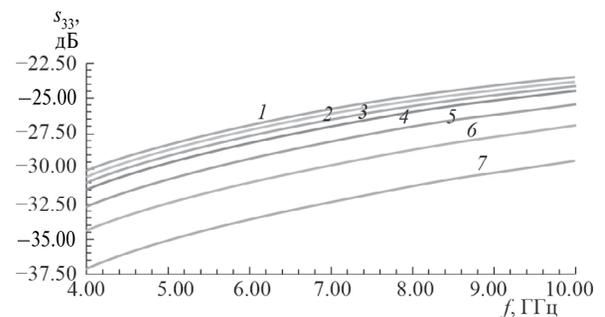


Рис. 12. Частотная зависимость коэффициента отражения второго ОДПЗ при $h_1 = 1$ и углах падения $\theta = 0$ (1), 10 (2), 20 (3), 30 (4), 40 (5) и 50 (6) и 60 град (7).

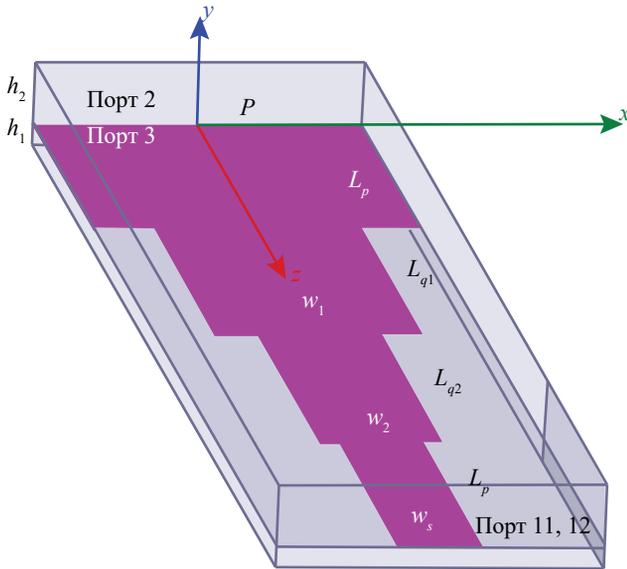


Рис. 13. Модель перехода.

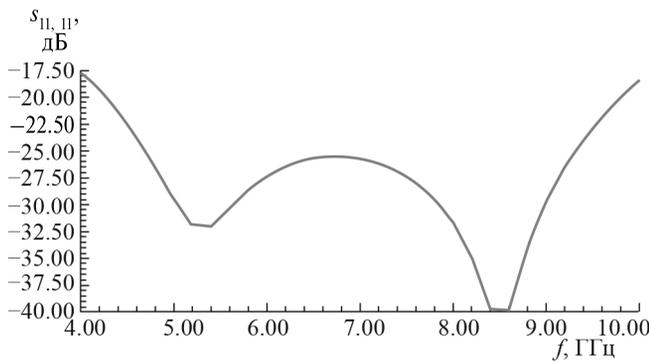


Рис. 14. Частная зависимость коэффициента отражения ДПВ по волне ПЛ.

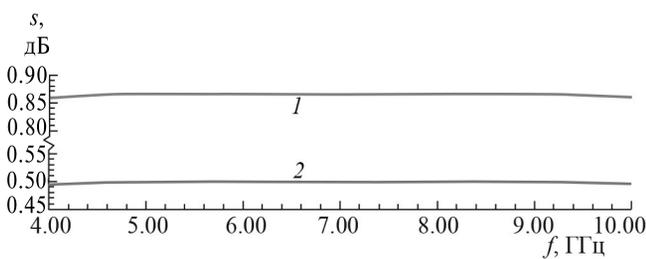


Рис. 15. Частотная зависимость коэффициентов передачи $S_{11,2}$ (1) и $S_{11,3}$ (2).

Отметим, что в рассмотренном выше примере, первое и второе ОДПЗ построены на основе ПВ одинаковой высоты равной 1. Из этого следует, что соответствующий им ДПВ содержит симметричные ПЛ, применение которых имеет ряд преимуществ по сравнению с несимметричными ПЛ.

5. ПЕРЕХОД ОТ ИЗОЛИРОВАННЫХ ПВ К ДПВ

Рассмотрим переход от двух изолированных ПВ на один ДПВ с решеткой ПЛ (см. рис. 2а, 4). Полагаем, что анализируемая структура бесконечна и периодична вдоль оси Ox . В этом случае ее анализ при помощи периодических граничных условий сводится к расчету матрицы рассеяния канала Флоке, который показан на рис. 13.

Мы рассматриваем случай синфазного возбуждения решетки ПЛ. Согласно [13] в этом случае на вертикальных стенках канала Флоке поверхности master, slave можно заменить идеальными магнитными стенками. По этой причине на торцах структуры допустимо определить вместо портов Флоке волновые порты 1-3, как показано на рис. 13. При этом порт 1 – двухмодовый порт. В нем волна первого типа – это волна ПЛ, а волна второго типа – волна *ТЕМ*-волновода с двумя электрическими горизонтальными стенками и двумя магнитными вертикальными стенками.

В данном примере мы рассматриваем ступенчатый двухсекционный переход, состоящий из двух секций длины $L_{q1,2}$ и шириной $w_{1,2}$. Ширина выходной ПЛ – w_s . Геометрические размеры перехода выбирались из условия минимизации коэффициента отражения от порта 1 волны первого типа $S_{11,11}$.

На рис. 14 показана результирующая частотная зависимость указанного коэффициента отражения. Кривая на рис. 14 получена для $L_{q1,2} = 10.3$, $w_{1,2} = 5,3$, $w_s = 2$, $h_1 = 0.5$, $h_2 = 1.5$. Видно, что практически во всем частотном диапазоне 4...10 ГГц переход согласован на уровне -20 дБ. Качество согласования может быть улучшено за счет увеличения числа секций перехода.

На рис. 15 представлена частотная зависимость коэффициентов передачи $S_{11,2}$ и $S_{11,3}$ из портов 2, 3 в волну первого типа порта 1.

Отметим, что коэффициенты передачи в волну второго типа с высокой точностью удовлетворяют соотношениям

$$S_{12,2} = S_{11,3},$$

$$S_{12,3} = S_{11,2},$$

$$|S_{12,2}|^2 + |S_{12,3}|^2 = 1.$$

Представляют интерес фазовые характеристики перехода. Для их описания введем параметры $d\varphi_{1,2}$:

$$d\varphi_1 = \arg S_{11,2} - \arg S_{11,3},$$

$$d\varphi_2 = \arg S_{12,2} - \arg S_{12,3}.$$

На рис. 16 представлена частотная зависимость параметров $d\varphi_{1,2}$. Видно, что введенные согласно формуле (2) параметры постоянны и равны 180 и 0 град. Отсюда следует, что для возбуждения только полосковой волны амплитуды падающих волн $u_{i2,3}$ в портах 2,3 должны удовлетворять следующему соотношению:

$$\frac{u_{i2}}{u_{i3}} = -\frac{|S_{11,3}|}{|S_{11,2}|}. \quad (4)$$

При выполнении условия (4) волна второго типа в ДПВ не возбуждается. Другое равенство

$$\frac{u_{i2}}{u_{i3}} = \frac{|S_{11,2}|}{|S_{11,3}|} \quad (5)$$

задает условие селективного возбуждения волны второго типа.

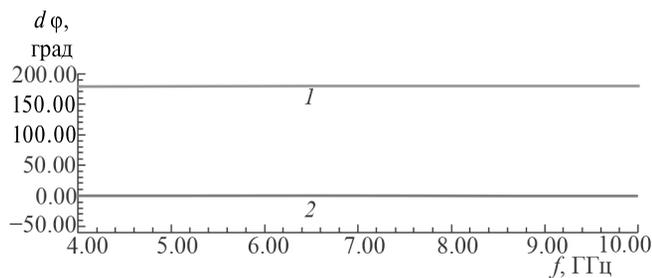


Рис. 16. Частотная зависимость параметров $d\varphi_1$ (1) и $d\varphi_2$ (2).

Из соотношений (4), (5) видно, что волны ПВ на выходе ДДПЗ должны иметь определенные амплитуды, а их фазы должны отличаться на 180 или 0 град. Как отмечено в разд. 4, ДДПЗ создает между волнами ПВ разность фаз около 25° . Если ее не скомпенсировать, то селективное возбуждение волн ДПВ будет проходить с погрешностью, которая, в свою очередь, приведет к ухудшению поляризационных параметров излучающей решетки. Отмеченную компенсацию фазы можно реализовать в возбuditеле ДДПЗ.

Одна из возможных схем построения возбuditеля ДДПЗ показана на рис. 17. Она состоит из направленного ответвителя (НО) и фазосдвигателя (ФСД). При подаче на вход НО волны единичной амплитуды она делится в отношении $|S_{11,2}|/|S_{11,3}|$.

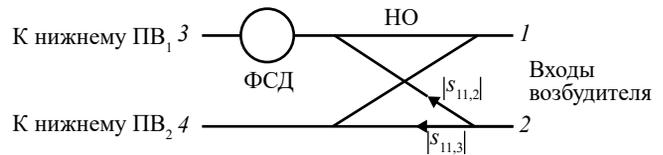


Рис. 17. Структурная схема возбuditеля: 1...4 — номера входов, НО — направленный ответвитель, ФСД — фазосдвигатель.

Фазосдвигатель вносит фазовый сдвиг $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi = -(90^\circ + \Delta\varphi_{\text{ПЗ}}),$$

где $\Delta\varphi$ — фазовый сдвиг между каналами ДДПЗ, который в рассмотренном примере равен 25° . Можно увидеть, что построенный по предложенной схеме возбuditель с учетом сделанных выше допущений селективно возбudit в ДПВ волну первого типа при подаче сигнала на вход 2 и волну второго типа при возбуждении входа 1.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе показано, что предложенный вариант ДДПЗ хорошо согласован по всем своим входам в широком диапазоне частот с отношением верхней частоты диапазона к нижней 2.5 и в широком секторе углов $\pm 60^\circ$. Показано, что уровень согласования слабо зависит от высоты ПВ, образующих ДДПЗ. Также показано, что для ДДПЗ может быть определена единая отсчетная плоскость, обеспечивающая допустимую зависимость фаз коэффициентов передачи от угла падения волны ПВ. Рассмотрен также переход от двух изолированных ПВ к ДПВ и сформулированы требования к возбuditелю ДДПЗ.

Представленное исследование является первым шагом на пути создания принципов построения двухполяризационных планарных антенных решеток. Полученные технические характеристики предложенной конструкции ДДПЗ свидетельствуют о перспективности его практического использования в таких антеннах.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при поддержке бюджетного финансирования в рамках государственного задания Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Rotman W.* // IRE Trans. 1958. V. 6. № 1. P. 96.
https://: doi: 10.1109/TAP.1958.1144548
2. *Cheng Y.J., Hong W., Wu K., Fan Y.* // IEEE Trans. 2011. V. AP-59. № 1. P. 40.
https://: doi : 10.1109/TAP.2011.2109695
3. *Albani M., Balling P., Ettorre M. et al.* // 2 nd Europ. Conf. Antennas and Propagation (EuCAP-2007). Edinburgh. 11-16 Nov. N.Y.: IEEE, 2007. Paper No. 0848.
https://: doi: 10.1049/ic.2007.0848
4. *Банков С.Е., Грачев Г.Г., Дуленкова М.Д., Фролова Е.В.* // РЭ. 2014. Т. 59. № 6. С. 552.
https://: doi: 10.7868/S0033849414060059
5. *Ettorre M., Sauleau R., Le Coq L.* // IEEE Trans. 2011. V. AP-59. № 4. P. 1093.
https://: doi: 10.1109/TAP.2011.2109695
6. *Ettorre M., Sauleau R., Le Coq L., Bodereau F.* // IEEE Antenna Wireless Propagation Lett. 2010. V. 9. № 9. P. 859.
https://: doi: 10.1109/LAWP.2010.2071850
7. *Банков С.Е., Фролова Е.В.* // РЭ. 2017. Т. 62. № 5. С. 463.
https://: doi: 10.7868/S0033849417050023
8. *Банков С.Е.* // РЭ. 2004. Т. 49. № 6. С. 701.
9. *Hirokuwa J., Ando M., Goto N. et al.* // Proc. IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp. Ann Arbor. 28 Jun. – 02 Jul. 1993. N.Y.: IEEE, 1993. Paper No. 385385.
https://: doi: 10.1109/APS.1993.385385
10. *Калошин В.А.* Антенна. А.с. СССР № 1256114. Опул. 07.09.1986. БИ. № 33.
11. *Klionovski K., Bankov S., Shamim A.* // IEEE Open J. Antennas and Propagation. 2020. V. 1. P. 419.
https://: doi: 10.1109/OJAP.2020.3016425
12. *Банков С.Е., Курушин А.А., Гутцайт Э.М.* Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS. М.: Оркада, 2012.
13. *Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч.* Теория и анализ фазированных антенных решеток. М.: Мир, 1974.

DUAL MODE DUAL LAYER PLANAR MIRROR

S. E. Bankov

*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics, Russian Academy of Sciences,
Mokhovaya Str., 11, Build. 7, Moscow, 125009 Russian Federation
E-mail: sbankov@yandex.ru*

Received December 23, 2023, revised March 15, 2024, accepted March 25, 2024

Planar dual layer and dual mode mirror is considered. The mirror provides simultaneously reflection and transition from one layer to another for two orthogonal modes. The mirror is investigated by electromagnetic simulation in HFSS system. The investigated variants of mirrors provide dual mode matching at $-(20...34)$ dB level in frequency range 2.5:1 and in the range of angles of incidence $\pm 60^\circ$. Application of dual mode mirrors for dual polarized narrow beam planar antennas design is discussed.

Keywords: planar mirror, planar antenna, dual polarized planar antenna, parallel plate waveguide