

УДК 537.86+53.087.3

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РАССЕЙВАЮЩИХ СВОЙСТВ РУПОРНЫХ АНТЕНН СВЧ–КВЧ ДИАПАЗОНОВ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА ИНВЕРСНОГО АПЕРТУРНОГО СИНТЕЗА

Ю. И. Белов^{1*}, Е. Л. Варенцов², И. А. Илларионов²

¹ Научно-исследовательский радиофизический институт ННГУ им. Н. И. Лобачевского;

² Научно-исследовательский институт измерительных систем им. Ю. Е. Седакова,
г. Нижний Новгород, Россия

Использован метод двухмерного инверсного апертурного синтеза для экспериментального исследования радиоизображений, формируемых рупорными антеннами диапазонов сверхвысоких (СВЧ) и крайне высоких (КВЧ) частот. Радиоизображения с разрешением порядка длины волны, соответствующей центру рабочего частотного диапазона исследованных рупоров, позволяют наглядно описывать механизмы их структурного рассеяния и численно оценивать их вклад в радиоизображение.

ВВЕДЕНИЕ

Рассеяние антенной излучения, падающего на неё, является её неотъемлемым свойством [1]. Проблема минимизации рассеяния для улучшения энергетических характеристик связанных каналов в локальных радиосетях, исследование диаграмм рассеяния в определённом диапазоне частот для учёта взаимодействия антенны с её обтекателем, минимизация погрешностей измерения характеристик антенн в их ближней зоне — всё это обуславливает актуальность изучения рассеяния антеннами электромагнитного поля. Характеристики рассеяния для антенны существенно зависят от её конструкции. В данной работе рассматриваются апертурные антенны рупорного типа с точки зрения их взаимодействия с оборудованием измерительной установки для планарных измерений характеристик антенн в их ближней зоне.

При проведении антенных измерений в ближней зоне излучающая и приёмная антенны находятся на близком расстоянии, что увеличивает абсолютную интенсивность рассеянных антеннами сигналов и искажает результаты измерений. В качестве зондовой антенны в СВЧ и КВЧ диапазонах часто используют апертурные антенны с малыми электрическими размерами — открытые концы волноводов, а также небольшие рупоры, позволяющие осуществлять фильтрацию за счёт направленности отражения от позиционеров и окружающих измерительную установку предметов [2]. Для оценки взаимодействия исследуемой и зондовой апертурных антенн в ближней зоне исторически использовались аналитические методы (см., например, [3–5]), также были найдены эмпирические оценки для минимального расстояния между антеннами [6], обеспечивающего слабое возмущение поля в ближней зоне испытываемой антенны. В этих работах рассеянием приёмной антенны пренебрегалось из-за пространственного затухания сигнала, излучённого передающей антенной, и затем рассеянного испытываемой антенной и искажающего таким образом сигнал излучения. В ряде случаев этого сделать нельзя, например из-за влияния укрытия испытываемой антенны или особенностей структуры зонда [7]. Поэтому проблема рассеяния антенной излучения, падающего на неё, представляет значительный интерес. Кроме того, изучение механизмов рассеяния, особенно экспериментальное, как отмечено выше, актуально в различных радиофизических задачах.

* belov@nirfi.unn.ru

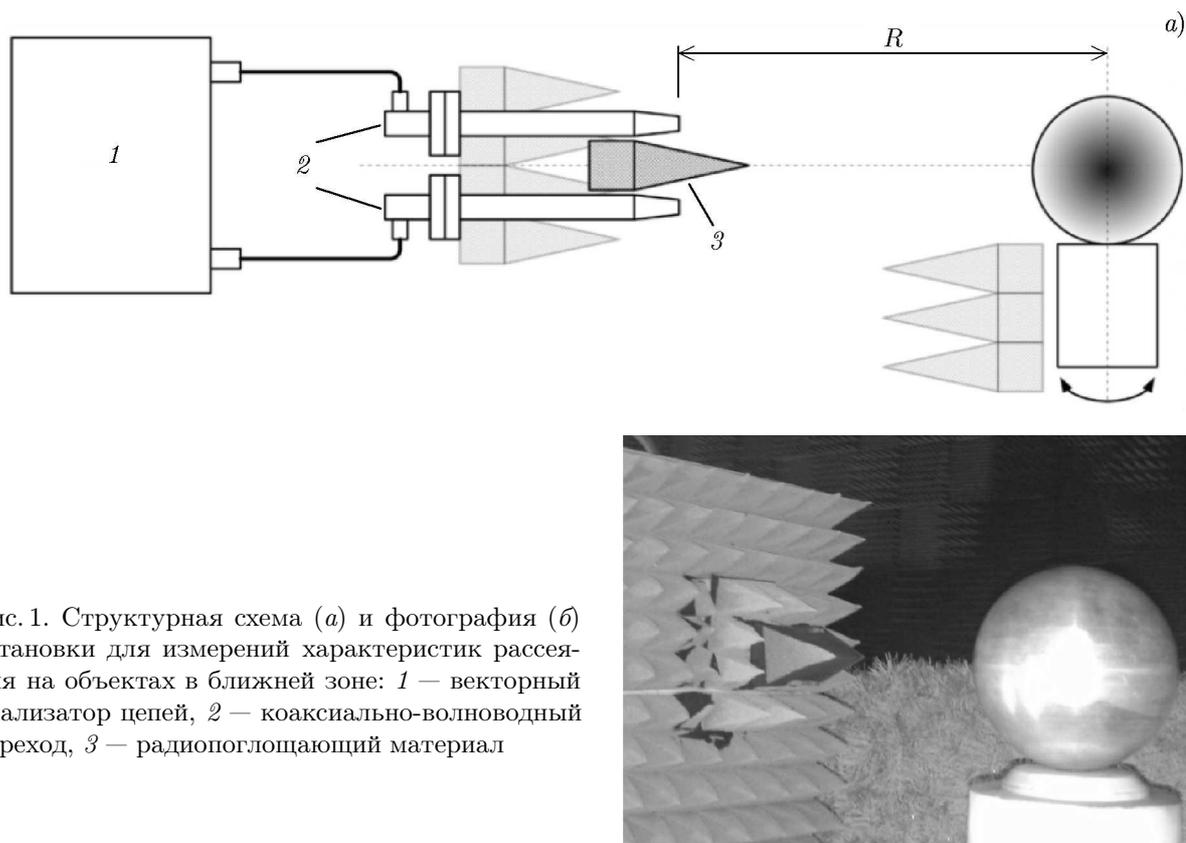


Рис. 1. Структурная схема (а) и фотография (б) установки для измерений характеристик рассеяния на объектах в ближней зоне: 1 — векторный анализатор цепей, 2 — коаксиально-волноводный переход, 3 — радиопоглощающий материал

Строгие решения для распределения полей внутри бесконечного секториального рупора, которые необходимы для оценки или расчётов его полей рассеяния, можно найти, например, в работе [8]. Однако их практическое использование затруднительно, а методы вычислительной электродинамики, применяемые для других типов антенн, позволяют исследовать решения лишь качественно [9]. Тем не менее, развитие вычислительных методов электродинамики [10] даёт возможность рассчитывать поля рассеяния как структур, имеющих большие волновые размеры и сложную геометрическую конфигурацию, так и сложных антенн типа скалярного рупора [11].

Появление современных векторных анализаторов цепей СВЧ и КВЧ диапазонов существенно повысило возможности экспериментального учёта взаимодействия антенн в измерительных установках с целью повышения точности измерений.

В данной работе описаны результаты изучения рассеивающих свойств апертурных антенн, экспериментально полученные с помощью автоматизированной системы для измерений характеристик рассеяния объектов в их ближней зоне методом инверсного апертурного синтеза [12]. Алгоритм обработки определялся выбранной моделью представления плоского объекта рассеяния в виде комбинации невзаимодействующих и ненаправленных точечных рассеивателей [13], «фокусировкой» — компенсацией фазы луча от источника до точки рассеяния, т. е. использованием приближения геометрической оптики, и учётом сферической расходимости излучения [14].

Основой измерительной установки (её состав, погрешности измерений и обработки описаны в работе [15]) является векторный анализатор цепей, позволяющий регистрировать амплитуду и фазу отражённого радиолокационного сигнала в широкой полосе частот. В экспериментах применён квазимоностаτικός (квазиоднопозиционный) принцип лоцирования, т. е. для повышения развязки приёмного и передающего каналов используются две антенны, приёмная и излуча-

ющая, но они располагаются вблизи друг друга (см. рис. 1). Исследуемый объект при проведении эксперимента вращается по углу аспекта θ на специальном опорно-поворотном устройстве. Антенны радара слабонаправленные, в их качестве используются открытые концы прямоугольных волноводов 8-миллиметрового диапазона длин волн. Зависимости диаграмм направленности излучающей (G_E) и приёмной (G_R) антенн радара от азимутального угла α , который отсчитывается от оси, направленной из фазового центра антенн на ось опорно-поворотного устройства, одинаковы: $G_E(\alpha) \approx G_R(\alpha)$.

Излучающая и приёмная антенны радара расположены в ближней зоне объекта (на расстоянии порядка двух его максимальных габаритных размеров), при этом измерение рассеянного объектом комплексного поля $E_S(f, \theta)$ радаром проводится в широком диапазоне частот f волноводного входа при различных углах θ положения объекта. В экспериментах использовался векторный анализатор цепей, который регистрирует напряжение суммарного сигнала на выходе приёмной антенны от всех точечных отражателей, нормированное на напряжение волны на выходе излучающей антенны, т. е. измеряется величина, пропорциональная значениям комплексных рассеянных полей.

В соответствии с скалярной формулировкой соотношения Гюйгенса—Кирхгофа и в пренебрежении дифракцией на рассеивателях и поглощением в них комплексное поле обратного рассеяния, зависящее от комплексной функции $\psi(\rho, \varphi)$ (отражательной способности), определяется когерентным суммированием полей от всех невзаимодействующих рассеивателей, составляющих объект исследования, интегральным соотношением [12]

$$E_S(f, \theta) = \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \tilde{C} \psi(\rho, \varphi) \frac{\exp[-4\pi j d(\rho, \varphi, \theta)/\lambda]}{d^2(\rho, \varphi, \theta)} G_E(\alpha) G_R(\alpha) \rho d\rho d\varphi. \quad (1)$$

Здесь $d(\rho, \varphi, \theta) = \sqrt{R^2 + \rho^2 + 2R\rho \cos(\varphi - \theta)}$, $\psi(\rho, \varphi)$ — отношение напряжённости поля, рассеянного малым (точечным) сферическим отражателем в направлении, обратном падающей волне, к напряжённости падающего поля, ρ и φ — полярные координаты в плоскости объекта. В работе [12] эта функция названа отражательной способностью, в работе [13] — комплексным коэффициентом рассеяния. Согласно [12, 14] распределение плотности потока энергии отражённого волнового фронта в точках расположения рассеивателей, формирующих объект, можно интерпретировать как радиоизображение объекта. Калибровка измерительной установки с целью определения константы \tilde{C} в уравнении (1) осуществляется по сферическим отражателям и описана в работе [16].

Если использовать приближение $R \gg \rho_{\max}$, где ρ_{\max} — наибольший размер объекта, то и $d(\rho, \varphi, \theta) \approx R + (\rho/R) \cos(\varphi - \theta)$, очевидно, выражение (1) является сопряжённым фурье-образом комплексной отражательной способности, которая представляет распределение первичного волнового фронта в точках расположения рассеивателей, формирующих объект [14].

Для восстановления отражательной способности объекта к измеренному рассеянному полю применяется интегральный оператор $\xi(f, \theta, \rho, \varphi)$. Он задаётся как фокусирующая (по аналогии с оптикой) функция, которая компенсирует затухание и фазу рассеяния сферической волны, отражённой от каждого точечного рассеивателя объекта с полярными координатами ρ и φ :

$$\xi(f, \theta, \rho, \varphi) = \exp[4\pi j d(\rho, \varphi, \theta)/\lambda] \frac{R^2 f}{G_E(\alpha = 0) G_R(\alpha = 0)}. \quad (2)$$

Особенности применения этого оператора рассмотрены в [15], а влияние конечной частотной полосы интегрирования $f_{\text{up}} - f_{\text{down}}$ на разрешающую способность алгоритма изучено методом математического моделирования в [16]. Таким образом, для получения отражательной способности

использовалось следующее приближение:

$$\psi(\rho, \varphi) \approx \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} E_S(f, \theta) \xi(f, \theta, \rho, \varphi) f df d\theta \approx \int_{f_{\text{down}}}^{f_{\text{up}}} \int_0^{2\pi} E_S(f, \theta) \xi(f, \theta, \rho, \varphi) f df d\theta. \quad (3)$$

Здесь применялась процедура инверсного апертурного синтеза — когерентное суммирование вкладов всех источников рассеяния по частотам и углам поворота.

Преобразование Фурье комплексной отражательной способности даёт частотно-угловое распределение $\sigma(f, \theta)$, квадрат модуля которого есть радиолокационная эффективная площадь обратного рассеяния [12]:

$$\text{RCS}(f, \theta) = |\sigma(f, \theta)|^2, \quad \sigma(f, \theta) = \exp\left(-\frac{4\pi j R}{\lambda}\right) \iint_{-\infty}^{+\infty} \psi(x, y) \exp[-4\pi j(x \cos \theta + y \sin \theta)/\lambda] dx dy, \quad (4)$$

где x, y — декартовы координаты в плоскости объекта.

В качестве испытуемой антенны (объекта изучения рассеяния излучения КВЧ диапазона) в работе использован пирамидальный рупор с размерами апертуры 64×42 мм и длиной 155 мм (см. рис. 2). Измерения проводились в H -плоскости на одной линейной поляризации, согласованной с модой H_{10} входа испытуемой антенны.

Согласованный выбор поляризации излучающей и приёмной антенн ортогонально H -плоскости симметрии исследуемого рупора позволил рассматривать его как секториальный. Нагрузка рупора в экспериментах менялась с помощью отрезка прямоугольного волновода с длиной 50 мм и открытым концом, короткозамкнутым или заполненным клиновидной поглощающей нагрузкой.

Как известно [17], поле, рассеянное антенной, можно представить в виде комбинации полей, называемых структурной и антенной составляющими. Краевая задача для определения структурной составляющей рассеянного антенной поля — это равенство нулю тангенциальной составляющей напряжённости электрического поля в отсчётной плоскости, проходящей через вход антенны. Структурная составляющая зависит от конструкции антенны и её частей, напрямую не участвующих в излучении, а также от окружения антенны. Например, так называемое модовое рассеяние рупорной антенны — составляющая структурного рассеяния, которая определяется возбуждением мод более высоких порядков, чем мода H_{10} волновода, присоединённого к входу антенны [18] с коэффициентом отражения Γ_{ant} . Антенная составляющая рассеяния связана с излучением токов на нагрузке приёмной антенны, которые возбуждают отражённую от нагрузки волну. Таким образом, для эффективной площади обратного рассеяния можно записать выражение [9]

$$\text{RCS}_{\text{ant}} = |\sqrt{\sigma_{\text{str}}} - (1 - \Gamma_{\text{ant}}) \sqrt{\sigma_{\text{ant}}} \exp(i\phi_{\text{rel}})|^2, \quad (5)$$

представляющее собой сумму комплексных составляющих поля рассеяния антенны — структурной (σ_{str}) и антенной (σ_{ant}). Оно позволяет интерпретировать результаты измерений сигналов обратного рассеяния. В данной работе структурная составляющая рассеянного поля — это поле,

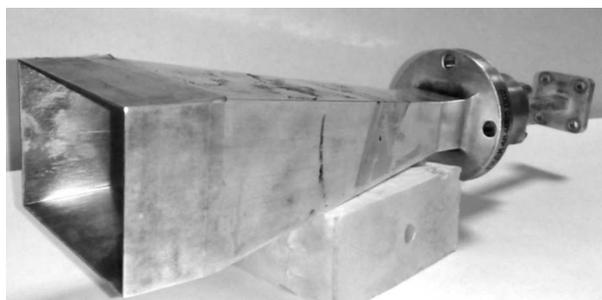


Рис. 2. Пирамидальный рупор 8-миллиметрового диапазона длин волн

рассеянное короткозамкнутой антенной. Деление поля рассеяния антенны на составляющие может быть выполнено и другими способами (см., например, [17]) и является всего лишь удобным методом анализа и интерпретации результатов [9]. В выражении (5) ϕ_{rel} — относительная фаза сигналов.

1. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Результаты экспериментальных работ представлены на рис. 3 в виде амплитудных и фазовых распределений отражательной способности (радиоизображений) в горизонтальной плоскости, на которых также показана масштабная проекция рупора и его окрестности. Как и следовало ожидать, амплитудные и фазовые радиоизображения рупора представляют собой не только совокупность линий, подобных границам сечения испытываемой антенны горизонтальной плоскостью, но и достаточно интенсивные локализованные области — эффективные центры рассеяния (по терминологии работы [19]), расположенные вне проводящих поверхностей антенны.

2. АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ И МОДЕЛИРОВАНИЕ РАССЕЙНИЯ

Для объяснения структуры изображений рупора выполнена процедура построения падающих, отражённых и преломлённых пучков лучей по законам геометрической оптики (процедура ray-tracing). В ней учитывались многократные рассеяния луча, вышедшего из апертуры излучающей антенны, при условии 1-, 3-, 5- и 7-кратных отражений внутри рупора и возвращения в точку испускания луча. На рис. 4 приведены соответствующие траектории рассеяния пучка внутри исследуемого рупора с раствором около 20° в H -плоскости под углами падения излучения антенн радара θ относительно оси рупора порядка 61° , 42° , 26° и 11° соответственно. Расстояние от антенн радара до рупора составляло 312 мм.

Используя методику эквивалентных синфазных апертур для изучения рассеянных антеннами полей [20], можно построить так называемые эквивалентные синфазные апертуры, расположенные перпендикулярно отражённым лучам в процедуре ray-tracing. Угловое положение эквивалентных апертур также хорошо совпадает с наблюдаемыми центрами рассеяния в распределении отражательной способности рупора. Таким образом, появление областей эффективного рассеяния вне объёма рупора соотносится с углами падения/отражения излучения на рупор при 1-, 3-, 5- и 7-кратном рассеянии луча на внутренних стенках рупора.

Возбуждение исследуемого рупора электромагнитной волной, падающей под углом к его оси, приводит к следующему. Эквивалентные источники, которые структурно связаны со стоячей волной внутри рупора [21], возникающей при возвращении луча в апертуру рупора (смежные лучи), формируют поля, отличные от формируемых при возбуждении основной моды H_{10} на входе антенны при распространении по направлению к апертуре рупора. Поля, отражающиеся в направлении апертуры рупора, приводят к увеличению структурной компоненты площади обратного рассеяния рупора. Этот факт отмечен и в работе [9].

Алгоритмическое объяснение появления рассеивающих центров вне физического объёма рупора связано с природой обрабатываемых с помощью алгоритма инверсного апертурного синтеза сигналов, сформированных при реальном многолучевом рассеянии полей. Согласно выполненной процедуре ray-tracing, на некотором ракурсе облучения рупора θ в приёмнике наблюдался суммарный сигнал, формируемый как обратным рассеянием от выбранного точечного рассеивателя на границе физического тела рупора, так и его многократным рассеянием от структуры рупора.

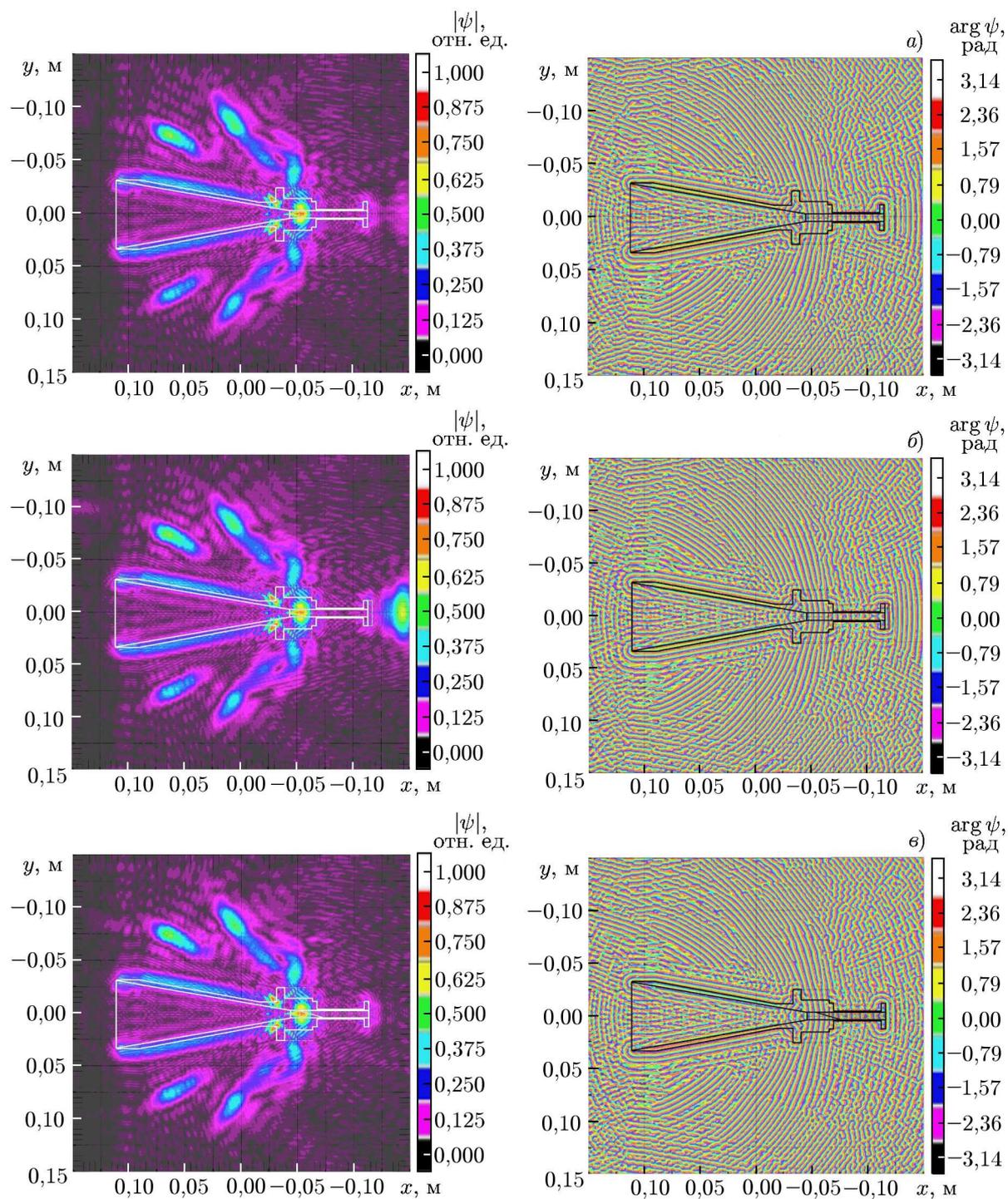


Рис. 3. Изображения отражательной способности пирамидальной рупорной антенны 8-миллиметрового диапазона длин волн, нагруженной на открытый конец волновода (а), короткозамкнутый конец волновода (б) и отрезок волновода с установленной в нём согласованной нагрузкой клиновидной формы (в). Слева показано распределение модуля отражательной способности, справа — её фазы

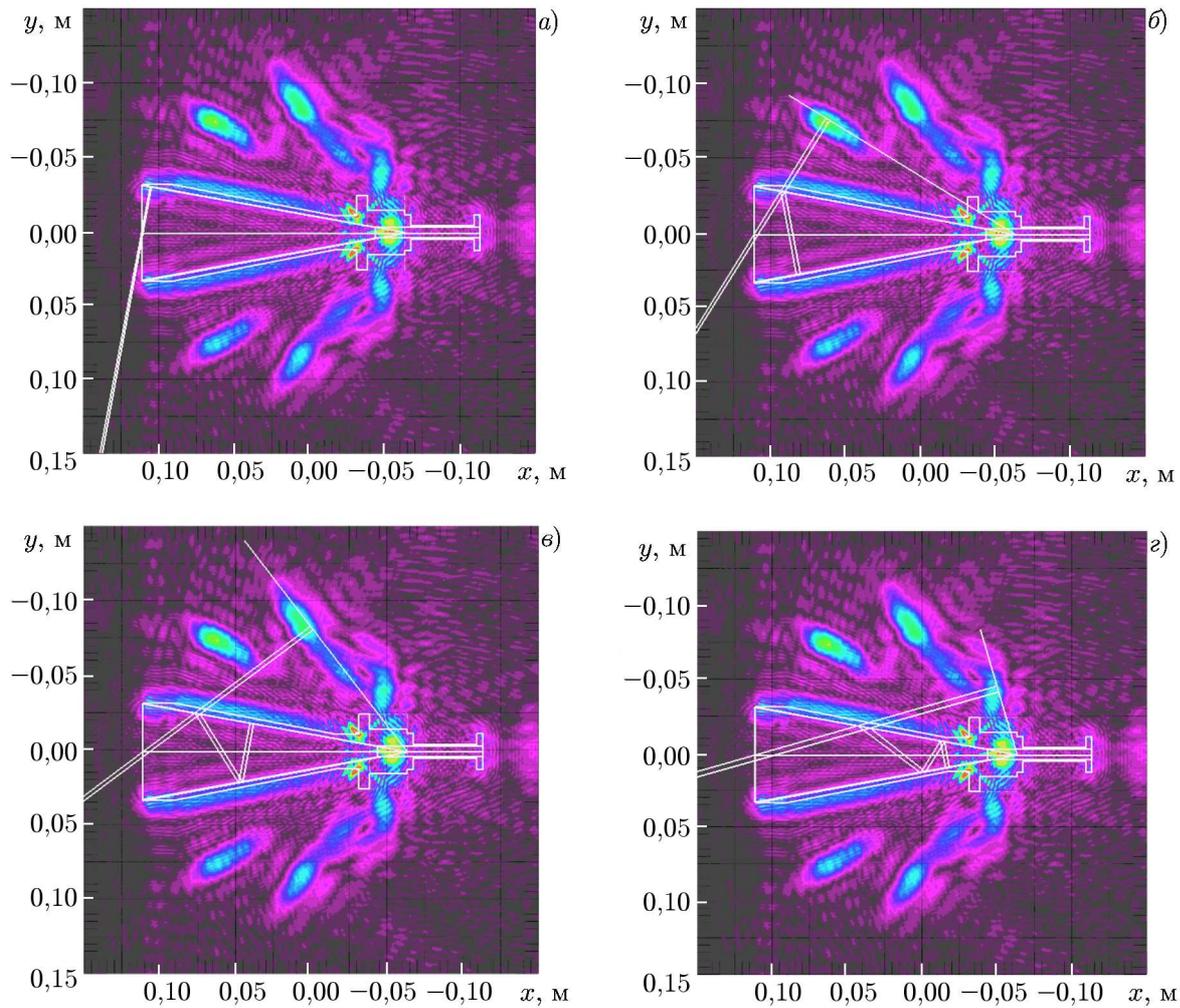


Рис. 4. Визуализация процедуры ray-tracing для 1-кратного (а), 3-кратного (б), 5-кратного (в) и 7-кратного (г) отражений луча, падающего на апертуру рупора под углами 79°, 58°, 37° и 16° к нормали соответственно. Цветовая шкала соответствует левому столбцу на рис. 3

Фокусировка в процедуре обработки первой составляющей суммарного сигнала даёт некоторое значение отражательной способности, определяемой токами на металлической поверхности исследуемого рупора (ребре) [22]. Фокусировки структурной составляющей, выполняемой по алгоритму (2) как компенсации только однократного (туда-обратно) фазового набегу падающего луча и интегрирования в полосе частот, не происходит. При этом мощность отражённого сигнала многократного рассеяния от внутренних стенок рупора распределяется во всей полосе частот измерений. Нетрудно показать, что после обработки сигнал в этом случае обратно пропорционален полосе частот Δf и разности хода луча Δr , которую он приобретает в процессе распространения по рупору, т. е. появляется второй член в интегрированном по частоте сигнале. Он описывается интегралом вида

$$\int_{f_{\text{down}}}^{f_{\text{up}}} \exp\left(-j \frac{4\pi f \Delta r}{c}\right) \left(\frac{r_1}{r_1 + \Delta r}\right)^2 f df,$$

где r_1 — расстояние от фазового центра зондовой антенны до точки фокусировки, расположенной

на металлической поверхности исследуемого рупора, c — скорость света в вакууме.

Отношение максимальной амплитуды структурного рассеяния, вызванного многократным переотражением луча внутри рупора, к амплитуде прямого однократного отражения пропорционально $c/(4\pi \Delta r \Delta f)$. Эта величина для условий проведённого эксперимента составила значение порядка -20 дБ. Соответственно, чем больше полоса, тем меньше суммарный вклад комплексных составляющих сигналов на разных частотах в полосе интегрирования (см. выражение (3)) в фиксированной точке плоскости изображения и тем меньше влияние многократных отражений.

Результат обработки изменяется, когда сигнал структурного рассеяния фокусируется при выбранном угле поворота θ рупора на точку наблюдаемого рассеивающего центра вне тела рупора, расстояние до которой равно $r_1 + \Delta r$. Оператор фокусировки, скомпенсировав фазу для сигнала структурного рассеяния, даёт значительный отклик в сигнале обработки. Тем самым получаем интенсивный рассеивающий центр в окрестности, которая определяется дифракционными явлениями рассеяния на внутренних поверхностях плоскостей, составляющих стенки рупора, хотя реального источника рассеяния там нет.

Распределение отражательной способности исследуемого рупора в случае клиновидной согласованной нагрузки и нагрузки в виде открытого конца («холостой ход») прямоугольного волновода практически не отличаются (см. рис. 3а и в). Этот результат связан с сопоставимостью средних по частотному диапазону значений коэффициента стоячей волны (по напряжению) нагрузки и излучателя в виде открытого входа волновода. Для всех случаев (согласованная нагрузка, короткое замыкание и «холостой ход») основная интенсивность обратного рассеяния, представленного центром рассеяния в горловине рупора (см. радиоизображения на рис. 3а и в), формируется при падении волны облучения со стороны апертуры рупора.

На рис. 3б хорошо видно, что обратное рассеяние рупора, нагруженного отрезком волновода с короткозамкнутым концом, при падении волны со стороны апертуры также определяется и пластиной, замыкающей волновод. Изображение рассеивающего центра расположено вне пластины короткозамыкателя, что объясняется алгоритмом модели восстановления радиоизображения, в котором не принимается во внимание отличие фазовых скоростей распространения волны в отрезке волновода и в свободном пространстве (см. формулу (1)). Согласно формуле (5), наблюдаемый центр рассеяния справа от короткозамкнутого отрезка волновода является источником антенной составляющей рассеянного поля.

Интенсивные эффективные источники рассеяния падающих на рупор волн наблюдаются и в местах сопряжения присоединительных фланцев рупора с его стенками, которые играют роль радиолокационного уголкового отражателя. В этих точках радиус кривизны отражающей поверхности очень мал по сравнению с длиной волны облучения и принцип высокочастотного приближения для описания рассеянного поля нарушается [23].

Если рупор, нагруженный на отрезок волновода с открытым концом, укрыть снаружи радиопоглощающим материалом, то изображение полностью лишается контура внешних стенок рупора за исключением центров рассеяния, расположенных на рёбрах его апертуры (см. рис. 5а). Источники, формируемые отражениями от внешних фланцев рупора, также исчезают. Центры рассеяния, расположенные вне тела рупора, как и для неукрытого рупора на рис. 3, остаются неизменными (см. рис. 5а). На изображении отражательной способности рупора с закрытой радиопоглощающим материалом апертурой (см. рис. 5б) нет центров рассеяния, расположенных вне стенок рупора, что указывает на то, что формирование этих центров осуществляется модовым структурным рассеянием исследуемого рупора.

Приведём также результаты сравнения интенсивностей полей обратного рассеяния рупором в ближней зоне, измеренных на установке, а также полей, восстановленных из радиоизображения (отражательной способности) с помощью алгоритма по формуле (1). Сравнение выполнено для

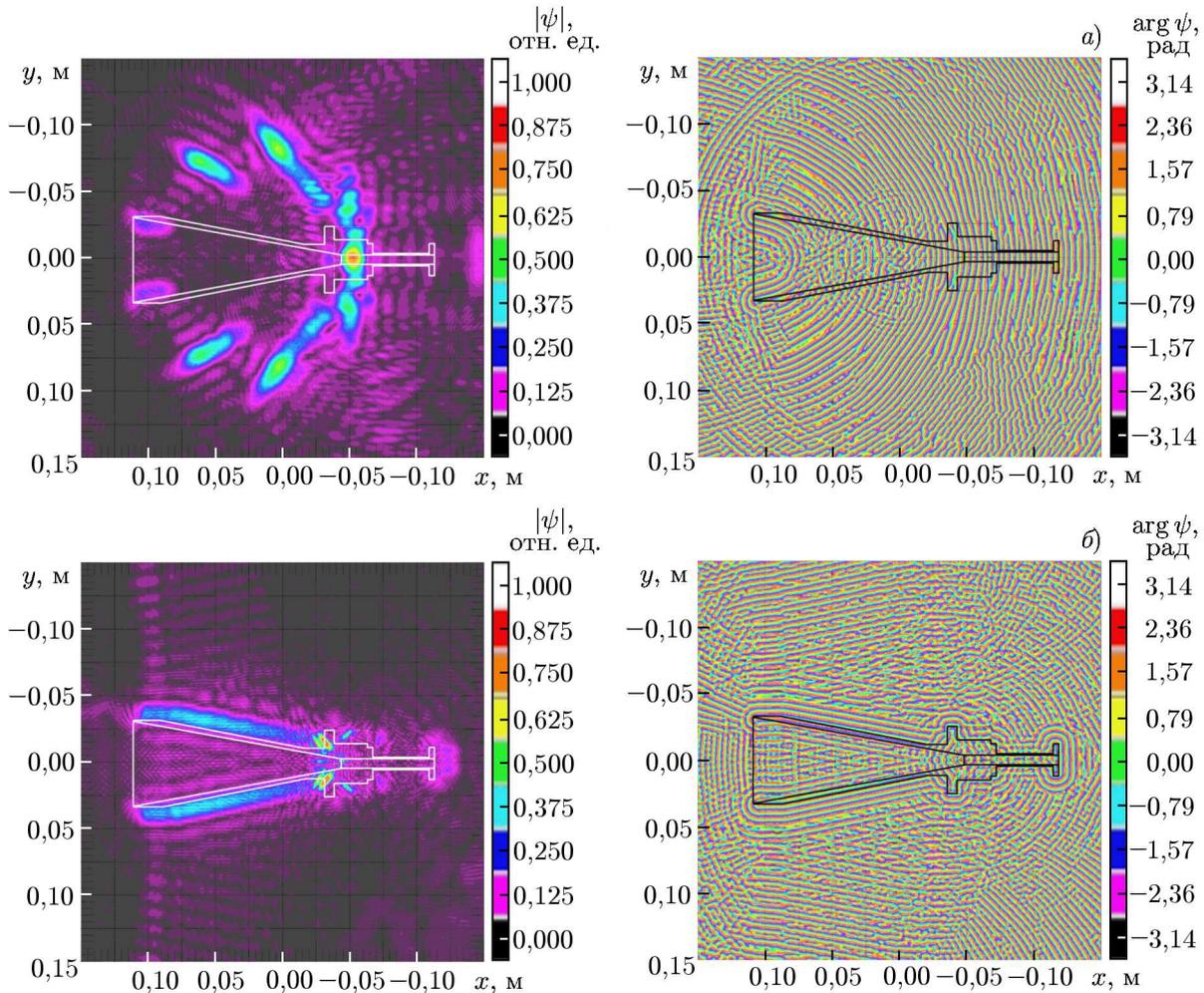


Рис. 5. Распределение отражательной способности пирамидальной рупорной антенны, укрытой снаружи радиопоглощающим материалом (а), и с апертурой, укрытой радиопоглощающим материалом (б)

частоты 30 ГГц в диапазоне углов $\pm 180^\circ$. Фрагмент соответствующих угловых распределений приведён на рис. 6.

Анализировать идентичность диаграмм по абсолютной норме в широком диапазоне углов затруднительно, поэтому в качестве численной оценки сходства угловых распределений используется коэффициент корреляции амплитуд [24], измеренных в эксперименте и восстановленных из полученного распределения отражательной способности по выражению (3) в диапазоне углов $\pm 180^\circ$. Для данного примера он равен 0,78. Если исключить (отфильтровать) из радиоизображения центры рассеяния, расположенные вне стенок рупора и обусловленные модовым рассеянием, и сравнить измеренное и восстановленное (по фильтрованному изображению) поля, то коэффициент корреляции в том же диапазоне углов снизится до 0,55.

Этот результат подтверждает высказанное ранее утверждение, что в формировании полей рассеяния рупора большое значение играет его структурное рассеяние. Получаемые в радиоизображениях в результате обработки эффективные источники рассеяния вне физического объекта можно рассматривать в качестве наглядных формирователей полей рассеяния объектов со сложной геометрической формой [18].

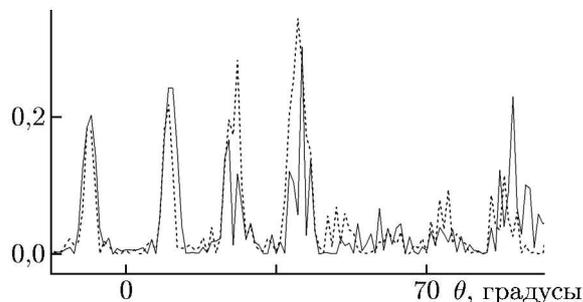


Рис. 6. Сравнение измеренного (сплошная линия) и восстановленного из радиоизображения (штриховая линия) полей (выражены в относительных единицах) обратного рассеяния пирамидального рупора на частоте 30 ГГц

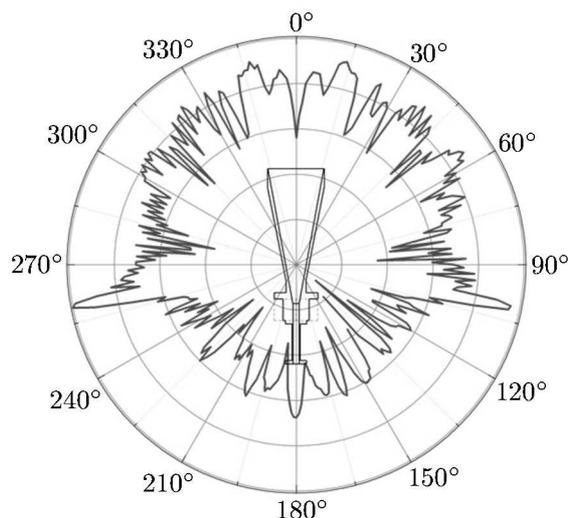


Рис. 7. Диаграмма обратного рассеяния, полученная методом инверсного апертурного синтеза

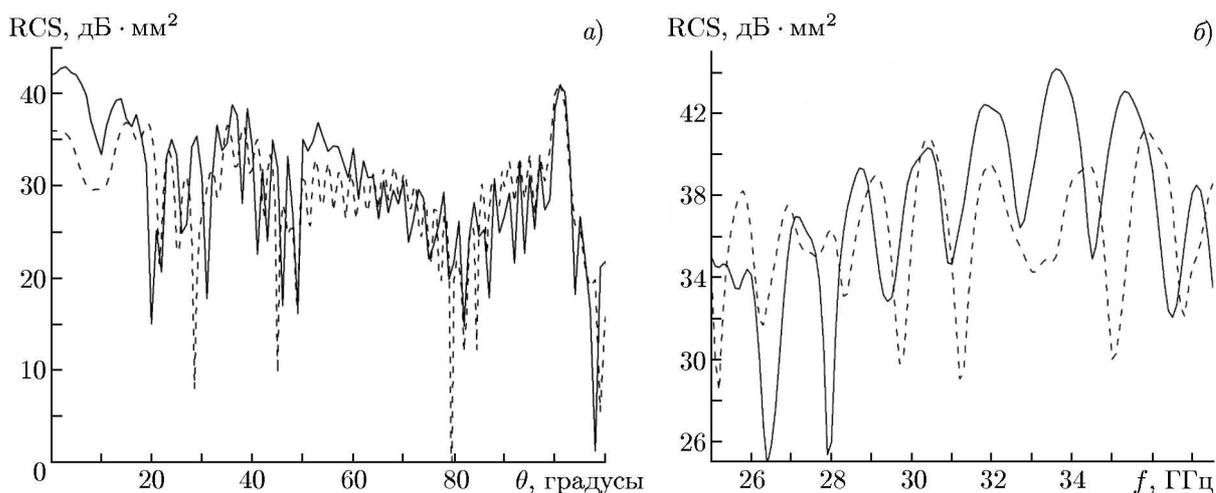


Рис. 8. Рассчитанные (штриховые линии) и измеренные (сплошные линии) моностатические эффективные площади обратного рассеяния пирамидальной рупорной антенны

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ

На рис. 7 приведена диаграмма обратного рассеяния исследуемого рупора на частоте 30 ГГц, полученная по формуле (4) из отражательной способности. Наблюдаются интенсивные лепестки в угловом секторе окрестности рёбер апертуры рупора и в направлениях по нормальям к его стенкам.

На рис. 8а показаны результаты расчёта моностатической дифференциальной эффективной площади обратного рассеяния исследуемой рупорной антенны с короткозамыкателем на частоте 30 ГГц методом конечных интегралов во временной области, реализованного в программе «CST

MS» [25], а также экспериментальная эффективная площадь обратного рассеяния, рассчитанная по результатам восстановления радиоизображения рупора методом инверсного апертурного синтеза. На рисунке видно хорошее качественное и количественное совпадение угловых зависимостей рассчитанной и экспериментально полученной эффективной площади обратного рассеяния. Наибольшие отклонения (до 7 дБ) наблюдаются в области направлений, близких к нормали к апертуре антенны, что объясняется сильной частотной зависимостью эффективной площади обратного рассеяния (см. рис. 8б). На рис. 8б приведены частотные зависимости моностатической эффективной площади обратного рассеяния в направлении нормали к апертуре антенны, полученные методом инверсного апертурного синтеза и рассчитанные с помощью программы «CST MS» [25]. Наблюдаемые смещения частотных зависимостей эффективной площади обратного рассеяния объясняются как неполным соответствием рассчитываемой модели реальной конструкции, так и влиянием неучитываемых при моделировании элементов опорно-поворотного устройства экспериментальной установки.

ВЫВОДЫ

В результате измерения рассеянных полей апертурных антенн (рупоров) в их ближней зоне и получения их радиоизображений методом инверсного апертурного синтеза наглядно выявляются источники рассеяния. Это позволяет использовать полученную информацию для оценки влияния структурного рассеяния в антенных измерительных установках, учёта взаимодействия антенны с её обтекателем и для решения ряда других прикладных задач, где важны характеристики рассеяния антенн.

Использование метода инверсного апертурного синтеза для исследования рассеивающих свойств широкополосных апертурных антенн типа рупоров с прямоугольным сечением апертуры предоставляет дополнительные возможности экспериментальной интерпретации источников рассеяния. Метод позволил выделить источники модового структурного рассеяния в изображении отражательной способности пирамидальной рупорной антенны. Использованный алгоритм обработки предназначен для квазиплоских объектов, но, очевидно, может использоваться и для трёхмерных объектов [26], обладающих двумя осями симметрии. Метод обладает наглядностью и простотой реализации. В перспективе с помощью автоматизированной системы для измерений рассеяния объектов в их ближней зоне методом инверсного апертурного синтеза планируется исследование рассеивающих свойств распространённых типов антенн: микрополосковых, печатных и антенных решёток.

Авторы выражают благодарность А. В. Кашину и глубокую признательность М. И. Дудкину и А. Е. Шулындину за помощь и обсуждение при проведении экспериментов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бененсон Л. С., Фельд Я. Н. // Радиотехника и электроника. 1988. Т. 33, № 2. С. 225.
2. Slater D. Near-field antenna measurements. Norwood: Artech House Inc., 1991. P. 36.
3. Kerns D. M. Plane-wave scattering-matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions. Boulder: National Bureau of Standards, 1981. P. 162.
4. Yaghjian A. D. // IEEE Trans. Antennas Propag. 1982. V. 30, No. 1. P. 113.
5. Stubenrauch C. F., Francis M. H. // IEEE Trans. Antennas Propag. 1986. V. 34, No. 7. P. 952.
6. Lee J. J., Ferren E. M., Woollen D. P., Lee K. M. // IEEE Trans. Antennas Propag. 1988. V. 36, No. 6. P. 884.

7. Белов Ю. И., Варенцов Е. Л., Илларионов И. А. // Антенны. 2009. № 12 (151). С. 18.
8. Машковцев Б. М., Цибизов К. Н., Емелин Б. Ф. Теория волноводов. М.: Наука, 1966. С. 276.
9. Knott E. F., Shaeffer J. F., Tullog M. T. Radar cross sections. Raleigh: SciTech Publishing, 2004. P. 611.
10. Ling H., Chou R.-C., Lee S.-W. // IEEE Trans. Antennas Propag. 1989. V. 37, No. 2. P. 194.
11. Zhao K., Rawat V., Lee J.-F. // IEEE Trans. Antennas Propag. 2008. V. 56, No. 8. P. 2211.
12. Broquetas A., Palau J., Jofre L., Cardama A. // IEEE Trans. Antennas Propag. 1998. V. 46, No. 5. P. 730.
13. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. // Радиовидение. М.: Радиотехника, 2005. С. 337.
14. Хармут Х. Теория секвентного анализа, основы и применения. М.: Мир, 1980. С. 21.
15. Коротков В. С., Турчин В. И. // Радиотехника и электроника. 1981. Т. 26, № 5. С. 903.
16. Белов Ю. И., Варенцов Е. Л., Дудкин М. И. и др. // Антенны. 2016. № 1. С. 85.
17. Hansen R. C. // Proc. IEEE. 1989. V. 77, No. 5. P. 659.
18. Migdley D. // Electron. Commun. Engineering. 1961. V. 42. P. 645.
19. Bhalla R., Ling H. // IEEE Trans. Antennas Propag. 1996. V. 44, No. 11. P. 1445.
20. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели. М.: Советское радио, 1975. С. 248.
21. Неганов В. А., Осипов О. В., Раевский С. Б., Яровой Г. П. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Радио и связь, 2005. С. 403.
22. Антенны сантиметровых волн / под ред. Я. Н. Фельда. М.: Советское радио, 1950. Т. 1. С. 134.
23. Уфимцев П. Я. Основы физической теории дифракции. М.: Бином, 2009. С. 106.
24. Lamensdorf D., Susman L. // IEEE Antenna Propag. Magazine. 1994. V. 36, No. 1. P. 20.
25. www.cst.com.
26. Cafforio C., Prati C., Rocca E. // IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems. 1991. V. 27, No. 2. P. 194.

Поступила в редакцию 6 октября 2017 г.; принята в печать 31 января 2018 г.

EXPERIMENTAL INVESTIGATIONS OF SCATTERING PROPERTIES OF SHF- AND EHF-RANGE HORN ANTENNAS USING THE INVERSE APERTURE SYNTHESIS METHOD

Yu. I. Belov, E. L. Varentsov, and I. A. Illarionov

We use the method of two-dimensional inverse aperture synthesis to study experimentally the radio images formed by horn antennas operating in the super-high-frequency (SHF) and extremely-high-frequency (EHF) ranges. The radio images, which have a resolution of the order of the wavelength corresponding to the center of the operating frequency range of the studied horns, allow describing visually the mechanisms of their structural scattering and estimating their contributions to radio images numerically.