

УДК 621.396.677

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ МНОГОЛУЧЕВОЙ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

К. М.Басков¹, Н. И.Бобков², И.И.Краснолобов¹, В.Н.Семененко¹¹ Институт теоретической и прикладной электродинамики РАН² ОАО «ВНИИ «Градиент», г. Ростов-на-Дону

Получена 23 апреля 2013 г.

Аннотация. В статье предложен метод анализа характеристик излучения сверхширокополосных многолучевых зеркальных антенн для средств радиотехнического контроля и пассивной локации источников радиоизлучения. Стабилизация ширины парциальных диаграмм направленности этих антенн достигается применением частотнозависимых радиопоглощающих покрытий на рабочей поверхности отражателя и сверхширокополосных рупорных облучателей с характеристиками направленности в Н-плоскости, приближенными к характеристикам синфазного рупора. Для оптимизации схемы нанесения радиопоглощающего покрытия разработана математическая модель расчета характеристик излучения антенны. При моделировании антенны применен комбинированный подход, в котором сочетаются как экспериментальные данные измерения характеристик облучателя, так и расчет диаграмм направленности методом физической оптики. Материал докладывался на 6-й Всероссийской конференции "Радиолокация и радиосвязь".

Ключевые слова: Сверхширокополосная зеркальная антенна (ultrawideband reflector antenna), отражатель (reflector), рупорный облучатель (feed horn), радиопоглощающее покрытие (radar-absorbent coating), эквивалентная апертура (equivalent aperture), электрические и магнитные токи (electric and magnetic currents), диаграмма направленности (radiation pattern).

Abstract. A method for the analysis of the radiation characteristics of ultrawideband multibeam reflector antennas for radiomonitoring purposes and passive location of

radio emission sources is proposed in the article. The partial pattern's stabilization of this antennas is achieved by using frequency-dependent radar-absorbent material covers on the reflector's working surface and ultrawideband feed horns with radiation characteristics in the H-plane approximate to the characteristics of the common-mode horn. To optimize the radar-absorbent material coating scheme a mathematical model for calculating the radiation characteristics of the antenna was developed. During modeling the antenna a combined approach, which combines both experimental measurement data feed characteristics and radiation patterns design using physical optics, was applied.

Keywords: ultrawideband reflector antenna, reflector, feed horn, radar-absorbent coating, equivalent aperture, electric and magnetic currents, radiation pattern.

Введение

Актуальность создания высоконаправленных сверхширокополосных (СШП) многолучевых зеркальных антенн (ЗА) связана с развитием СШП систем радиолокации, связи и средств контроля радиоэлектронной обстановки. При этом для осуществления одновременного широкоугольного обзора пространства в вертикальной плоскости парциальные диаграммы направленности (ДН) необходимо поддерживать стабилизированными по ширине в многооктавном диапазоне частот. В [1,2] предложен метод построения многолучевых СШП ЗА со стабилизированными по ширине парциальными ДН в диапазоне частот, основанный на применении частотнозависимых радиопоглощающих покрытий (РПП) на рабочей поверхности отражателя. Схема построения такой ЗА приведена на рис. 1 [1,2].

1. Принцип построения сверхширокополосной многолучевой зеркальной антенны

Антенна содержит несимметричный параболический отражатель 1 и группу облучателей 2. На верхнюю и нижнюю области рабочей поверхности отражателя нанесено частотнозависимое РПП 3, а центральная область 4

свободна от покрытия.

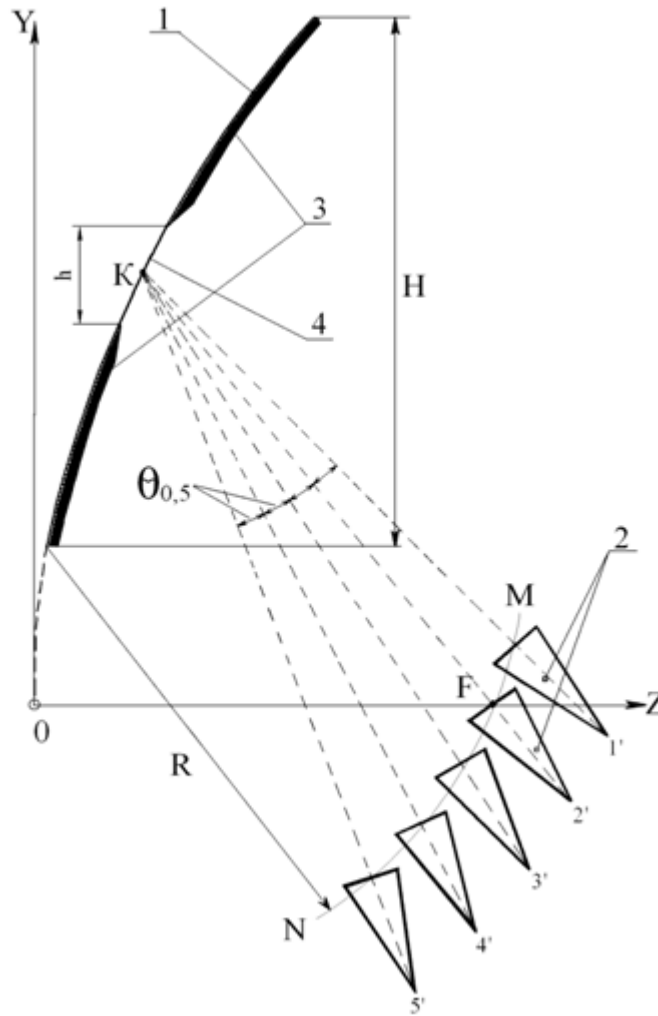


Рис. 1. Схема построения антенны; 1 - отражатель, 2 - облучатели, 3 – радиопоглощающее покрытие, 4 - область, свободная от покрытия.

Рупорные облучатели 2 расположены по фокальной дуге MN отражателя так, что формируемые ими парциальные ДН образуют пучок лучей, перекрывающих необходимый сектор одновременного обзора в вертикальной плоскости. Размеры апертуры отражателя выбираются из условий необходимых значений коэффициента усиления (КУ) и ширины парциальных ДН в обеих плоскостях на нижней границе рабочего диапазона частот. Размер h центральной области отражателя выбирается из условия необходимой ширины парциальных ДН в вертикальной плоскости на крайней верхней частоте. Для поддержания постоянной ширины парциальных ДН модуль коэффициента отражения (КО) РПП должен монотонно убывать с частотой. Принцип работы

антенны, предназначенной для работы в диапазоне частот от 2 ГГц до 18 ГГц, проиллюстрирован на рис. 2.

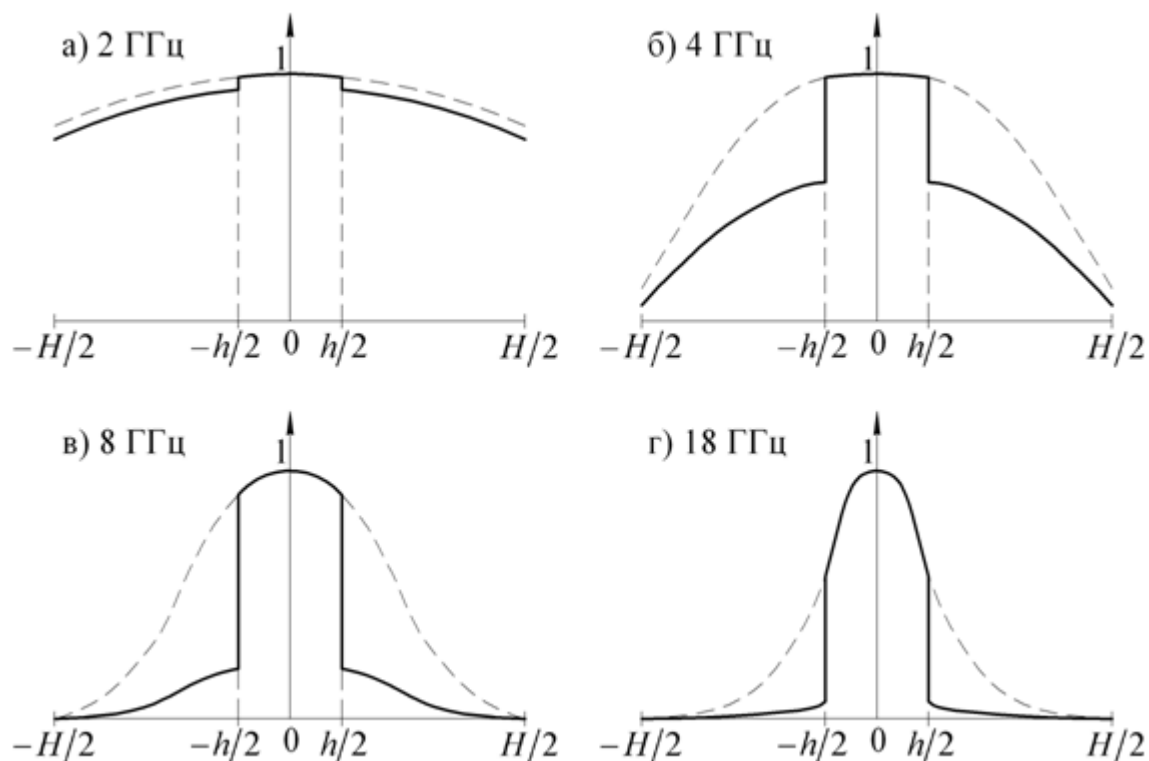


Рис. 2. Амплитудное распределение по апертуре ЗА на различных частотах.

На нижней границе диапазона частот модуль КО максимален и работает вся поверхность отражателя размером H , формируя необходимые по ширине парциальные ДН в вертикальной плоскости (рис. 2а). С ростом частоты значение модуля КО РПП снижается, в эквивалентной апертуре отражателя формируется спадающее амплитудное распределение, и эффективный размер этой апертуры уменьшается, благодаря чему ширина парциальных ДН в вертикальной плоскости поддерживается постоянной (рис. 2б, в). На крайней верхней частоте модуль КО РПП минимален и в формировании парциальных ДН участвует фактически только центральная область отражателя, размер h которой и определяет их ширину (рис. 2г). Распределение амплитуды, задаваемое облучателем на различных частотах, показано на рис. 2 пунктирной линией. Несмотря на то, что с ростом частоты в апертуре ЗА формируется спадающее распределение за счет более узкого главного лепестка ДН

облучателя, для необходимой стабилизации ширины парциальных ДН ЗА этого недостаточно. Дополнительное снижение амплитуды возбуждения периферийных областей с ростом частоты достигается применением частотнозависимого РПП на рабочей поверхности отражателя.

Разработка такого класса антенн невозможна без исследования частотной зависимости требуемого амплитудно-фазового распределения (АФР) токов на поверхности отражателя, обеспечивающего формирование ДН с заданными и неизменными на различных частотах характеристиками (синтез АФР). Кроме этого, при разработке ЗА помимо задач синтеза требуется проводить расчет параметров ЗА для выбранной геометрии, характеристик направленности облучателей и параметров РПП, т.е. решать задачи анализа направленных свойств ЗА. Методы решения задачи синтеза АФР применительно к СШП ЗА изложены в [3,4]. Характеристики СШП рупорных облучателей рассмотрены в [5,6], методы расчета параметров РПП в зависимости от требуемых АФР и характеристик облучателей приведены в [7,8]. Однако, что касается задач анализа, то до настоящего времени не разработаны методы математического моделирования, учитывающие особенности построения многолучевых СШП ЗА, основанных на применении частотнозависимых РПП на рабочей поверхности отражателя. В настоящей статье изложен один из возможных методов моделирования такого класса антенн.

Учитывая многопараметричность задачи, при ее решении должны быть учтены априорные оптимизированные характеристики СШП облучателей и материалов РПП. Остановимся на них подробнее.

Сверхширокополосный облучатель для многолучевой ЗА горизонтальной поляризации представляет собой гребневый рупор, конфигурация стенок которого позволила достичь монотонного характера убывания ширины лепестка ДН в Н- плоскости с ростом частоты с максимальным приближением к ДН синфазного рупора [5,6]. Электродинамическая модель рупорного облучателя для работы в составе многолучевой ЗА горизонтальной поляризации в диапазоне частот 2-18 ГГц приведена на рис. 3, зависимость

ширины лепестка его ДН по половинной мощности в Н-плоскости от частоты - на рис. 4. Для синфазного рупора с таким же размером раскрыва в Н-плоскости расчетные значения ширины ДН также показаны на рис. 4 точками.

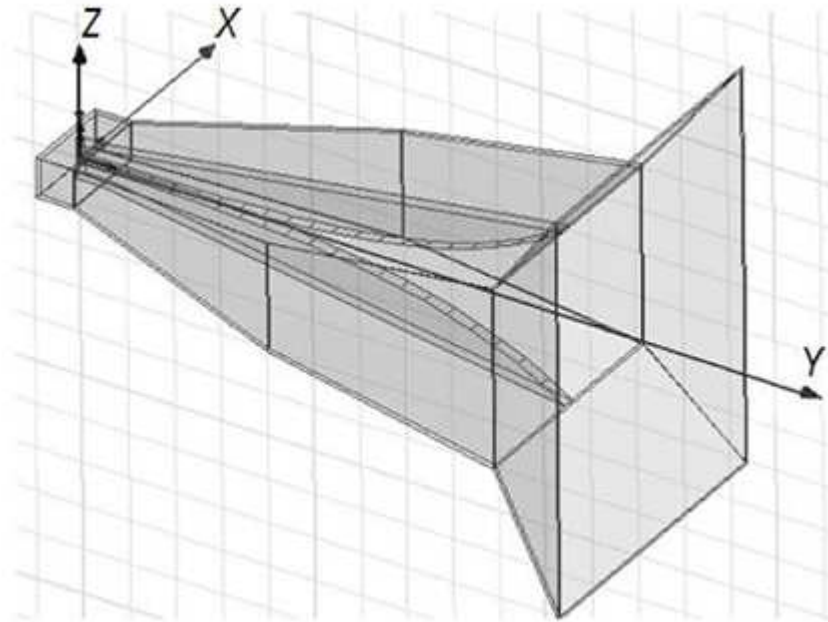


Рис. 3. HFSS-модель СШП рупорного облучателя

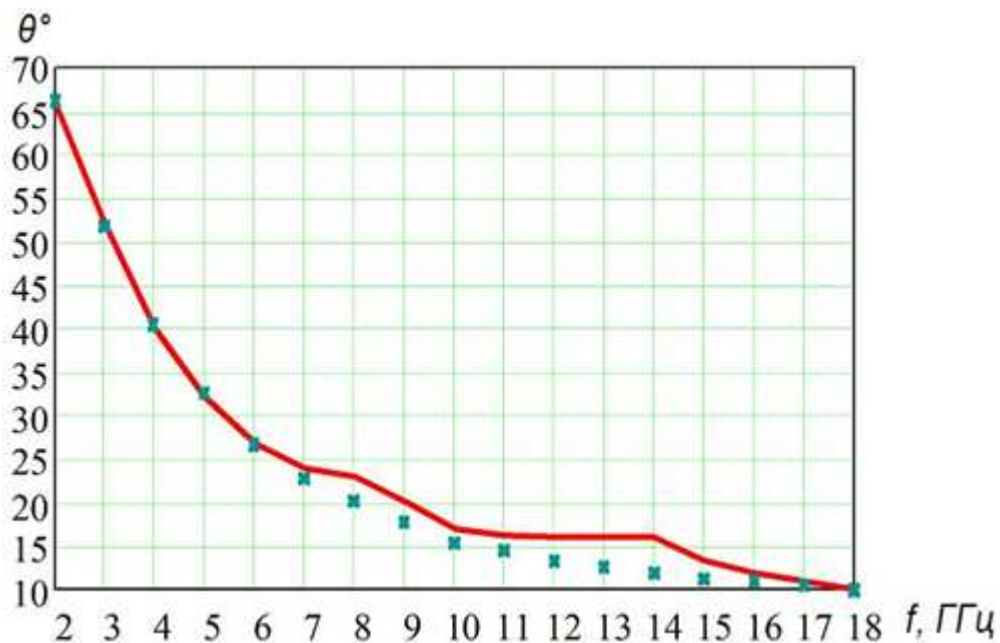


Рис. 4. Частотная зависимость ширины ДН рупорного облучателя по половинной мощности в Н-плоскости: сплошная линия – для модели облучателя; точки – для рупора с синфазным раскрывом в Н-плоскости.

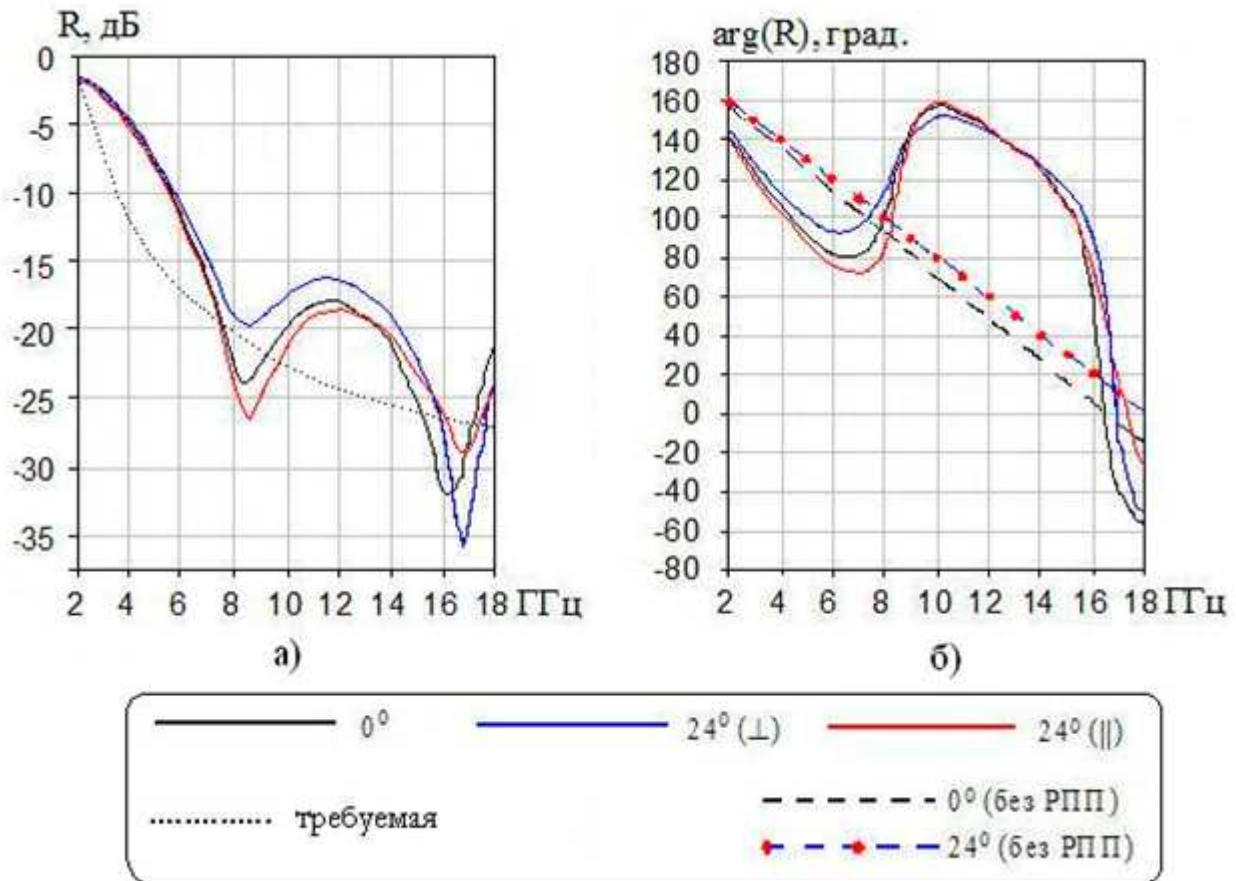


Рис. 5. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) КО РПП РАН-54 при нормальном (0°) и наклонном (24°) падении электромагнитной волны (точками показана требуемая зависимость модуля КО).

Расчет требуемой частотной зависимости КО РПП проводился по методике, изложенной в [7,8]. Для ЗА с размером отражателя $H=1300$ мм, формирующей в диапазоне частот 2 - 18 ГГц пучок из пяти парциальных ДН с шириной $6^\circ \pm 2^\circ$, и СШП рупорными облучателями с раскрывом в Н- плоскости, равным 130 мм, расчетная зависимость модуля КО РПП от частоты приведена на рис. 5(а) точками. Здесь же показана рассчитанная частотная зависимость модуля (рис. 5(а)) и фазы КО (рис. 5(б)) многослойного РПП марки РАН-54, разработанного для опытного образца антенны. Зависимости приведены для нормального (0°) и наклонного (24°) падения волны на РПП при параллельной и перпендикулярной поляризации. Расчет КО РПП проводился матричным методом, изложенным в [9]. Параметры РПП с приближением к требуемой частотной зависимости КО подбирались методом градиентного спуска.

На рис. 5(б) пунктирными линиями показаны также зависимости фазы отраженной волны от металлической подложки, приведенные к слою свободного пространства, отстоящему от подложки на расстоянии, равном толщине РПП. Как следует из рисунка 5, на некоторых частотах отличие зависимости модуля РПП РАН-54 от требуемой достигает 6-8 дБ. Фазовый сдвиг, вносимый РПП, не превышает 36° в диапазоне частот от 2 ГГц до 8 ГГц, в котором модуль КО выше уровня минус 20 дБ, что способствует практически синфазному сложению в дальней зоне излучения полей, отраженных от непокрытой и покрытой РПП областей отражателя. Значение фазы КО в области частот выше 8 ГГц не является значимым в формировании стабилизированных по ширине парциальных ДН, так как вклад полей, отраженных от покрытой РПП области отражателя, в формирование ДН в этой полосе частот является незначительным за счет низкого уровня отражения от покрытия и за счет направленных свойств облучателей в области высоких частот.

2. Математическая модель сверхширокополосной многолучевой зеркальной антенны

Для достижения наилучших радиотехнических характеристик ЗА центральная область 4 отражателя (рис. 1), свободная от РПП, должна иметь оптимальный размер h в вертикальной плоскости. Оптимизация конфигурации и размеров области 4 проводится численным методом с использованием экспериментальных данных измерения ДН облучателей в главных плоскостях.

Для больших ЗА, электрические размеры которых больше десяти длин волн, расчет характеристик излучения производится приближенными методами, основанными на принципах физической оптики. Идея метода заключается в том, что в каждой точке поверхность отражателя представляется локально плоской, а поле от облучателя – локально плоской поперечной волной [10]. Облучатель представляется в виде распределенных по его эквивалентной апертуре электрических и магнитных токов \vec{J}_A и \vec{M}_A . Для нахождения поля

\vec{E} и \vec{H} в каждой точке отражателя, токи на эквивалентной апертуре интегрируются. Так как поверхности апертуры и отражателя не пересекаются, функция Грина не обладает особенностями, а подынтегральная функция является аналитической.

Так как электрические размеры системы велики, поле в каждой точке отражателя имеет ярко выраженную поперечную составляющую и его можно рассматривать как плоскую волну. Направление распространения этой волны \vec{k}_0 можно определить как направление действительной части вектора Пойнтинга (направление переноса энергии волны):

$$\vec{k}_0 = \text{Re}(\vec{\Pi}) = \text{Re} \left(\frac{\vec{E} \times \vec{H}}{|\vec{E} \times \vec{H}|} \right) \quad (1)$$

Зная направление распространения и нормаль в каждой точке отражателя, плоскую волну можно разложить на две поляризационные составляющие: параллельную и перпендикулярную:

$$\vec{E}_\perp = (\vec{p}_\perp, \vec{E})\vec{p}_\perp, \vec{E}_\parallel = (\vec{p}_\parallel, \vec{E})\vec{p}_\parallel, \vec{H}_\perp = -(\vec{p}_\parallel, \vec{H})\vec{p}_\parallel, \vec{H}_\parallel = (\vec{p}_\perp, \vec{H})\vec{p}_\perp, \quad (2)$$

где векторные произведения $\vec{p}_\perp = \frac{\vec{k}_0 \times \vec{n}_0}{|\vec{k}_0 \times \vec{n}_0|}$, $\vec{p}_\parallel = \vec{k}_0 \times \vec{p}_\perp$ определяют направления электрического поля при перпендикулярной и параллельной поляризации, а \vec{n}_0 - единичный вектор нормали со стороны теневой поверхности.

Угол падения волны в каждой точке отражателя равен

$$\theta = \arcsin \left(\frac{\vec{k}_0, \vec{n}_0}{k_0 n_0} \right) \quad (3)$$

Для нахождения поля, рассеянного отражателем, надо найти полное поле на его поверхности. На теневой поверхности поле равно нулю, а на освещенной поверхности полное поле равно сумме падающего и отраженного полей. Отраженное поле можно найти из выражения:

$$\vec{E}_{отр.} = E_{//} \vec{p}_{//отр} R_{//}(\theta) + E_{\perp} \vec{p}_{\perpотр} R_{\perp}(\theta), \quad (4)$$

$$\vec{H}_{отр.} = H_{\perp} \vec{p}_{//отр} R_{//}(\theta) + H_{//} \vec{p}_{\perпотр} R_{\perp}(\theta),$$

где

$$\vec{p}_{\perпотр} = \frac{\vec{k}_{0отр} \times \vec{n}_0}{|\vec{k}_{0отр} \times \vec{n}_0|}; \quad \vec{p}_{//отр} = \vec{k}_{0отр} \times \vec{p}_{\perпотр};$$

$\vec{k}_{0отр} = \vec{k}_0 - (\vec{k}_0, \vec{n}_0) \vec{n}_0$; $R_{//}$ и R_{\perp} - КО РПП при параллельной и перпендикулярной поляризации падающей волны соответственно.

Электрические и магнитные токи на поверхности отражателя вычисляются по формулам:

$$\vec{J} = -[\vec{H}_{отр.} + \vec{H}, \vec{n}_0], \quad \vec{M} = [\vec{n}_0, \vec{E}_{отр.} + \vec{E}]. \quad (5)$$

Для получения точных результатов, кроме правильного задания геометрии и структуры поверхности отражателя, необходимо задать распределения токов по эквивалентной апертуре облучателя. Для этого были проведены измерения ДН в главных плоскостях облучателя ЗА. По полученным результатам измерений можно восстановить распределение токов по эквивалентной апертуре облучателя [11]. Чтобы приблизительно восстановить распределение токов J_A и M_A по апертуре, необходимо найти корректирующие коэффициенты (КК) $q_1(x)$ и $q_2(z)$ (рис. 6), каждый из которых зависит от одной координаты поверхности апертуры. Умножение токов апертуры J_0 M_0 с равномерным распределением на КК в каждой точке даст максимально приближенное распределение поля эквивалентной апертуры рупора:

$$J_A(x, z) = J_0(x, z) q_1(x) q_2(z), \quad M_A(x, z) = 120\pi J_A(x, z). \quad (6)$$

Для нахождения КК надо найти распределение токов \mathcal{J}_A и \mathcal{J}_0 по одномерным апертурам, которые соответствуют ДН в Е- и Н- плоскостях:

$\mathcal{J}_A(x)$ и $\mathcal{J}_0(x)$ для Н плоскости; $\mathcal{J}_A(z)$ и $\mathcal{J}_0(z)$ - для Е плоскости.

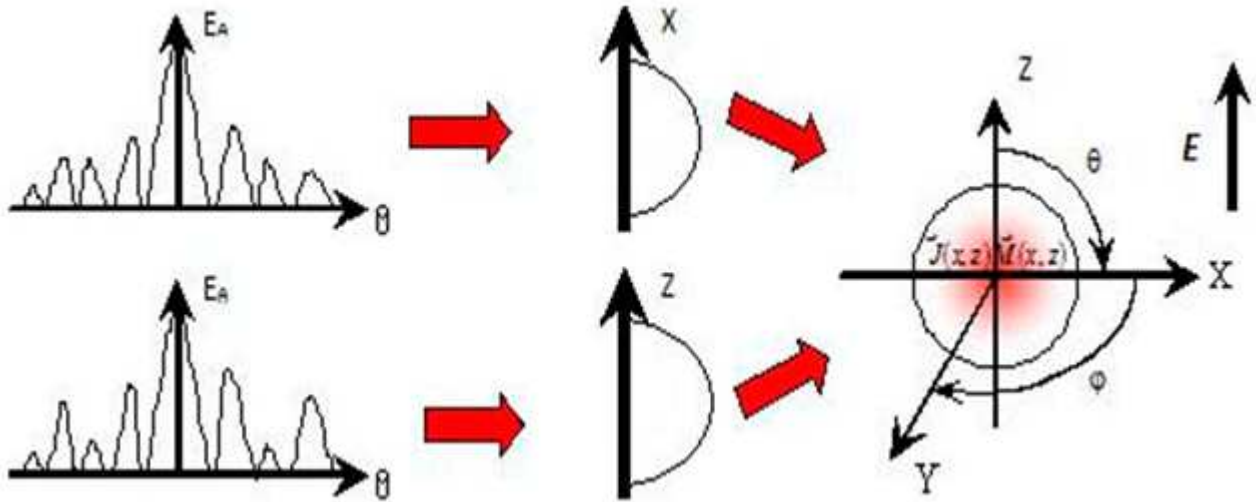


Рис. 6. К определению корректирующих коэффициентов.

Если считать, что электрическое поле облучателя поляризовано вдоль оси Z, то распределение токов по одномерной апертуре, соответствующей заданной ДН $E_{\theta}(\varphi)$ или $E_{\theta}(\theta)$, можно найти по формуле:

$$J(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega} \bar{J} \exp(-j\alpha x) d\alpha = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \bar{J}(\varphi) \exp(-j\alpha x) k_0 [-\sin \varphi] d\varphi,$$

$$\theta = 90^\circ \quad \text{для H плоскости}$$

(7)

$$J(z) = \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega} \bar{J} \exp(-j\gamma z) d\gamma = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \bar{J}(\theta) \exp(-j\gamma z) k_0 [-\sin \theta] d\theta,$$

$$\varphi = 90^\circ \quad \text{для E плоскости,}$$

где $\bar{J}(\varphi) = \frac{E_{\theta}(\varphi)}{B + 120\pi C}$, $\bar{J}(\theta) = \frac{E_{\theta}(\theta)}{B + 120\pi C}$, $B_{\theta}^z = \left(\vec{A}_E^z, \vec{\eta}_{\theta} \right)$, $C_{\theta}^x = \left(\vec{A}_M^x, \vec{\eta}_{\theta} \right)$,

$$\vec{A}_E^z = \frac{1}{4\pi j \omega \epsilon_0} \left[(k_0^2 - \gamma^2) \vec{1}_z - \gamma \beta \vec{1}_y - \alpha \gamma \vec{1}_x \right], \quad \vec{A}_M^x = \frac{1}{4\pi} \left[j\beta \vec{1}_z - j\alpha \vec{1}_y \right],$$

$$\alpha = k_0 \sin \theta \cos \varphi, \quad \beta = k_0 \sin \theta \sin \varphi, \quad \gamma = k_0 \cos \theta \quad - \text{ так называемые}$$

пространственные частоты; θ, φ - углы визирования в сферической системе координат; $\vec{\eta}_\theta$ - единичный вектор, направленный вдоль θ -ой координаты.

По найденным распределениям токов одномерных апертур, можно найти КК:

$$q_1(x) = \frac{\mathcal{J}_A(x)}{\mathcal{J}_0(x)}, \quad q_2(z) = \frac{\mathcal{J}_A(z)}{\mathcal{J}_0(z)} \quad (8)$$

Таким образом, алгоритм расчета поля излучения ЗА сводится к следующему:

- по измеренным ДН облучателя в главных плоскостях вычисляются КК на заданных частотах, что позволяет приближенно моделировать излучение сложного рупора;

- по распределению токов в эквивалентной апертуре рупора по выражениям (1-5) вычисляются токи на поверхности отражателя и поле, рассеянное отражателем;

- затем вычисляется полное поле ЗА в дальней зоне путем суммирования поля облучателя и поля, рассеянного отражателем.

Для численных экспериментов разработано программное обеспечение, реализующее математическую модель ЗА, представленную выше. С помощью этого программного обеспечения и предложенной модели проведены исследования, направленные на определение оптимальной схемы нанесения РПП на поверхность отражателя.

3. Численные и экспериментальные исследования сверхширокополосной многолучевой зеркальной антенны

На рис. 7 приведены результаты исследования зависимости ширины парциальной ДН от частоты для канала №2, облучатель которого расположен в фокусе параболоида. Расчет проводился для нескольких значений размера h непокрытой области отражателя: 270 мм, 250 мм, 200 мм и 150 мм, при этом размеры отражателя составляли 1300 мм x 1800 мм.

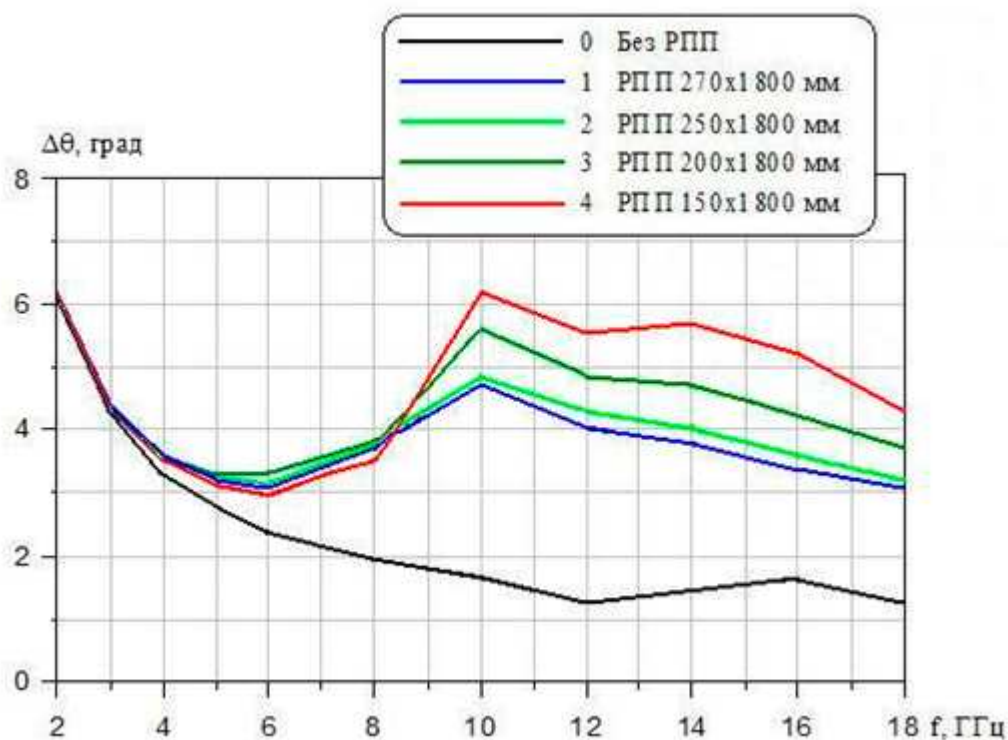


Рис. 7. Зависимость ширины ДН от частоты для различного размера h области отражателя, свободной от покрытия.

Как видно из рис. 7, с уменьшением размера h непокрытой области отражателя ширина ДН в полосе частот выше 8 ГГц возрастает и приближается к требуемому значению 6 градусов. В полосе частот от 2 ГГц до 6 ГГц для всех размеров непокрытой области наблюдается убывание ширины ДН с зависимостью от частоты, близкой к обратно пропорциональной, и в полосе от 4 ГГц до 8 ГГц ширина ДН почти не зависит от размера h и составляет менее 4°. Такое поведение ширины ДН может быть объяснено существенным отличием частотной зависимости модуля КО РПП РАН-54 по сравнению с требуемой в этой полосе частот (см. рис. 5). Возрастания ширины ДН в этой полосе частот можно добиться только изменением характеристик РПП или же нанесением на периферийные участки, граничащие с верхней и нижней кромками отражателя, вместо РАН-54 другого РПП с более крутой частотной зависимостью модуля КО в указанной полосе, то есть применением неоднородного покрытия на поверхности отражателя. Для сравнения на рис. 7 приведена также частотная зависимость ширины ДН для отражателя без РПП.

На рис. 8 приведены расчетные зависимости КУ канала №2, облучатель которого расположен в фокусе, для тех же значений размера h непокрытой области отражателя. Здесь же приведена частотная зависимость КУ для отражателя с размерами 1300 мм x 1800 мм без РПП. Анализируя результаты расчета, приведенные на рис. 7, 8, для антенны с шириной парциальных ДН $6^\circ \pm 2^\circ$ можно отдать предпочтение варианту отражателя с размером непокрытой области, равным 200 мм, для которого ширина ДН на границах полосы частот 8-18 ГГц опускается ненамного ниже 4° , а зависимость КУ от частоты не имеет спадающего участка, как это наблюдается на рис. 8 для отражателя с размером непокрытой области 150 мм. Пунктирная кривая на этом рисунке соответствует значениям КУ гипотетической антенны с отражателем без РПП, вертикальный размер апертуры которого уменьшается с частотой таким образом, что ширина ДН соответствует кривой 3 для непокрытой области с размером $h = 200$ мм, при этом функция амплитудного возбуждения апертуры соответствует закону, задаваемому облучателем для апертуры с размером 1300 мм на данной частоте.

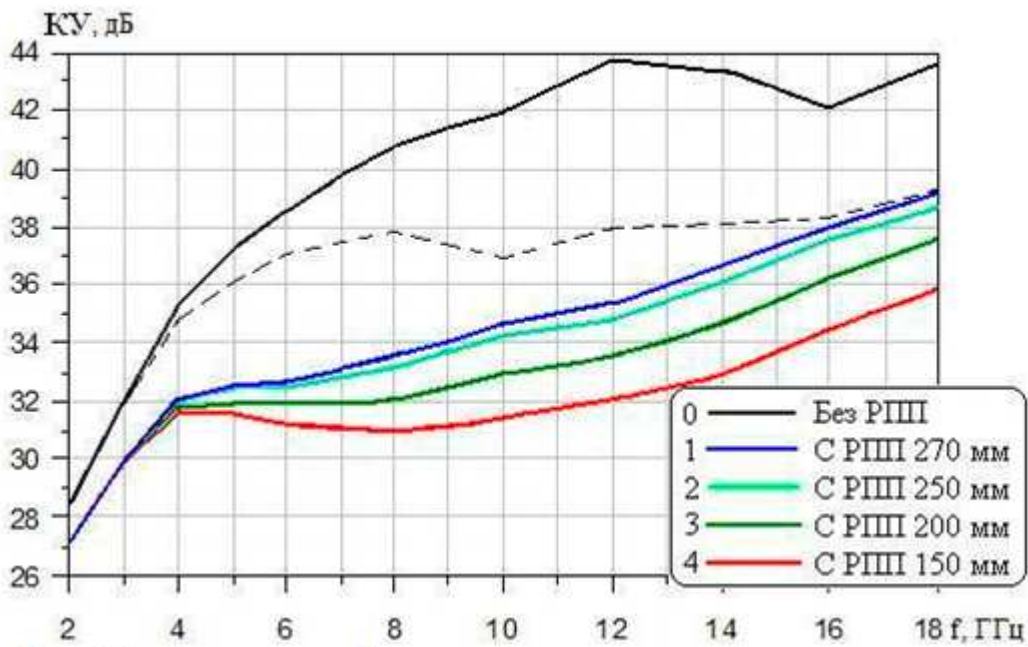


Рис. 8. Зависимость коэффициента усиления от частоты для различного размера h области отражателя, свободной от покрытия.

Таким образом, разность уровней между пунктирной кривой и кривой 3 на рис. 8 характеризует потери в зеркальной системе с РПП, а сама пунктирная кривая – потенциально возможные значения КУ для антенны без РПП с шириной ДН, соответствующей отражателю с размером непокрытой области 200 мм.

Для экспериментального подтверждения достоверности моделирования создан макет многолучевой сверхширокополосной приемной зеркальной антенны, фото которого приведено на рис. 9.

Результаты измерений параметров ДН макета, проведенных на открытом полигоне подтвердили достоверность предлагаемой модели. В таблице 1 представлены значения ширины парциальных ДН в вертикальной плоскости.



Рис. 9. Фото макета сверхширокополосной многолучевой зеркальной антенны

Таблица 1.

Частота, ГГц	Ширина парциальных ДН каналов №№, градус.				
	канал 1	канал 2	канал 3	канал 4	канал 5
2	6,6	6,1	7,3	7,5	7,25
4	4,1	3,8	4	4,5	6,5
8	5,1	5,55	6,25	7,3	8,4
12	3,7	4,3	5,4	6	6,3
18	3,7	3,6	3,8	3,9	4,3
В диапазоне рабочих частот	$5,15 \pm 1,45$	$4,85 \pm 1,25$	$5,55 \pm 1,75$	$5,7 \pm 1,8$	$6,35 \pm 2,05$

Заключение

Результаты исследований позволяют сделать следующие выводы:

1. Для достижения необходимой стабилизации ширины парциальных ДН многолучевых ЗА в диапазоне частот применение облучателей с зависимостью ширины лепестка ДН от частоты недостаточно. Необходимо целенаправленное введение потерь энергии облучателей, возрастающих с частотой, путем применения частотнозависимых РПП на рабочей поверхности отражателя.

2. Рассматриваемая математическая модель, основанная на методе физической оптики с использованием экспериментальных данных, позволяет с достаточной для практики точностью рассчитывать параметры парциальных ДН сверхширокополосных многолучевых зеркальных антенн с применением частотнозависимых РПП на рабочей поверхности отражателя.

3. С помощью построенной модели исследованы различные варианты нанесения РПП на отражатель.

4. Для достижения более высокой степени стабилизации ширины парциальных ДН ЗА в диапазоне частот с перекрытием 9 и более раз необходимо применение неоднородного РПП либо с плавным изменением модуля КО по вертикальному сечению на каждой частоте, либо в виде нескольких РПП с последовательно изменяющимися характеристиками, наносимых на поверхность отражателя по специальной схеме.

5. Рассматриваемый вариант построения многолучевых ЗА является перспективным для средств радиолокации и связи, а также для высокочувствительных мобильных средств контроля источников радиоизлучения.

Литература

1. Патент 2435262 (RU) Многолучевая зеркальная антенна.- Бобков Н.И., Лизуро В.И., Шабашов А.О., Ступин В.Е., Стуров А.Г., Перунов Ю.М., Мисиков А.Ф., - Бюллетень изобретений №33, 27.11.2011, МПК H01Q 15/14.

2. Бобков Н. И., Габриэльян Д.Д., Зелененко А.Т., Семененко В.Н., Стуров А.Г. Многолучевая зеркальная антенна для систем сверхширокополосной радиолокации. Сб. докладов V Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и связь», Москва, 21-25 ноября 2011 г., с. 173-177.

3. Габриэльян Д.Д., Бобков Н. И. Синтез амплитудно-фазового распределения сверхширокополосной зеркальной антенны. «Радиоэлектронные средства передачи и приема сигналов и визуализация информации». Материалы второй Всероссийской конференции, г. Таганрог, 27-28 июня 2012 г., с. 14-17.

4. Бобков Н. И., Габриэльян Д.Д., Пархоменко Н.Г. Синтез амплитудно-фазового распределения токов на отражающей поверхности по заданной диаграмме направленности. Журнал «Известия ЮФУ. Технические науки», №11, 2012 г., с. 15-25.

5. Бобков Н.И. Сверхширокополосный рупорный облучатель. - Сб. научных трудов “Современные проблемы радиоэлектроники”. Материалы третьей международной конференции, Ростов-на-Дону: РТИСТ ГОУ ВПО “ЮРГУЭС”, 2010, с. 248-251.

6. Бобков Н.И., Юханов Ю.В., Семенихин А.И., Семенихина Д.В. Электродинамическое моделирование рупорного облучателя многолучевой сверхширокополосной зеркальной антенны. Журнал «Известия ЮФУ. Технические науки», №11, 2012 г., с. 48-54.

7. Бобков Н. И., Габриэльян Д.Д. Сверхширокополосная многолучевая приемная зеркальная антенна. Сб. докладов «67-я Всероссийская конференция с международным участием «Научная сессия, посвященная Дню радио» RDC-2012, Москва, 16-17 мая 2012 г., с.14-18.

8. Габриэльян Д.Д., Бобков Н.И., Пархоменко Н.Г., Саркисян А.А. Сверхширокополосная многолучевая зеркальная антенна. - Сб. научных трудов «Современные проблемы радиоэлектроники». Материалы четвертой международной конференции, Ростов-на-Дону: РТИСТ ФБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012 г., с. 341-345.

9. В.В. Бодров, В.И. Сурков “Математическое моделирование устройств СВЧ и антенн”. Москва, Издательство МЭИ. 1994 г.

10. Toru Uno, Saburo Adachi, Kunio Sawaya “Three-dimensional computational analysis of radomes”// Radio Science. November 1987, Vol. 22, №6, pp. 913-916.

11. Басков К.М., Федоренко В.Н., Краснолобов И.И. “Коррекция распределения токов по апертуре антенн по результатам измерения для повышения точности исследований электродинамических характеристик системы антенна – обтекатель”. // Двенадцатая ежегодная научная конференция ИТПЭ РАН при поддержке IEEE-APS-LEOS-CHAPTER. Сборник тезисов докладов. Под редакцией д.ф.-м.н. В.Н. Киселя – М.: ИТПЭ РАН. 2011.