

## Амплитудно-фазовые распределения полей рассеяния облучателей зеркальных антенн

© Ю. И. Белов

НИРФИ ННГУ им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

### Реферат

С целью изучения структуры полей рассеяния облучателей зеркальных антенн и антенных решеток в их ближней зоне, определяющих диаграммы направленности и рассеяния антенн, проведены эксперименты с пирамидальным рупором миллиметрового диапазона, широкополосным ребристым рупором сантиметрового диапазона и узкополосной антенной решеткой дециметрового диапазона длин волн.

В эксперименте на плоскости, параллельной апертуре исследованных антенн, с помощью векторных анализаторов цепей измерялись комплексные S-параметры на их входах при сканировании антенной-зондом плоскости вблизи апертуры исследуемой антенны в ее ближней зоне на разных расстояниях между антеннами.

Выявлена структура амплитудно-фазовых распределений антенн, их зависимость от положения зонда и коэффициента отражения его входа; предложены методы калибровки измерений, методики учета влияния окружающей среды вокруг канала связи «исследуемая антенна и антенна-зонд». Результаты работы могут быть также использованы для повышения точности калибровки радиоастрономических антенн.

**Ключевые слова:** ближняя зона антенн, поля рассеяния антенн, планарные векторные измерения S-параметров антенн.

*Контакты для связи:* Белов Юрий Иванович ([belov@nirfi.unn.ru](mailto:belov@nirfi.unn.ru)).

**Для цитирования:** Белов Ю. В. Амплитудно-фазовые распределения полей рассеяния облучателей зеркальных антенн // Труды ИПА РАН. 2023. Вып. 64. С. 15–23.

<https://doi.org/10.32876/AplAstron.64.15-23>

## Amplitude-Phase Distributions of Scattering Fields of Antennas-Reflectors Feeds

Yu. I. Belov

Radio Physics Research Institute of Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod,  
Nizhny Novgorod, Russia

### Abstract

In order to study the structure of the scattering fields of the feeds of antennas reflectors and antenna arrays in their near zone, determining their radiation and scattering patterns, experiments were carried out with a pyramidal horn of the mm band, a broadband ridged horn of the cm band and a narrow-band antenna array of the dm wavelength range.

In the experiment, using vector circuit analyzers on a plane parallel to the aperture of the studied antennas, complex S-parameters were measured at the antennas inputs when the antenna probe scanned the plane near the aperture of the antenna under study in its near zone at different distances between them.

The structure of the amplitude-phase distributions of antennas, their dependence on the position of the probe and the reflection coefficient of its inputs are revealed; methods of calibration of measurements, methods of accounting for the influence of the environment around the communication channel — “the antenna under study and the antenna-probe” are proposed. The results of the work can be used also to improve the accuracy of calibration of radio astronomical antennas.

**Keywords:** near-fields of antennas, scattering fields of antennas, planar vector network S-parameters of antennas.

*Contacts:* Yury I. Belov ([belov@nirfi.unn.ru](mailto:belov@nirfi.unn.ru)).

**For citation:** Belov Yu. I. Amplitude-phase distributions of scattering fields of antennas-reflectors feeds // Transactions of IAA RAS. 2023. Vol. 64. P. 15–23.

<https://doi.org/10.32876/AplAstron.64.15-23>

## Введение

Проблема измерений полей рассеяния объектов в их ближней зоне (традиционно оцениваемое расстояние дальней зоны как  $R_{ff} \geq \frac{2D_{\max}^2}{\lambda}$ ) рассматривается в ряде работ, прежде всего связанных с радиолокацией различных объектов, имеющих значительные размеры. Безэховых камер для таких объектов зачастую просто не существует или они недоступны (Broquetas et al., 1998; Watanabe, Yamada, 2022). Свои особенности имеет проблема измерения диаграмм рассеяния электромагнитных волн (ЭМВ), падающих на приемные антенны. Она заключается в том, что рассеяние любой антенны определяется двумя факторами: первый из них — излучение в пространство рассеяния наведенных токов, текущих по поверхности приемной антенны, второй — переизлучение тока, текущего в нагрузке приемной антенны (Hansen, 1989; Белов и др., 2021). Вклад рассеяния ЭМВ от антенн, расположенных на объектах, может быть весьма значительным и определять эффективный поперечник рассеяния (ЭПР) объекта (Durante et al., 2007).

Радиоастрономия имеет дело с приемными антеннами и высокочувствительными приемниками радиоизлучения в широкой полосе — радиометрами, спектрометрами. Радиоастрономические антенны, как правило, имеют большие физические размеры, следовательно, оценки рассеяния ЭМВ, падающих на них, осуществляются расчетными методами геометрической или физической оптики, или косвенными методами измерений. При этом оценки влияния рассеяния ЭМВ на конструкциях антенн радиотелескопов определяются в терминах приращений антенной температуры радиотелескопа (антенна + радиометр (спектрометр)), т. е. в единицах измеряемых радиотелескопом величин (Зотов, 2022, С. 61–62).

Появление современных векторных анализаторов цепей (ВАЦ) (Heibel, 2008) и различных вычислительных пакетов электромагнитного моделирования в арсенале разработчиков антенн позволило рассмотреть проблему взаимодействия излучающей и приемной (пассивной) антенн в мм–дм диапазонах радиоволн более эффективно и подробно.

Фактически канала связи, соответствующего схемам современных измерительных установок для исследования характеристик антенн в их ближней зоне, в радиоастрономии нет, но зато присутствует зачастую сложная система облучения рефлектора, большого волнового размера, которая может состоять из нескольких дополнительных зеркал — отражателей и контррефлекторов (Есепкина и др., 1973) также больших волновых размеров.

Полноволновое математическое моделирование для оценки взаимодействия между разными антеннами имеет значительное преимущество в плане точности по сравнению с другими вычислительными методами. Однако даже его использование становится затруднительным при выполнении большого количества исследований для всех возможных геометрий размещения структур, составляющих антенны, т. к. громоздкие расчеты должны повторяться для каждой ориентации и взаимного смещения элементов. При этом, когда рассматривается взаимодействие ЭМВ, падающих на соседние антенны с подключенным к ним приемником или с нагрузкой в виде «холостого хода», определяемое далее структурное рассеяние все равно участвует в формировании рассеяния всей антенной системы.

Экспериментальным методам оценки полей рассеяния радиоастрономических антенн в их ближней зоне, а точнее облучателей и их контррефлекторов, посвящена данная работа.

## 1. Взаимодействие облучателя и рефлектора в зеркальных антеннах

Хорошо известно, (Цейтлин, 1976, С. 91–94), что вследствие взаимодействия облучателя зеркальной антенны и ее рефлектора можно наблюдать эффект модуляции (т. н. «фокального пятна») при смещении апертуры облучателя из положения расчетного фокуса параболоида вдоль нормали к параболоиду или при изменении частоты излучения.

Характер искажения фокального пятна зависит от изменения параметра  $A = \frac{2\sigma}{\lambda f} |\Gamma_n|$ , где  $\sigma$  — ЭПР облучателя круглой апертуры параболического рефлектора;  $f$ ,  $\lambda$  — фокусное расстояние параболоида и длина волны; индекс  $n$  — нормаль к поверхности параболоида.

Рассматривая облучатель зеркальной антенны как *передающую* антенну, в силу теоремы об эквивалентности свойств передающей и приемной антенн (Collin, 1985, Р. 294–299), допустимо считать рефлектор (контррефлектор) дифракционным объектом в дальней зоне облучателя. При этом, как следует из определения дальней зоны объекта *рассеяния* (Kouyoumjian et al., 1965), *излучающая антенна (облучатель) находится в ближней зоне рассеивателя*. Данное обстоятельство вызывает хорошо заметные эффекты рассеяния в виде изменения сигнала в тракте облучателя при изменении его положения в фокусе рефлектора (контррефлектора).

Рассеяние рефлектора, формируемое облучателем зеркальной антенны, рассматривается (Silver, 1985) в его соединении с линией передачи и имеет ясный физический смысл. При этом основной идеей этого анализа является тезис, что

взаимодействие между облучателем и полем распределения токов на рефлекторе возбуждает «отраженную» волну в линии передачи, соединяющей облучатель с приемником, а следовательно, рассогласование импеданса со стороны линии питания.

Поле рефлектора при этом представляется как суперпозиция сферических малых локальных волн — вейвлетов (wavelets) (Добени, 2001), возникающих при отражении от каждого элемента поверхности рефлектора  $dS_i$ . А общая отраженная волна в передающей линии — как сумма компонентов-волн, возникающих из-за взаимодействия между облучателем и каждым отдельным вейвлетом рефлектора.

Токовый элемент на рефлекторе  $\mathbf{K}_i dS_i$  ( $\mathbf{K}$  — плотность тока) рассматривается в виде дипольного источника. Взаимодействие между одним из вейвлетов и облучателем вычисляется из предположения, что расстояние между рефлектором и его облучателем так велико, что поле вейвлета можно рассматривать как плоскую волну на всей эффективной поверхности облучателя. То есть такое предположение соответствует условию, что *весь рефлектор находится в дальней зоне системы облучателя*. В этом главное отличие условий экспериментов, проведенных нами для исследования взаимодействия излучателя, находящегося в ближней зоне приемной антенны, а также для калибровки сигналов в приемной антенне.

В приближении коротких волн (Ваганов, Каценеленбаум, 1982), считается, что существенный вклад на входе облучателя дает только небольшая окрестность точки стационарной фазы на рефлекторе, фактически при его вершине. При этом предполагается, что облучатель точечный.

Тогда напряжение отраженной волны, сформированной в линии передачи в некотором ее сечении, равно (Silver, 1985, P. 155–158):

$$dV_r = \left(\frac{dP_r}{\alpha}\right)^{1/2} \exp[-jk(2\rho + \delta)] = \left[\frac{\lambda^2}{8\pi\alpha} \left(\frac{\varepsilon}{\mu}\right)^{1/2} G_f(\theta, \phi)\right]^{1/2} dE_r \exp[-jk(2\rho + \delta)], \quad (1)$$

где  $\alpha$  — коэффициент пропорциональности между квадратом модуля напряжения в линии передачи и распределением поля в ее сечении (он характеризует передачу общей мощности через это сечение с учетом импеданса линии);  $G_f(\theta, \phi)$  — угловое распределение усиления (диаграмма) облучателя;  $\rho, \theta, \phi$  — аргументы сферической системы координат с центром в фазовом центре облучателя;  $\delta$  — фазовый член.

Если  $G_n$  есть усиление облучателя в направлении нормали падения,  $\rho_n \approx f$  — расстояние от облучателя до рефлектора, а  $R_\xi, R_\eta$  — главные радиусы кривизны рефлектора в точке стационарной фазы, то выражение для  $\Gamma_n$  — комплексного

коэффициента отражения ЭМВ от рефлектора в направлении нормали падения (Silver, 1985, P. 155–158) — выглядит как

$$\Gamma_n \approx \frac{G_n \lambda}{8\pi\rho_n} \left[ \frac{R_\xi R_\eta}{(R_\xi + \rho_n)(R_\eta + \rho_n)} \right]^{1/2} \exp[-j(2k\rho_n + \delta')], \quad (2)$$

где  $\delta'$  определяется положением облучателя и выбором в нем опорного сечения.

Данное выражение, в принципе, и описывает эффект фокального пятна в параболическом рефлекторе (Цейтлин, 1976, С. 91–94).

В компонентах поляризации при этом учитывается только составляющая, совпадающая с поляризацией облучателя, и, следовательно, коэффициент наклона поляризации входит в выражение для взаимодействия с облучателем.

## 2. Влияние взаимодействия облучателя и рефлектора как рассеивателя в зеркальных антеннах на характеристики их направленности

Дальнейшее развитие (для некоторой условной апертурной антенны) с позиций экспериментального исследования проблемы рассеяния можно найти, например, в работах (Apple-Hansen, 1989; Lambert et al., 1990). Когда на приемную антенну падает ЭМВ, на ее физической структуре генерируется распределение тока, которое вызывает два эффекта.

Первый эффект: распределение тока, созданное падающей волной, излучает. Мощность излучения отнесем к рассеянной мощности  $P_s$ . Она распределена некоторым образом в пространстве, и антенну (для радиотелескопа — рефлектор + облучатель) можно рассматривать как рассеивающий объект с ЭПР  $\sigma_s$ . Соответствующая интенсивность поля рассеяния пропорциональна величине  $\sqrt{\sigma_s} \exp\{j\phi_s\}$ , где ее фаза отнесена к произвольно выбранной опорной плоскости.

Второй эффект: созданное распределение тока формирует напряжение, генерируемое на разьемах импеданса нагрузки (вход приемника), и приводит к возникновению рассеянной мощности  $P_r$ .

Если нагрузку заменить короткозамквателем (КЗ) в линии на входе антенны, тогда мощность  $P_r$ , которая распространяется вдоль линии передачи по направлению к КЗ, отражается обратно к антенне и «переизлучается»<sup>1</sup> в пространство. Значит, для короткозамкнутой антенны мощностью  $P_r$  будем считать переизлученную мощность. Кроме того, короткозамкнутая антенна, излучая, одновре-

<sup>1</sup>Мы использовали знак кавычек потому, что разделить в регистрируемом сигнале два его источника — непростая задача, и часто она является целью изучения. В дальнейшем этот знак опускаем.

менно является и рассеивателем той же мощности  $P_s$ , как если бы она подавалась в нагрузку антенны  $Z_L$ .

Для описания интерференции между рассеянной и переизлученной компонентами обычно вводят величину ЭПР  $\sigma_r$ , который связан с  $P_r$ . Это ЭПР, который бы имела короткозамкнутая антенна в случае, когда существовала бы только мощность  $P_r$ . Интенсивность поля, соответствующая мощности  $P_r$ , пропорциональна величине  $\sqrt{\sigma_r} \exp\{j\phi_r\}$ , поглощаемой в нагрузке антенны.

Из такого представления ясно, что общее рассеянное поле есть сумма двух компонентов: один из которых пропорционален величине  $\sqrt{\sigma_s} \exp\{j\phi_s\}$ , а другой — величине  $\sqrt{\sigma_r} \exp\{j\phi_r\}$ . Параметры  $\sigma_s$ ,  $\sigma_r$ ,  $\phi_s$ ,  $\phi_r$  зависят еще от направления падения волны, в котором они рассматриваются, то есть, по сути, определяют матрицу рассеяния.

Как принято выше, рассеянная мощность имеет одинаковое пространственное распределение в обоих случаях: как для согласованной, так и для КЗ антенны, т. е. когда нагрузка антенны  $Z_L$  заменена на КЗ, так как распределение тока, которое вызывает рассеяние, не изменяется. Это условие подробно рассмотрено в работе (Hansen, 1989), где показано, что многоэлементная матрица рассеяния (включающая поляризационные эффекты), введенная в работе, не зависит от нагрузки антенны.

При этом требуется, чтобы в реальных экспериментах и нагрузка, и короткозамыкатель имели такие разъемы, чтобы в волноводных компонентах (если они используются) распространялась бы одна и та же мода (Белов и др., 2018).

В работах (Apple-Hansen, 1979; Lambert et al., 1990) выведено простое соотношение, которое является основанием для процедур измерения характеристик направленности антенн по результатам измерения характеристик рассеяния антенн.

Предположим, что плоская волна падает с произвольного направления на антенну и плотность потока мощности на антенне равна  $S_i$ . Когда приемная антенна короткозамкнута, мощность из ее нагрузки переизлучается в соответствии с характеристиками этой антенны в режиме передачи. На расстоянии  $R$  в направлении, противоположном вектору падения, доля плотности потока переизлученной мощности плоской волны на:  $S_r/S_i = A_e G / (4\pi R^2)$ , где  $G$  — усиление антенны в рассматриваемом направлении;  $A_e$  — эффективная площадь антенны для этого направления.

Отсюда поперечник (площадь) сечения обратного рассеяния антенны  $\sigma_r$ , по его формальному определению (то есть  $\sigma_r = A_e G$ ), связан с переизлученной мощностью соотношением

$$G = \sqrt{4\pi\sigma_r/\lambda^2}. \quad (3)$$

Приведенное выше выражение (1) также позволяет пояснить возникновение многократных отражений между и короткозамыкателем в тракте облучателя и рефлектором. Спектр многократных отражений можно использовать в целях измерения распределения КУ (функции направления) зеркальной антенны (Lambert et al., 1990).

Следует отметить, что относительный вклад составляющих членов ряда, кроме первого, для зеркальной антенны типа схемы Кассегрена невелик. Рассеяние полей структурой антенн можно измерять прямыми методами, используя эталонный рассеивающий объект (проводящую сферу или диск) с согласованной нагрузкой на облучателе.

### 3. Экспериментальные амплитудно-фазовые распределения полей антенных рупоров миллиметрового и сантиметрового диапазонов

С целью экспериментального изучения влияния реактивных мод (Mikki, Antar, 2011), присутствующих в ближней зоне сторонних токов, в каналах связи (излучающая и приемная антенна) нами были выполнены измерения полей рассеяния антенн рупорного типа вблизи их апертур. Такие антенны часто используются в качестве облучателей зеркальных антенн в мм-, см- и дм-диапазонах длин волн. Анализ процессов взаимодействия излучающей и приемной антенн производился на основе метода разложения электромагнитных полей в ближней зоне рупоров по плоским волнам (Kerns, 1981), (Белов и др., 2021). Блок-схема измерительной установки приведена на рис. 1. Обе антенны для анализа считаются расположенными в условном бесконечном проводящем волноводе (обозначен двумя горизонтальными линиями).

Планарное сканирование антенной-зондом в установках измерения характеристик антенн в ближней зоне изменяет вклад падающих  $\mathbf{a}_n = \mathbf{a}_1(\mathbf{k}_n), \mathbf{a}'_2(\mathbf{k}_n)$  и рассеянных (излученных) мод  $\mathbf{b}_n = \mathbf{b}_1(\mathbf{k}_n), \mathbf{b}'_2(\mathbf{k}_n)$  в измеряемые с помощью ВАЦ S-параметры (Heibel, 2008):  $s_{11}(\vec{\mathbf{P}})$ ,  $s_{21}(\vec{\mathbf{P}})$ ,  $s_{22}(\vec{\mathbf{P}})$  при изменении взаимной ориентации исследуемой

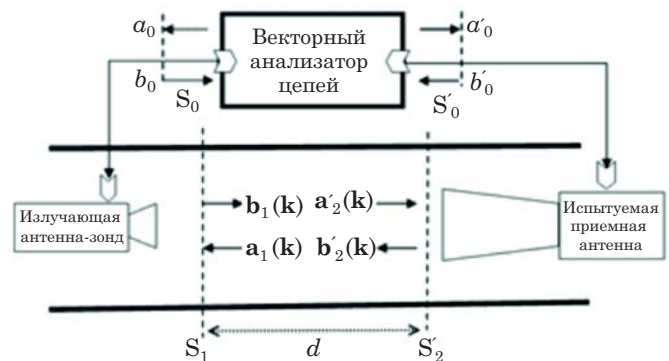


Рис. 1. Блок-схема измерительной установки

антенны и антенны-зонда в точке сканирования, описываемой положением антенны-зонда вектором  $\vec{P}$ . Из измеренного параметра  $s_{11}(\vec{P})$  (коэффициента отражения от входа антенны-зонда), как показано в (Белов и др., 2021), можно получать информацию о токе короткого замыкания, который, в свою очередь, определяет диаграмму рассеяния короткозамкнутой приемной антенны — структурного рассеяния.

На рис. 1 обозначены:  $a_0, b_0$  — сигналы в фидерах зондовой антенны и  $a'_0, b'_0$  — исследуемой антенны (ИА);  $\mathbf{a}_1(\mathbf{k}), \mathbf{a}'_2(\mathbf{k})$  — спектры плоских волн поля, падающего на зонд и на ИА соответственно;  $\mathbf{b}_1(\mathbf{k}), \mathbf{b}'_2(\mathbf{k})$  — спектры плоских волн рассеянного (излученного) поля зонда и ИА.

Для описания диаграммы направленности зонда на прием и передачу введены векторные функции диаграмм направленности  $\mathbf{S}_{01}(\mathbf{k}), \mathbf{S}_{10}(\mathbf{k})$  соответственно, аналогично для ИА-функции —  $\mathbf{S}_{02}(\mathbf{k}), \mathbf{S}_{20}(\mathbf{k})$ .

Приведем некоторые результаты исследования рассеяния ЭМВ на рупорах в графическом виде (Белов и др., 2021; Белов, 2022).

### 3.1. Рассеяние падающего поля в ближней зоне пирамидальным рупором 8-миллиметрового диапазона и сверхширокополосным рупором сантиметрового диапазона

Изучаемый пирамидальный рупор изображен на рис. 2. В качестве антенны-зонда использовался открытый конец прямогоугольного волновода 8-миллиметрового диапазона с коаксиально-волноводным переходом, амплитудно-фазовые характеристики которого были предварительно изучены (Белов и др., 2018).

Двухмерные распределения амплитуды характеристики  $s_{11}(\vec{P})$  на частоте 30 ГГц показаны на рис. 3а и 3б. Согласно методике измерений, выполненных на планарном сканере в рабочем

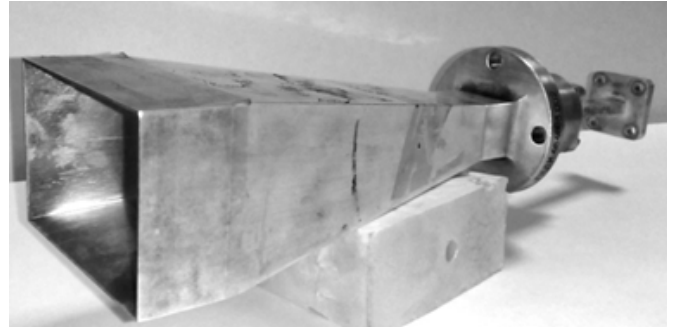


Рис. 2. Пирамидальный рупор

диапазоне открытого конца прямогоугольного волновода, из результатов измерения параметра  $s_{11}(\vec{P})$  был исключен вклад полей рассеяния от стен безэховой камеры, в которой проводились измерения (рассеяние «фона»). С помощью измерений в частотном диапазоне рупора выявлен вклад волн волновода антенны-зонда, отраженных от апертуры зонда и коаксиально-волнового перехода, соединяющего его коаксиальным кабелем с ВАЦ (Белов и др., 2021).

Распределения амплитуды  $s_{11}(\vec{P})$  в зависимости от положения антенны-зонда в ортогональных центральных сечениях на частоте 30 ГГц для пирамидального рупора мм-диапазона приведены на рис. 4а и 4б (Белов и др., 2021). Расстояние между ИА и зондом также 40 мм.

Как показали описываемые в работе (Белов и др., 2021) эксперименты, существенный вклад в измеряемые характеристики  $s_{11}(\vec{P})$  вносят составляющие рассеяния, пропорциональные зависящим от частоты коэффициентам отражения входов обеих антенн, расположенных в свободном пространстве (антенные составляющие рассеяния, как они определены выше). Эти экспериментальные исследования были проведены только для согласованной поляризации рупорной антенны и антенны-зонда.

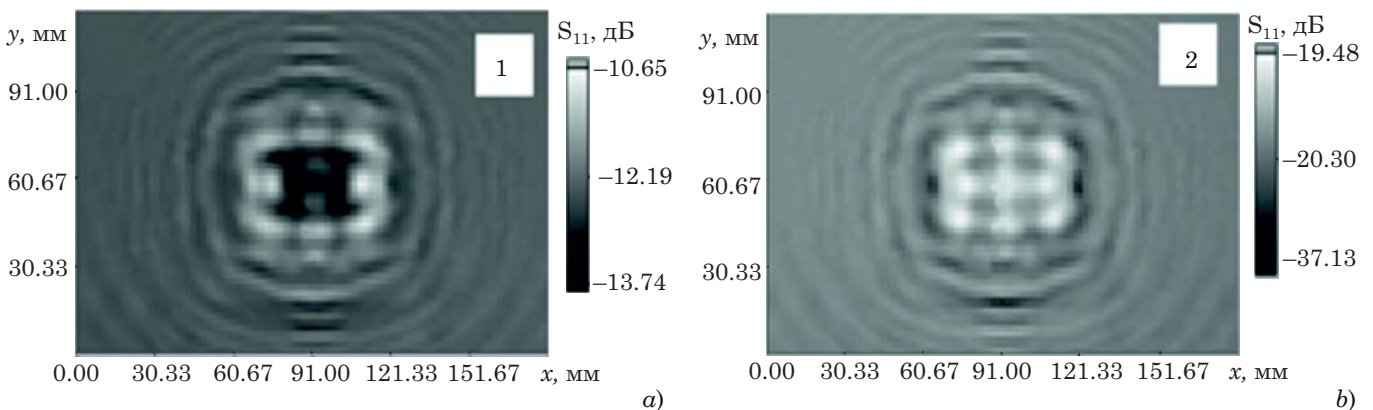


Рис. 3. Распределение амплитуды  $s_{11}(\vec{P})$  на частоте 30 ГГц от положения антенны-зонда на плоскости (XOY) для пирамидального рупора мм-диапазона: а — измеренные данные; б — данные после вычитания «фона». Расстояние между ИА и зондом — 40 мм, апертура рупора —  $64 \times 42 \text{ мм}^2$

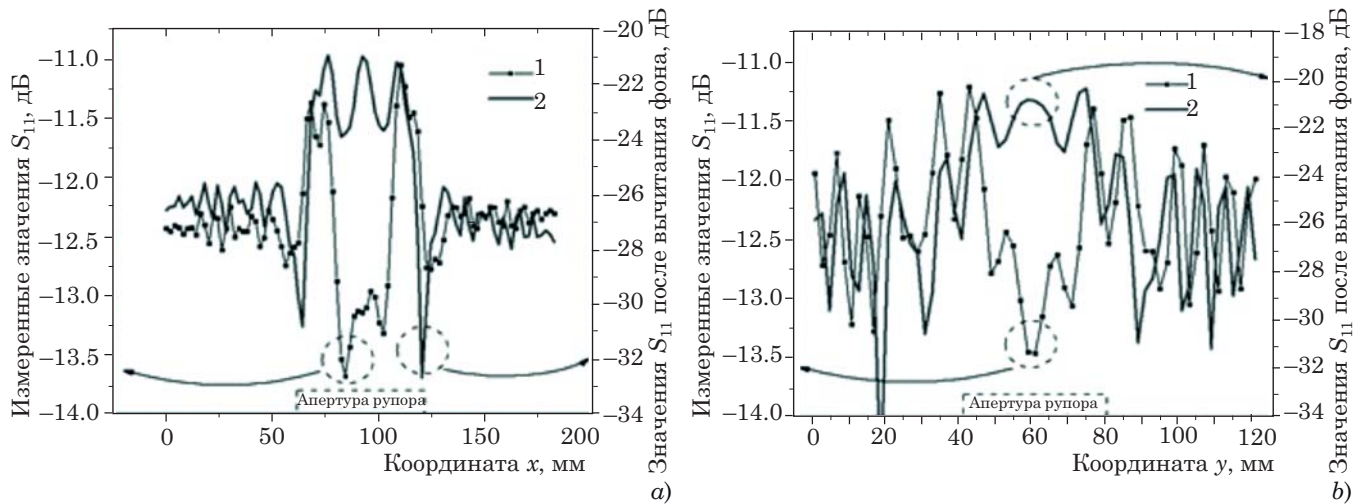


Рис. 4. Распределения амплитуды  $s_{11}(\vec{P})$  в зависимости от положения антенны-зонда в *ортогональных центральных сечениях*: *a* — по горизонтальной оси *X*, *b* — по вертикальной оси *Y* на частоте 30 ГГц для пирамидального рупора мм-диапазона

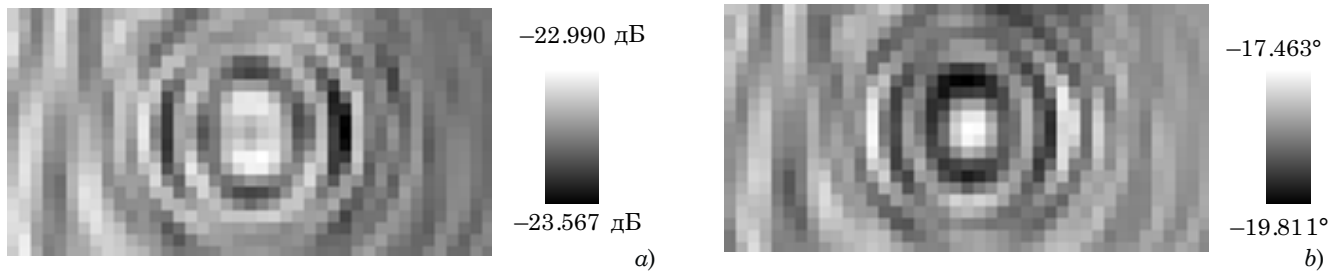


Рис. 5. Измеренные распределения: *a*) амплитуды коэффициента  $s_{11}(\vec{P})$ , дБ и *b*) фазы коэффициента  $s_{11}(\vec{P})$ , град на входе антенны П6-123, частота 3 ГГц, расстояние между апертурами 30 см, область сканирования:  $120 \times 60 \text{ см}^2$ , апертура антенны —  $24.4 \times 14.6 \text{ см}^2$ .

Влияние поляризации на рассеяние падающих волн апертурной антенной в ее ближней зоне в экспериментах не учитывалось, но было позже исследовано экспериментально на примере антенной решетки дм-диапазона (Белов, 2022). Изменения характеристики  $s_{11}(\vec{P})$  на кросс-поляризационной составляющей поля рассеяния очень незначительны и составляли величину порядка 0.1 дБ данной антенной решеткой.

С теми же целями и с аналогичной методикой нами были измерены характеристики рассеяния в ближней зоне широкополосного гребневого рупора П6-123 (электронный ресурс <http://skard.ru/product/p6-123/>). Рабочий диапазон частот рупора 0.9–12 ГГц. Двухмерные распределения амплитуды характеристики  $s_{11}(\vec{P})$  были измерены на большом планарном сканере на частоте 3.0 ГГц. На плоскости сканирования формируются отчетливые амплитудные и фазовые картины фронта, падающего на зонд и отраженного от испытываемой антенны, поля в виде колец дифракции Френеля. Исключение «фона» не проводилось. Структура распределений амплитуды и фазы обсуждалась в работе (Белов, 2022) и показана на рис. 5а и 5б.

Проведенные исследования показали, что существенный вклад в значения измеряемых характеристик  $s_{11}(\vec{P})$  и  $s_{22}(\vec{P})$  вносят составляющие рассеяния, пропорциональные частотно-зависимым коэффициентам отражения входов антенн  $S_0$  и  $S'_0$  (рис. 1), расположенных в свободном пространстве (антенные составляющие). Вычитание антенных составляющих рассеяния в комплексном виде, выполнявшееся в экспериментах, позволяет существенно очистить наблюдаемые результаты по структурному рассеянию антеннами падающего на них излучения и выделить структурную составляющую рассеяния антенн.

### 3.2. Анализ рассеяния антенных решеток дециметрового диапазона волн

Использование в радиоастрономии и связи антенных решеток (АР) налагает свои инструментальные ограничения на анализ полей рассеяния таких антенн в их ближней зоне (Knott, 2004). Такие ограничения были обнаружены нами при измерениях рассеяния ЭМП макетом АР дециметрового диапазона (Белов, 2022). Исследованная решетка имела значительные линейные размеры, примерно  $130 \times 260 \text{ мм}$ , состояла из 8 антенных

элементов по вертикали, формирующих 16 рядов из таких же элементов вдоль горизонтали. Отношение размеров апертуры АР к рабочей длине волны примерно такое же, как и для пирамидального рупора мм-диапазона длин волн. Каждый элемент АР представляет собой печатный (микрорисковый) диполь, ориентированный продольной осью вдоль горизонта. Распределительная система АР содержала делитель на 16 каналов и «елочное» соединение элементов решетки с помощью временной схемы их фазирования. Анализ процессов рассеяния ЭМВ, падающих на АР с параллельной системой возбуждения с учетом этажной конструкции ее распределительной системы, приведен, например, в работе (Jenn, Flokas, 1996) как для углов обратного рассеяния в моностатической схеме, так и в бистатической схеме локации. При этом в работе предполагалось, что на АР падают плоские волны с направлений, совпадающих с антинормалью к апертуре решетки и отличных от нее, а суммирование составляющих полей рассеяния происходит в дальней зоне исследуемой АР. В нашей схеме измерений приближения, использованные при расчетах в работе (Jenn, Flokas, 1996), не выполнялись. Диполи АР достаточно узкополосные, поэтому методика исключения влияния антенной компоненты рассеяния (Белов и др., 2021) была неприменима. Тем не менее вычитание «фона», измеренного на одной (рабочей) частоте, дало также положительный результат.

Взаимодействие между исследуемой АР и антенной-зондом на установке их планарного сканирования в ближней зоне влияет на результаты измерений характеристик направленности антенн

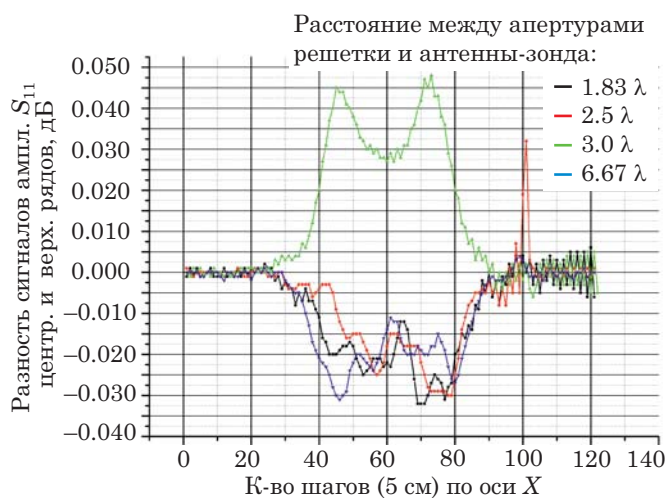


Рис. 6. Центральное горизонтальное сечения амплитуды характеристики  $s_{11}(x)$  антенной решетки  $260 \times 130$  см мм-диапазона, размер сканирования по горизонтали 600 см; выполнено вычитание «фона» на одной частоте

и отчетливо регистрируется с помощью характеристики  $s_{11}(\vec{P})$  ВАЦ (рис. 6), но узкая рабочая полоса решетки не позволила выявить более детально пространственную структуру поля ее рассеяния, как это было сделано для рупора мм-диапазона волн.

В экспериментах было выяснено, что при измерениях характеристик рассеяния антенн больших геометрических размеров следует учитывать длительность процессов измерения, искажающих их результаты, проводя при этом периодические калибровки измерительного прибора в определенной точке плоскости сканирования и процедуру линейной интерполяции измеренных данных (Арабаджи и др., 1981). Кроме того, размещением в непосредственной близости от апертуры АР проводящих и радиопоглощающих пластин было оценено их влияние на измеряемую ВАЦ характеристику  $s_{11}(x)$  (Белов, 2022).

#### 4. Возможные применения результатов измерений характеристики $S_{11}$ для анализа рассеяния двухзеркальных радиоастрономических антенн

В радиоастрономических измерениях небесных потоков радиоизлучения с калибровкой их по «черным» дискам давно использовался метод фокусировки на «черный» диск при расположении его в зоне Френеля антенны радиотелескопа. При этом была разработана теория поправок к результатам измерений потоков (Цейтлин, 1976), на основе полуэмпирического утверждения, что «боковые лепестки диаграммы антенны формируются значительно ближе, чем главный лепесток» (Кинбер, Цейтлин, 1964). Проведенные нами измерения коэффициента отражения входа измерительного зонда позволяют в принципе численным интегрированием оценивать вклад рассеянных полей облучателя на контррефлекторах и «черных» дисках сравнительно небольших волновых размеров в их ближней зоне. В частности, контррефлектор компактного радиотелескопа РТ-4 (Зотов, 2022) имел диаметр 300 мм, а скалярный рупор РТ-4 — диаметр раскрытия  $D = 104.5$  мм. В этой же работе по измеренной в дальней зоне диаграмме направленности на расстоянии  $R \gg 2D^2/\lambda$  (на длине волны  $\lambda = 3.5$  см) было оценено отношение мощности в углах, соответствующих затеканиям за кромки контррефлектора, к полной принимаемой мощности. Оценка составила величину порядка 10%. Таким образом, при установке антенны в горизонт антенная температура РТ-4 увеличилась на 6 К — до 22 К, что существенно (Зотов, 2022).

Как показывают наши оценки, измерения структуры полей рассеяния такой системы облучателя и контррефлектора выполнить можно. Измерительная установка должна содержать собственно облучатель и контррефлектор РТ-4, желательно

с элементами установки и их крепления. Такая конструкция должна исполнять роль исследуемой антенны, а роль приемной антенны может выполнять зонд в виде открытого конца волновода в рабочем диапазоне волн облучателя. С использованием ВАЦ и антенны-зонда необходимо зарегистрировать характеристику  $s_{11}(\vec{P})$  в тракте антенны-зонда в разных точках его положения поля на плоскости за контррефлектором с помощью планарного сканера. Измерения следует производить в безэховой камере, так как окружающие установку предметы влияют на результаты. Влияние антенны-зонда на поле излучения ИА оценивалось нами в экспериментах с вышеупомянутой АР дм-диапазона и широкополосного зонда по значениям параметра  $s_{22}(\vec{P})$ . Изменения его амплитуды составили величину порядка 0.5 дБ, однако структура амплитуды и фазы поля рассеяния АР на зонде была хорошо заметна.

Проведенные нами ранее исследования рассеяния ЭМВ пирамидальным рупором (Belov, Illarionov, 2011) позволяют считать, что динамический диапазон измерений полей в ближней зоне облучателя РТ-4 (или составной части радиотелескопа — контррефлектора) будет достаточно высоким, а величины полей рассеяния будут значительны для измерения их влияния с помощью ВАЦ. Таким образом, можно разработать методику измерений рассеяния на облучателях и контррефлекторах в их ближней зоне с калибровкой полей по традиционным для радиолокации калибраторам: металлическим сферам и дискам. Фокусировка на калибровочный объект может также рассматриваться как альтернативный вариант калибровки при измерениях ЭПР в ближней зоне излучателя (Chou et al., 2021).

Важно учитывать, что вблизи от калибратора (сфера или диск с известным ЭПР) сигнал, отраженный от него и принятый антенной-зондом (который регистрируется ВАЦ), сильно осциллирует. Эффект был доказан моделированием в приближении физической оптики и соответствующими экспериментами для проводящей сферы. На рис. 7 для значений аргумента — расстояния от апертуры зонда до вершины сферы диаметром 30 длин волн — меньше 15 длин волн, радиуса сферы (расстояние соответствует сокращению дальней зоны калибратора порядка 100), показаны рассчитанная и экспериментально измеренная зависимости мощности принятого рассеянного сигнала небольшим рупором в моноэлектрической конфигурации измерений. Очевидно, что при калибровке предпочтительнее отодвигать зонд от цели. Выбор оптимального расстояния до облучаемого объекта калибровки производится в соответствии с допустимыми погрешностями калибровки (Belov, Illarionov, 2011).

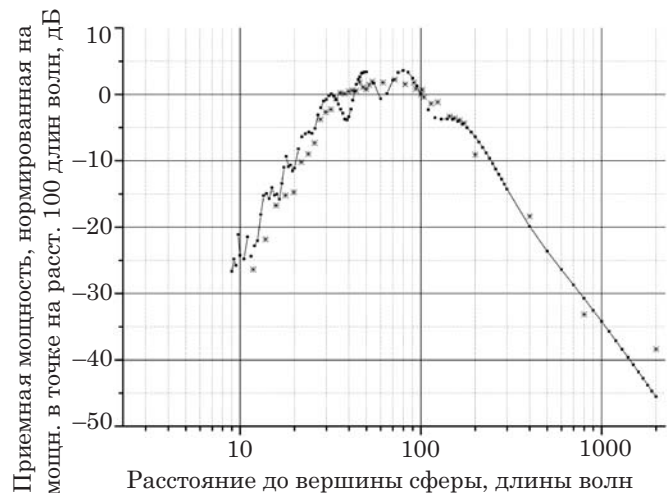


Рис. 7. Приемная мощность (модель физической оптики), отраженная от проводящей сферы диаметром 30 длин волн (квадратные символы), и экспериментальные данные (звездочки) для приемной мощности в режиме квазиэлектростатической локализации той же проводящей сферы

Необходимые условия для учета численного вклада рассеянных полей в измеряемые сигналы в вышеописанных процедурах описаны в работах: (Taylor, Terzuoli, 1997; Nepa, Buffi, 2017; Белов и др., 2018).

## Заключение

Современные векторные измерители (амплитуда и фаза) сигналов в трактах широкополосных облучателей для радиоастрономии и спектроскопии позволяют оценивать потери на рассеяние в их ближней зоне с целью повышения эффективности антенн радиотелескопов. Проведены первые эксперименты и методические исследования для рупоров мм–см диапазонов длин волн. Исследования позволяют экспериментально изучать в безэховых камерах дифракционные явления рассеяния электромагнитных полей, наблюдаемые на облучателях, контррефлекторах и конструкциях антенн радиотелескопов.

## Благодарности

Автор выражает искреннюю признательность И. А. Илларионову и М. Е. Ульянову за их труд в проведении экспериментов, обработку данных измерений и плодотворную дискуссию по результатам работы. Исследования выполнены по проекту № 0729-2020-0057 Государственного задания Министерства науки и высшего образования РФ.

## Литература

Арабаджи В. В., Белов Ю. И., Кнафель А. И. О погрешностях восстановления диаграммы направленности, вызванных ошибками измерений при сканировании ближнего поля // Известия вузов. Радиофизика. 1981. Т. 24, № 3. С. 349–357.



Белов Ю. И., Варенцов Е. Л., Илларионов И. А. Экспериментальные исследования рассеивающих свойств рупорных антенн СВЧ-КВЧ диапазонов с помощью метода инверсного апертурного синтеза // Известия вузов. Радиофизика. 2018. Т. 51, № 1. С. 64–75.

Белов Ю. И., Варенцов Е. Л., Илларионов И. А. О регистрации полей рассеяния антенн в их ближней зоне // Известия вузов. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 4. С. 287–299.

Белов Ю. И. Эффекты рассеяния излучения зонда большой антенной решеткой в ее ближней зоне // IV научно-техническая конференция «Радиолокация. Теория и практика», Нижний Новгород, Сентябрь 14–15, 2022. Труды конференции. 2022. М.: Радиотехника. В печати.

Ваганов Р. Б., Каценеленбаум Б. З. Основы теории дифракции. М.: Наука, 1982. 272 с.

Добеши И. Десять лекций по вейвлетам. 2001. Москва / Ижевск: РХД, 2001. 464 с.

Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. М.: Наука, 1973. 416 с.

Зотов М. В. Приемная система для компактной антенны передвижной РСДБ-станции. Диссертация на соискание ученой степени к.т.н. СПб., ИПА РАН. 2022. 146 с.

Кинбер Б. Е., Цейтлин В. Б. О погрешности измерения коэффициента направленного действия и диаграммы направленности антенн на близких расстояниях // Радиотехника и Электроника. 1964. Т. 9, № 9. С. 1581–1587.

Цейтлин Н. М. Антенная техника и радиоастрономия. М.: Сов. Радио, 1976. 352 с.

АО «Скард-Электроникс». П6-123 рупорная антенна 900 МГц – 12.4 ГГц [Электронный ресурс]. URL: <http://skard.ru/product/p6-123/> (дата обращения: 21.01.2023).

Durante F., Alves e Ricardo P., Tavares Santos A. A simplified technique to estimate the monostatic radar cross section of planar array antennas // SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC 2007). 2007. P. 392–395.

Apple-Hansen J. Accurate determination of gain and radiation patterns by radar cross-section measurements // IEEE Trans. on AP. 1979. Vol. 27, no. 5. P. 640–646.

Belov Y. I., Illarionov I. A. Experimental facility and measurement technique for study of scattering properties

of conductive objects in its near-field zone // Microwave Review. 2011. Vol 17, no. 1. P. 2–7.

Broquetas A., Palau J., Jofre L., Cardama A. Spherical wave near-field imaging and radar cross-section measurement // IEEE Trans. on AP. 1998. Vol. 46, no. 5. P. 730–735.

Chou H.-T., Gao W.-J., Zhou J., You B., He X.-H. Enhancing electromagnetic backscattering responses for target detection in the near zone of near-field-focused phased array antennas // IEEE Trans. on AP. 2021. Vol. 69, no. 3. P. 1658–1669.

Collin R. E. Antennas and radiowave propagation. Singapore: McGraw-Hill Book Co, 1985. 508 p.

Hansen R. C. Relationship between antennas as scatterers and as radiators // Proc. of the IEEE. 1989. Vol. 77, no. 5. P. 659–662.

Heibel M. Fundamentals of vector network analysis. Munchen: Rohde & Schwarz, 2008. 420 p.

Jenn D. C., Flokas V. Inband scattering model for arrays with parallel feed networks // IEEE Trans. on AP. 1996. Vol. 44, no. 2. P.172–178.

Kerns D. M. Plane-wave scattering matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions. Boulder: National Bureau of Standards, 1981. 162 p.

Kouyoumjian R. G., Peters, Jr. L // Proc. of the IEEE. 1965. Vol. 53, no. 8. P. 920–928.

Lambert K. M., Rudduck R. C., Lee Ten-Hong. A new method for obtaining antenna gain from backscatter measurements // IEEE Trans. on AP. 1990. Vol. 38, no. 6. P. 896–902.

Mikki S., Antar Y. A. Theory of antenna electromagnetic near field—Part II // IEEE Trans. on AP. 2011 Vol. 59, no. 12. P. 4706–4724.

Nepa P., Buffi A. Near-field-focused microwave antennas: Near-field shaping and implementation // IEEE Antennas Propag. Mag. 2017. Vol. 59, no. 3. P. 42–53.

Silver S. Microwave antenna theory and design. NY: Dover, 1985. 623 p.

Taylor J. M., Terzuoli A. J. On the concept of near field radar cross section // IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. 1997. Vol. 2. P. 1172–1175.

Watanabe T., Yamada H. Far-field radar cross section determination from near-field 3-d synthetic aperture imaging with arbitrary antenna-scanning surfaces // IEEE Trans. on AP. 2022. Vol. 70, no. 7. P. 5831–5840.