

ISSN 0320-9601

# Антенны

[www.radiotec.ru](http://www.radiotec.ru)

Выпуск 10 (173)  
2011



*Физтеху посвящается*



Тел./факс: (495) 625-92-41  
E-mail: [info@radiotec.ru](mailto:info@radiotec.ru)  
<http://www.radiotec.ru/>

УДК 621.396.67

## Гибридные зеркальные антенны с облучающими активными фазированными решетками

© Авторы, 2011

И. Л. Виленко – науч. сотрудник ОАО «Радиофизика», выпускница МФТИ 1989 г.

Ю. В. Кривошеев – аспирант, инженер ОАО «Радиофизика», выпускник МФТИ 2009 г.

А. В. Шишлов – к. т. н., нач. отдела, ОАО «Радиофизика», выпускник МФТИ 1977 г.

*Кинберу Борису Евсеевичу, профессору МФТИ, основоположнику асимптотической теории гибридных антенн посвящается*

В развитие асимптотической теории гибридных зеркальных антенн (ГЗА) на основе методов геометрической и физической оптики изложено решение задачи конструктивного синтеза ГЗА с двумерным сканированием на примере офсетной антенны с параболическим рефлектором и облучающей активной фазированной антенной решеткой (АФАР). Рассмотрены особенности структуры поля решетки. Приведены соотношения, связывающие функциональные характеристики ГЗА с конструктивными параметрами антенны и параметрами возбуждения облучающей АФАР. Даны примеры расчета ГЗА для спутника системы космической связи. Приведены оценки эффективности ГЗА. Предложен расчетно-экспериментальный метод определения характеристик излучения ГЗА с большими рефлекторами.

**Ключевые слова:** гибридная зеркальная антенна, активная фазированная антенная решетка, многолучевая антенна, антенна с контурным лучом, спутниковая связь.

The article describes parametrical synthesis of the active-array-fed reflector antenna with two-dimensional scanning by using the approach based on geometrical optics and physical optics. Structure of electromagnetic field to be excited by the feed array is considered. Relationships between radiation characteristics of the antenna and its constructive parameters as well as array excitation parameters are given. Estimation of the antenna effectiveness is presented. The method of calculation of the antenna radiation characteristics through measurements of the large reflector geometry and radiation performances of the feed array is proposed. The described approach is illustrated by examples of multibeam and contour beam antennas for satellite communication.

**Keywords:** array-fed reflector antenna, active phased array, multibeam antenna, contour beam antenna, satellite communications.

**Введение.** Антенную систему, состоящую из зеркала и многоэлементной облучающей решетки, в которой зеркало имеет большие размеры и формирует узкий направленный луч, а относительно маленькая облучающая решетка обеспечивает сканирование или формирование системы лучей в небольшом секторе углов, принято называть гибридной зеркальной антенной (ГЗА). Для формирования произвольного луча в заданном секторе углов необходимо возбуждать не один элемент облучающей решетки, а группу – кластер, элементы которого возбуждены с разными амплитудами и фазами.

Среди большого числа публикаций по ГЗА отметим пионерские работы [1–3], в которых дана постановка основных задач и примеры построения ГЗА. Методы синтеза и оптимизации ГЗА, в частности, методы формирования кластеров и формы поверхностей зеркал развиты в 70–80-е годы в [4–6].

В работах коллектива под руководством Б.Е. Кинбера в 80-е годы для двумерной модели антенны развита асимптотическая теория сканирующей ГЗА [7–10]. На основе анализа структуры поля ГЗА методами геометрической оптики (ГО), физи-

ческой оптики (ФО) и геометрической теории дифракции (ГТД) получены простые соотношения, устанавливающие связь между конструктивными и функциональными параметрами ГЗА. В этих же работах теоретически и экспериментально изучены предельные возможности отклонения луча в ГЗА.

Поскольку для каждого луча ГЗА амплитудно-фазовое распределение внутри кластера не равномерное, а имеет осциллирующий характер, в качестве облучателя целесообразно использовать активную фазированную антенную решетку (АФАР) с усилителями в каналах, что приводит к существенному снижению энергетических потерь в системе возбуждения по сравнению с пассивной решеткой. Вопросам создания облучающих АФАР для ГЗА посвящено большое число работ [11–24].

Многолучевые ГЗА с АФАР на спутниках позволяют кардинально повысить скорость передачи данных в мобильных системах спутниковой связи при использовании абонентских терминалов со слабонаправленными антеннами. В последнее десятилетие создано и эксплуатируется значительное число спутников, в которых применены мно-

голчевые ГЗА с большими раскладными рефлекторами [25 – 30]. Разрабатываются также ГЗА для сверхширокополосных радиотелескопов [24, 31], подвижных систем связи [32].

Несмотря на обилие публикаций по ГЗА, в подавляющем их большинстве рассматриваются конкретные схемы, модели и конструкции ГЗА, а также их отдельные элементы, и оптимизируются характеристики на основе численных процедур. Мало внимания уделено вопросам рационального построения ГЗА и ее облучающей системы в зависимости от требуемого сектора обзора и направленности антенны.

В предлагаемой работе, в развитие [7–10], на основе методов ГО и ФО решена задача конструктивного синтеза ГЗА с двумерным сканированием на примере офсетной антенны с параболическим рефлектором и облучающей АФАР. Рассмотрены особенности структуры поля, которое должна формировать АФАР, изложены алгоритмы определения ее положения и конфигурации, а также построения кластера – группы излучателей АФАР, обеспечивающих формирование луча антенны. Приведены соотношения, связывающие сектор сканирования с размерами и числом излучателей облучающей АФАР, а также с отношением  $f/D$  зеркала. Предложен алгоритм вычисления и оптимизации коэффициента усиления (КУ), эквивалентной изотропно излучаемой мощности (ЭИИМ), шумовой добротности ГЗА с АФАР. На основе этого алгоритма предложен расчетно-экспериментальный метод определения характеристик излучения ГЗА с большими рефлекторами. Приведены оценки эффективности ГЗА. Даны примеры расчета вариантов многолучевой ГЗА и ее модификаций с контурным лучом для спутника системы космической связи.

**Геометрия ГЗА и постановка задачи.** Рассмотрим ГЗА, состоящую из несимметричного параболического зеркала и плоской облучающей решетки (рис. 1). Для описания геометрии ГЗА будем использовать систему координат  $XYZ$ , начало  $O$  которой совмещено с фокусом  $F$  параболоида, а ось  $Z$  – с фокальной осью параболоида. Зеркало симметрично относительно плоскости  $YOZ$  и смещено относительно фокальной оси вдоль оси  $Y$  для уменьшения вторичного рассеяния поля на решетке (затенения). Диаметр апертуры зеркала  $D$  определяется требуемой направленностью антенны, смещение характеризуется расстоянием  $L$  от фокальной оси до края зеркала.

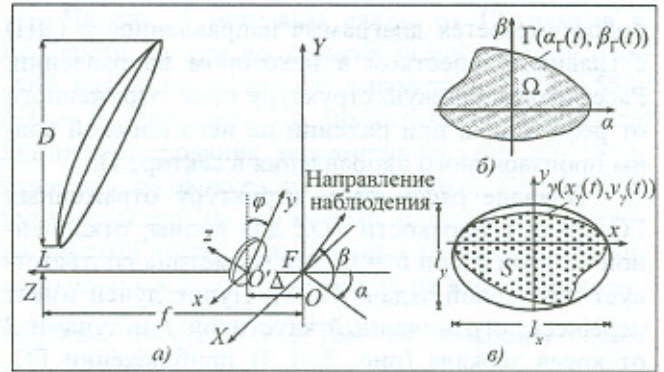


Рис. 1. Геометрия ГЗА

Облучающая решетка вынесена из фокуса в сторону зеркала. Точка пересечения  $O'$  ее апертуры с осью  $Z$  находится на расстоянии  $\Delta$  от фокуса (рис. 1,а). Нормаль к апертуре решетки параллельна плоскости  $YOZ$  и повернута на угол  $\varphi$  относительно оси  $Z$ . Для характеристики геометрии облучающей решетки введем систему координат  $x, y$  с началом в точке  $O'$ . Координаты  $x, y$  лежат в плоскости апертуры, причем ось  $x$  параллельна оси  $X$ , а ось  $y$  совмещена с линией пересечения апертуры решетки и плоскости  $YOZ$ .

Область сканирования ГЗА задана в виде углового сектора  $\Omega$  (рис. 1,б), контур  $\Gamma$  которого определяется в параметрической форме функциями  $\alpha_T(t), \beta_T(t)$ .

Задачей синтеза ГЗА является определение глубины зеркала, положения апертуры облучающей решетки, области  $S$  размещения и периода  $d$  излучателей, их амплитуд и фаз возбуждения для формирования произвольного луча в секторе  $\Omega$ . Для описания границы  $y$  области  $S$  размещения излучателей будем использовать представление  $x_y(t), y_y(t)$  (рис. 1,в). Глубина зеркала задана углом раствора зеркала  $\psi$  или отношением  $f/D$ , где  $f$  – фокусное расстояние. Смещение зеркала  $L$  относительно фокальной оси должно превышать половину размера решетки  $l_y$  по меньшей мере на ширину зоны полутени  $\delta \sim \sqrt{\lambda f}$ , идущей от нижнего участка кромки зеркала [8], где  $\lambda$  – длина волны.

Если в качестве облучающей решетки ГЗА применяется АФАР, то необходимо указать значения мощности в каналах АФАР, обеспечивающие требуемую ЭИИМ.

**ГО-структура поля ГЗА.** Для решения задачи, следуя [7–10], воспользуемся ГО. Обратим внимание, что применяемый здесь термин «ГО-луч» определяет направленную линию в пространстве, в отличие от термина «луч антенны», под которым

подразумевается диаграмма направленности (ДН) с главным лепестком в некотором направлении. Рассмотрим лучевую структуру поля, отраженного от рефлектора, при падении на него плоской волны произвольного направления в секторе  $\Omega$ .

Вначале рассмотрим структуру отраженных ГО-лучей в плоскости  $YOZ$  для волны, отклоненной на угол  $\beta$  при  $\alpha = 0$ . Эта геометрия соответствует двумерной задаче [7, 8]. Пучок лучей имеет перешеек, ограниченный каустикой  $l$  и лучами  $2$  от краев зеркала (рис. 2,а). В приближении ГО, облучатель должен перехватывать все лучи пучка. Минимальный размер  $p$  имеет облучатель, расположенный на хорде перешейка. В этом случае он обеспечивает формирование диаграммы направленности ГЗА с максимумом в направлении  $\beta$ .

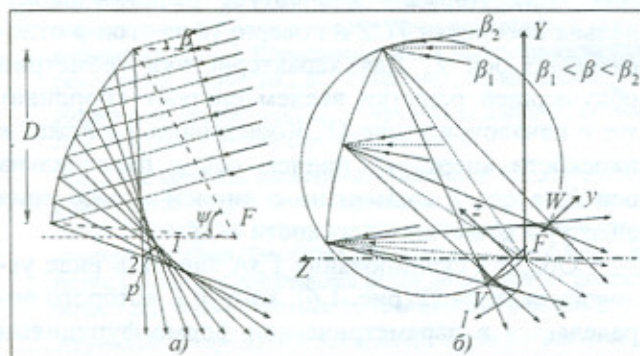


Рис. 2. Лучевая структура поля в плоскости симметрии антенны: а – при отклонении луча; б – при сканировании в секторе углов

Для рассматриваемой двумерной геометрии при изменении угла падения  $\beta$  перешеек пучка перемещается по линии сканирования, представляющей собой окружность, проходящую через фокус и края зеркала (рис. 2,б). Облучатель должен перехватывать ГО-пучки в секторе  $\beta_0 = \beta_{\max} - \beta_{\min}$ , тогда возбуждение участка облучателя (кластера), находящегося в перешейке любого из этих пучков, заданного параметром  $\beta$ , позволяет сформировать ДН с максимумом в направлении  $\beta$ . Минимальный размер  $l_y = y_{\max} - y_{\min}$  имеет облучатель, размещенный на хорде  $VW$  участка линии сканирования.

Размер облучателя  $p$  для приема плоской волны, отклоненной на угол  $\beta$  (рис. 2,а), можно определить с помощью соотношения [8], которое для малых углов отклонения  $|\beta| \leq 10^\circ$  имеет вид

$$\frac{p}{D} = c(\psi) \sin \beta \approx c(\psi) \beta, \quad (1)$$

где

$$c(\psi) \approx \frac{\sqrt{5 - 2 \cos \psi - 3 \cos^2 \psi}}{2 \sin^2 \psi} - \frac{1 + \cos \psi}{2 \sin \psi \cos^3(\psi/2)}$$

– монотонно возрастающая функция, зависящая от угла раскрытия зеркала  $\psi$ .

Хотя соотношение для  $c(\psi)$  получено при  $L = 0$  [8], оно годится для оценок и в практически важном случае  $L/D \ll 1$ . Оценка (1) дает также размер  $p$  следа ГО пучка, соответствующего углу  $\beta$  на облучателе, предназначенном для сканирования в секторе, содержащем  $\beta$  (рис. 2,б).

Размер облучателя  $l$  (рис. 2,б) для сканирования в секторе  $\beta_0 = \beta_{\max} - \beta_{\min}$  определяется соотношением [8], которое для малых углов отклонения имеет вид

$$\frac{l}{D} = 2k(\psi) \sin(\beta_0) \approx 2k(\psi) \beta_0, \quad (2a)$$

где  $k(\psi) = \frac{\sqrt{5 - 2 \cos \psi - 3 \cos^2 \psi}}{2 \sin^2 \psi}$  – функция, зависящая только от угла раствора зеркала и имеющая минимум в точке  $\psi_0 \approx 81^\circ (f_0/D \approx 0,584)$ . В окрестности  $\psi_0$  для нее справедливо разложение

$$k(\psi) \approx k_0 + k_2(\psi - \psi_0)^2, \quad (2b)$$

где  $k_0 = 1,1$ ;  $k_2 = 0,698$ ;  $\psi$  [рад].

На рис. 3 приведены зависимости  $p(\psi)/D$  от угла раствора зеркала для нескольких значений сектора сканирования  $\beta_0$  (размер  $p$  определен для угла  $\beta = \beta_0/2$ ). Там же показаны кривые  $l(\psi)/D$ , построенные как по исходным соотношениям (2a), так и по приближенной формуле (2b) (тонкие сплошные линии).

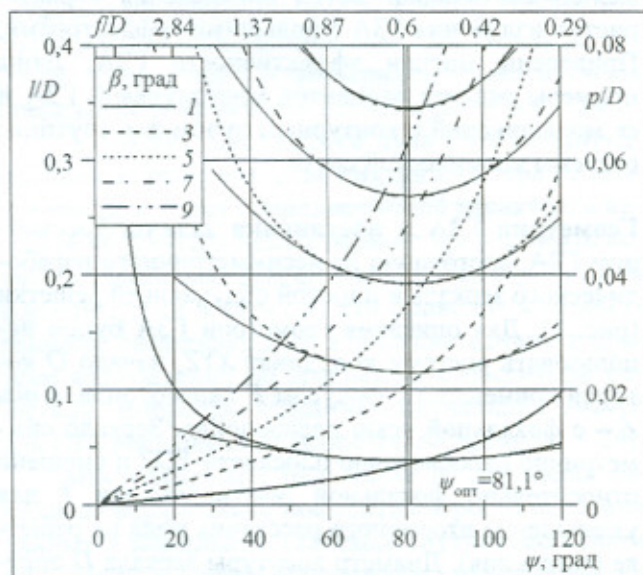


Рис. 3. Зависимость относительного размера облучателя для отклонения луча ГЗА (семейство монотонно возрастающих кривых) и облучателя для сканирования в секторе углов (кривые, достигающие минимума при  $f/D \approx 0,584$ )

Характерно, что зависимость  $l/D$  от  $\psi$  вблизи  $\psi = \psi_0$  слабая: так, в диапазоне  $60^\circ < \psi < 100^\circ$  изменение (увеличение)  $l/D$  не превышает 30%. В то же время относительный размер  $p/D$  области пересечения перешейка крайнего пучка ( $\beta = \beta_0/2$ ) с апертурой облучающей решетки быстро сокращается при уменьшении угла раствора  $\psi$ . Так, при уменьшении  $\psi$  от  $\psi_0 \approx 81^\circ$  до  $60^\circ$  ( $f/D$  возрастает примерно с 0,6 до 0,9) размер  $p/D$  уменьшается примерно в 1,7 раза. Такое заметное сокращение размеров области, ответственной за формирование ДН в выбранном направлении, приводит к существенному упрощению системы диаграммоформирования облучающей решетки, поэтому на практике, как правило, в ГЗА применяются длиннофокусные системы с  $\psi < 60^\circ - 70^\circ$  ( $f/D > 0,7 - 0,8$ ). Возможность увеличения  $f/D$  ограничена допустимым продольным размером антенны.

Угол раствора  $\psi$  – удобный параметр при ГО-построениях. На практике чаще используется отношение  $f/D$ , которым будем пользоваться в дальнейшем.

Вернемся к трехмерной задаче. Рассмотрим свойства пучков в поперечной плоскости. При падении на зеркало плоской волны под углом  $\alpha$  к плоскости симметрии  $YOZ$  отраженный от него пучок в проекции на плоскость  $XOZ$  имеет перешеек, ограниченный каустикой и лучами, отраженными от краев зеркала (рис. 4). Обладая сходством с пучком, отклоненным в плоскости симметрии, он имеет и отличия, которые видны в его сечении плоскостью  $x,y$  апертуры облучающей решетки, проходящей через хорду линии сканирования (рис. 2,б), т. е. через перешейки крайних пучков сектора сканирования.

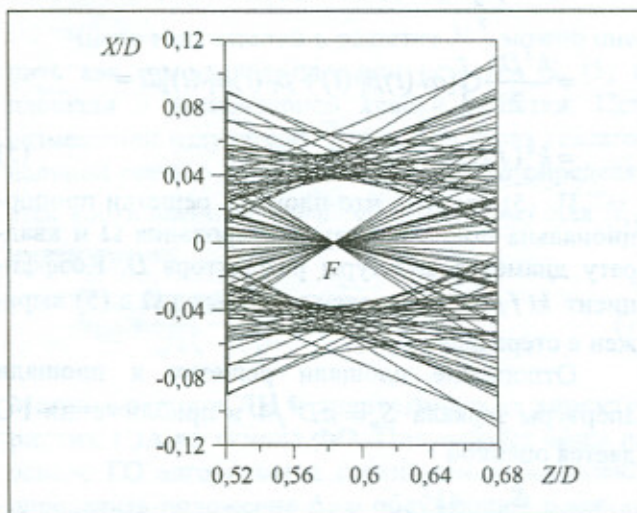


Рис. 4. Проекция ГО-пучков на плоскость  $XOZ$

На рис. 5 показаны следы от ГО-пучков в плоскости  $x,y$  для нескольких углов падения плоской волны на зеркало с параметрами  $f/D=0,584$ ;  $L/D = 0$ . Плоскость  $x,y$ , проходящая через хорду линии сканирования, наклонена на угол  $\varphi = 58^\circ$  и вынесена из фокуса на  $\Delta/D=0,0086$ . Следы ГО-пучков построены для восьми направлений прихода плоской волны, отклоненных от фокальной оси на угол  $\theta = 3,7^\circ$  (т. е. лежащих на круговом конусе), где  $\theta \approx \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$ . Там же показаны следы пучка от волны, падающей на зеркало вдоль фокальной оси. Представленные линии – следы лучей, полученных при отражении от рефлектора соосных эллиптических трубок лучей падающей плоской волны.

Видно, что пучки, отклоненные в плоскости  $\alpha = 0^\circ$ , формируют следы, симметричные относительно линии  $y = 0$ . Как видно из сравнения их формы в ортогональных сечениях, поверхность каустики в перешейке пучка имеет седлообразный характер. Часть следа вблизи каустики занята двухлучевой областью. Размер следа в плоскости симметрии примерно в 2 раза меньше размера в поперечной плоскости. При отклонении пучка в поперечной плоскости участок каустики деформируется, его края отгибаются. След приобретает форму, близкую к треугольной, с выраженными двухлучевыми участками вблизи двух сторон треугольника. Обратим внимание, что описанное поведение следов характерно лишь для малых углов отклонения  $|\alpha|, |\beta| \leq 10^\circ$ , которые и важны для большинства практических применений. При больших углах отклонения размеры каустики увеличиваются, в их структуре появляются дополнительные особенности.

Для формирования ДН в заданном направлении  $\alpha, \beta$  в апертуре облучателя необходимо возбудить участок – кластер – положение, размеры и форма которого в приближении ГО определяются следом соответствующего пучка. Амплитуды возбуждения больше у тех элементов кластера, которые расположены вблизи каустики.

Как показывают расчеты, поперечные размеры и смещение следов при отклонении ГО-пучка в поперечной плоскости имеют приблизительно те же значения, что и в плоскости симметрии. Пользуясь этим свойством пучков, получим из (2) границу контура  $\gamma$ , описывающего область  $S$  решетки, требуемую для сканирования в секторе  $\Omega$  с контуром  $\Gamma$ , в виде следующего представления:

$$\frac{x_\gamma(t)}{D} \approx -k(f/D)\alpha_\gamma(t), \quad \frac{y_\gamma(t)}{D} \approx -k(f/D)\beta_\gamma(t), \quad (3)$$

где  $k(f/D)$  определен в (2).

В силу линейности уравнений (3) контуры апертуры решетки и сектора сканирования подобны, причем  $\gamma$  является перевернутым изображением  $\Gamma$ .

На рис. 5 нанесен внешний контур облучающей решетки  $\gamma$ , полученный из оценки (3). Для данного примера с коническим сканированием, этот контур – окружность. Показан также и внутренний контур, дающий оценку поперечного размера следов. Он получен из соотношения (1) в предположении, что поперечный размер следа такой же, как и в плоскости симметрии системы:

$$\frac{p}{D} \approx c(f/D) \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}, \quad (4)$$

где  $c(f/D)$  определен в (1).

На рис. 6 показаны следы ГО-пучков для нескольких значений  $f/D$ , остальные параметры геометрии те же, что и в примере на рис. 5. Из рис. 5, 6, а – в видно, что с увеличением фокусного расстояния зеркала от оптимального значения  $f/D \approx 0,584$  до  $f/D = 1,25$  размер облучающей решетки увеличивается примерно на 34%, а поперечный размер следов уменьшается более чем вдвое.

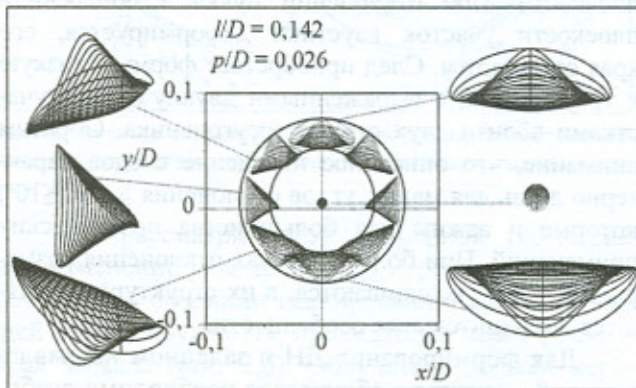


Рис. 5. Следы ГО-пучков на облучающей решетке для разных направлений плоской волны

Соотношения (3), (4) с достаточной точностью описывают ГО-размер решетки и поперечника ГО-пучка и ввиду их простоты полезны для оценок на начальном этапе проектирования ГЗА.

Обратим внимание, что следы ГО-пучков на рис. 6, соответствующих осевому падению плоской волны, в несколько раз меньше следов отклоненных пучков. Это означает, что поле внутри осевого следа имеет более высокую интенсивность, чем внутри отклоненных следов. В передающих ГЗА это может привести к нехватке мощности в излучателях АФАР, находящихся в кластере, соответствующем этому следу. Интенсивность поля в осевом следе снижается, если облучающую решетку выдвинуть из перешейка в сто-

рону зеркала, т. е. увеличить  $\Delta$ . Кроме того, для лучшего освещения зеркала излучателями решетки, целесообразно повернуть ее на угол  $\varphi$  относительно фокальной оси так, чтобы максимумы ДН излучателей направить в центр зеркала.

С учетом указанных соображений выберем для дальнейшего рассмотрения вариант антенны с параметрами расположения решетки  $\varphi = 40^\circ$ ,  $\Delta/D = 0,01$ . Глубину зеркала с учетом результатов, показанных на рис. 6, выберем  $f/D = 0,8$ . Для устранения затенения зеркала облучающей решеткой сместим его от фокальной оси на величину  $L/D \approx 0,083$ . На рис. 6, з показаны сечения ГО-пучков плоскостью решетки для указанной геометрии при падении на зеркало восьми плоских волн, отклоненных от фокальной оси на угол  $\theta = 3,7^\circ$ . Видно, что при таком, казалось бы, незначительном перемещении и повороте решетки, форма следов заметно изменяется по сравнению с представленной на рис. 5, 6, а – в. В частности, следы, соответствующие отклонению пучка в плоскости симметрии  $\alpha = 0^\circ$ , становятся близкими к треугольным, их размеры в обоих направлениях примерно уравниваются и хорошо соответствуют оценке для  $p$  по формуле (4). Размер центрального следа увеличивается по сравнению с исходным, и соизмерим с размером отклоненного следа (рис. 6, з). Оценка (3) для формы контура решетки  $\gamma$  также дает приемлемый результат.

Далее вариант размещения решетки, показанный на рис. 6, з, будем использовать для синтеза кластеров методом ФО.

Площадь  $S$  облучающей решетки оценим интегрированием по ее граничному контуру  $\gamma$  с учетом соотношений (3):

$$\begin{aligned} S_p &= \frac{1}{2} \oint_{\gamma} [x_{\gamma}(t)y'_{\gamma}(t) + y_{\gamma}(t)x'_{\gamma}(t)] dt = \\ &= \frac{k^2 D^2}{2} \oint_{\Gamma} [\alpha_{\Gamma}(t)\beta'_{\Gamma}(t) + \beta_{\Gamma}(t)\alpha'_{\Gamma}(t)] dt = \\ &= k^2 (f/D) D^2 \Omega. \end{aligned} \quad (5)$$

Из (5) следует, что площадь решетки пропорциональна полному углу сканирования  $\Omega$  и квадрату диаметра апертуры рефлектора  $D$ . Коэффициент  $k(f/D)$  определен в (2). Угол  $\Omega$  в (5) выражен в стерadians.

Отношение площади решетки к площади апертуры зеркала  $S_a = \pi D^2/4$  в приближении ГО дается оценкой

$$\tau = \frac{S_p}{S_a} = \frac{4k^2}{\pi} \Omega. \quad (6)$$

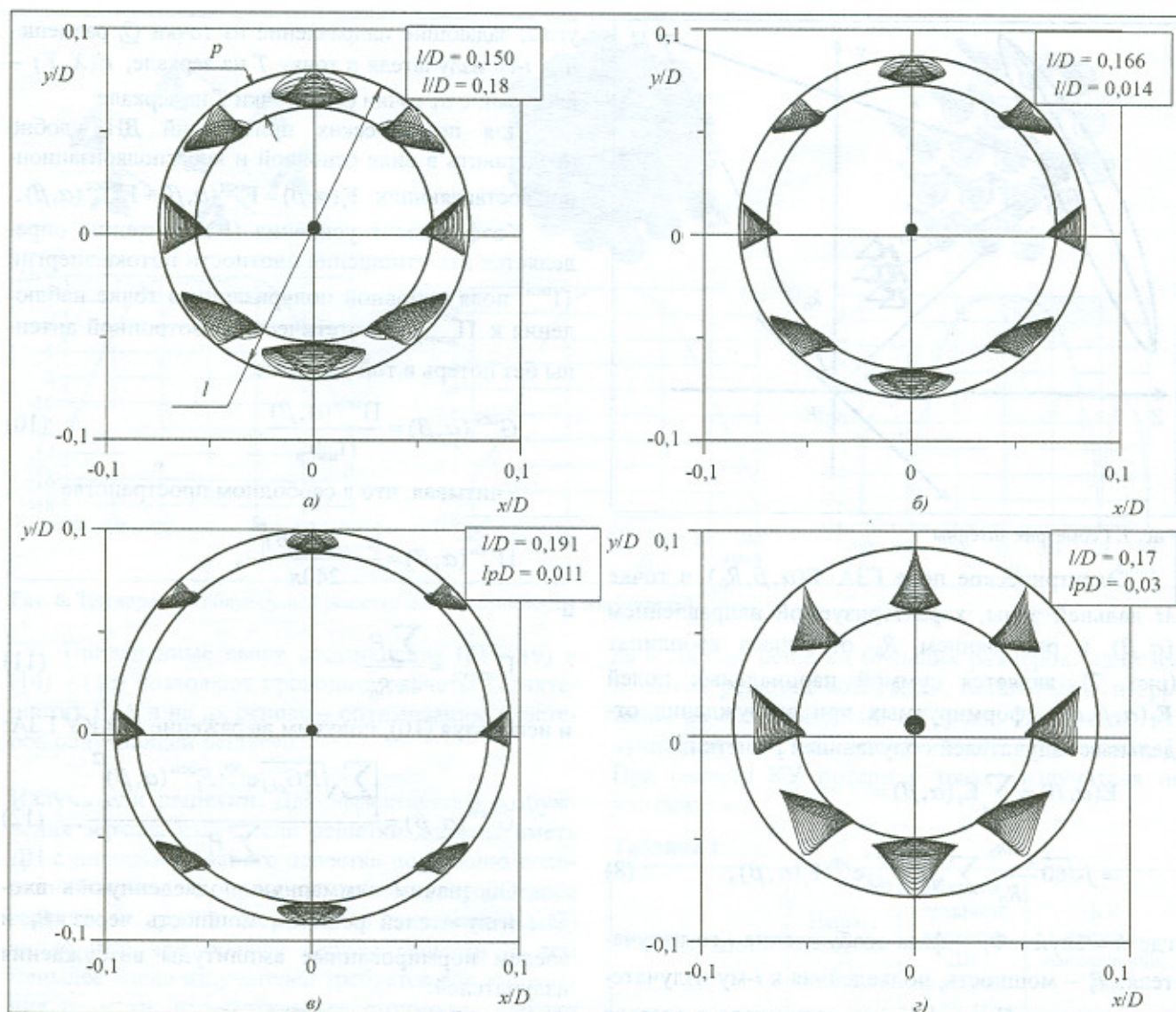


Рис. 6. Следы ГО-пучков на облучающей решетке при разных  $f/D$ : а -  $f/D = 0,8$ ; б -  $f/D = 1$ ; в -  $f/D = 1,25$ ; г -  $f/D = 0,8$ ;  $\psi = 40^\circ$ ,  $\Delta/D = 0,1$

Число излучателей в решетке  $N_{ГО}$  можно оценить как отношение площади решетки  $S_p$  (5) к площади  $\sigma$  элементарной ячейки решетки. При размещении излучателей решетки в углах гексагональной сетки с периодом  $d$  площадь  $\sigma$  определяется соотношением  $\sigma = d^2 \sqrt{3}/2$ , поэтому для  $N_{ГО}$  имеем оценку

$$N_{ГО} \approx \frac{2}{\sqrt{3}} \left( \frac{k(f/D)D}{d} \right)^2 \Omega. \quad (7)$$

**Методы расчета ДН и энергетических характеристик ГЗА на основе ФО.** Полученные выше на основе ГО алгоритмы и соотношения позволяют определить положение  $\Delta$ ,  $\varphi$  облучающей решетки и ее размеры, заданные границей области разме-

щения излучателей (3). Положение и размеры кластера, формирующего заданную ДН ГЗА, в приближении ГО определяются следом соответствующего ГО-пучка лучей. Для определения шага решетки  $d$ , числа излучателей в кластере и его конфигурации, амплитуд и фаз возбуждения излучателей в кластере, а также для более точного определения числа излучателей в решетке и ее границы, необходимо в качестве критерия качества выбрать основные характеристики ГЗА такие, как ДН и КУ, что можно сделать только с учетом волнового характера поля. Для расчетов характеристик больших зеркальных антенн (с диаметром зеркала порядка ста длин волн и более) в окрестности главного лепестка наиболее эффективным является метод физической оптики (ФО) [33].

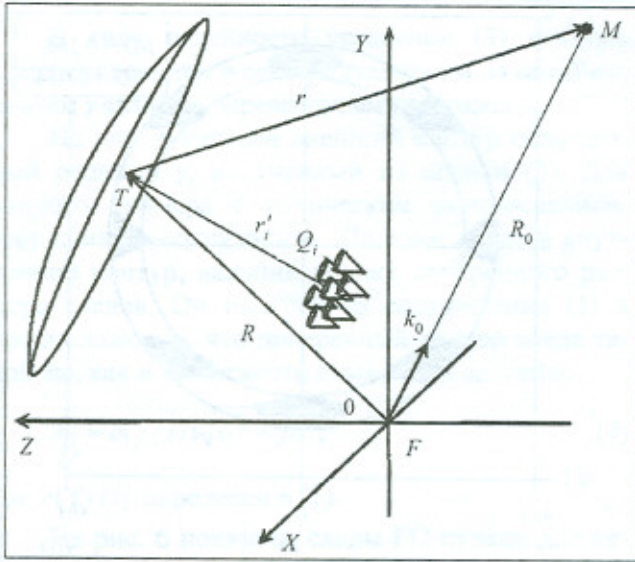


Рис. 7. Геометрия антенны

Электрическое поле ГЗА  $E(\alpha, \beta, R_0)$  в точке  $M$  дальней зоны, характеризуемой направлением  $(\alpha, \beta)$  и расстоянием  $R_0$  от начала координат (рис. 7), является суммой парциальных полей  $E_i(\alpha, \beta, R_0)$ , формируемых при возбуждении отдельных излучателей облучающей решетки:

$$E(\alpha, \beta) = \sum_i E_i(\alpha, \beta) = j\sqrt{60} \frac{e^{jkR_0}}{R_0} \sum_i \sqrt{P_i G_{el,i}} e^{j\Phi_i} F_i(\alpha, \beta), \quad (8)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$ ;  $\Phi_i$  – фаза возбуждения  $i$ -го излучателя;  $P_i$  – мощность, подведенная к  $i$ -му излучателю решетки;  $G_{el,i}$  – КУ  $i$ -го излучателя в составе решетки;  $F_i(\alpha, \beta)$  –  $i$ -я парциальная ДН ГЗА, которая в приближении ФО вычисляется интегрированием токов, возбуждаемых на поверхности зеркала  $i$ -м излучателем решетки [33]:

$$F_i(\alpha, \beta) = \frac{1}{\lambda} \iint e^{-jk(\mathbf{k}_0(\alpha, \beta), \mathbf{R}(X, Y))} \times \frac{e^{jkr'_i(X, Y)}}{r'_i(X, Y)} \left\{ [\mathbf{n}(X, Y) \mathbf{F}_{el,i}(\psi_i(X, Y), \xi_i(X, Y))] - \mathbf{k}_0(\alpha, \beta) (\mathbf{k}_0(\alpha, \beta) \times [\mathbf{n}(X, Y) \mathbf{F}_{el,i}(\psi_i(X, Y), \xi_i(X, Y))]) \right\} dS. \quad (9)$$

Здесь  $\mathbf{k}_0(\alpha, \beta)$  – орт направления в точку  $M$ , заданный углами  $(\alpha, \beta)$ ;  $\mathbf{n}(X, Y)$  – нормаль к поверхности зеркала в точке  $T$  с координатами  $(X, Y)$ ;  $\mathbf{F}_{el,i}(\psi_i, \xi_i)$  – векторная ДН  $i$ -го излучателя;  $(\psi_i, \xi_i)$  –

углы, задающие направление из точки  $Q_i$  размещения  $i$ -го излучателя в точку  $T$  на зеркале;  $r'_i(X, Y)$  – расстояние от точки  $Q_i$  до точки  $T$  на зеркале.

Для практических применений ДН удобно представить в виде основной и кроссполяризационной составляющих:  $F_i(\alpha, \beta) = F_i^{\text{осн}}(\alpha, \beta) + F_i^{\text{кросс}}(\alpha, \beta)$ .

Коэффициент усиления (КУ) антенны определяется как отношение плотности потока энергии  $\Pi^{\text{осн}}$  поля основной поляризации в точке наблюдения к  $\Pi_{\text{изотр}}$  гипотетической изотропной антенны без потерь в той же точке:

$$G^{\text{осн}}(\alpha, \beta) = \frac{\Pi^{\text{осн}}(\alpha, \beta)}{\Pi_{\text{изотр}}}. \quad (10)$$

Учитывая, что в свободном пространстве

$$\Pi^{\text{осн}}(\alpha, \beta) = \frac{|E^{\text{осн}}(\alpha, \beta)|^2}{240\pi},$$

а

$$\Pi_{\text{изотр}} = \frac{\sum P_i}{4\pi R_0^2} \quad (11)$$

и используя (10), получим выражение для КУ ГЗА:

$$G^{\text{осн}}(\alpha, \beta) = \frac{\left| \sum_i \sqrt{P_i G_{el,i}} e^{j\Phi_i} F_i^{\text{осн}}(\alpha, \beta) \right|^2}{\sum P_i}. \quad (12)$$

Обозначим суммарную подведенную к входам излучателей решетки мощность через  $P_0$  и введем нормированные амплитуды возбуждения излучателей:

$$P_0 = \sum P_i, \quad a_i = \sqrt{P_i / P_0}, \quad \sum a_i^2 = 1, \quad (13)$$

тогда угловая зависимость КУ определяется соотношением

$$G^{\text{осн}}(\alpha, \beta) = \left| \sum_i a_i e^{j\Phi_i} \sqrt{G_{el,i}} F_i^{\text{осн}}(\alpha, \beta) \right|^2. \quad (14)$$

Из (12) следует также соотношение и для ЭИИМ антенны в направлении  $(\alpha, \beta)$ :

$$P_0 G^{\text{осн}}(\alpha, \beta) = \left| \sum_i \sqrt{P_i G_{el,i}} e^{j\Phi_i} F_i^{\text{осн}}(\alpha, \beta) \right|^2. \quad (15)$$

Шумовая добротность ГЗА в режиме приема с учетом (14) определяется соотношением

$$\frac{G^{\text{осн}}(\alpha, \beta)}{T_a} = \frac{1}{T_a} \left| \sum_i a_i e^{j\Phi_i} \sqrt{G_{el,i}} F_i^{\text{осн}}(\alpha, \beta) \right|^2, \quad (16)$$

где  $T_a$  – шумовая температура системы.



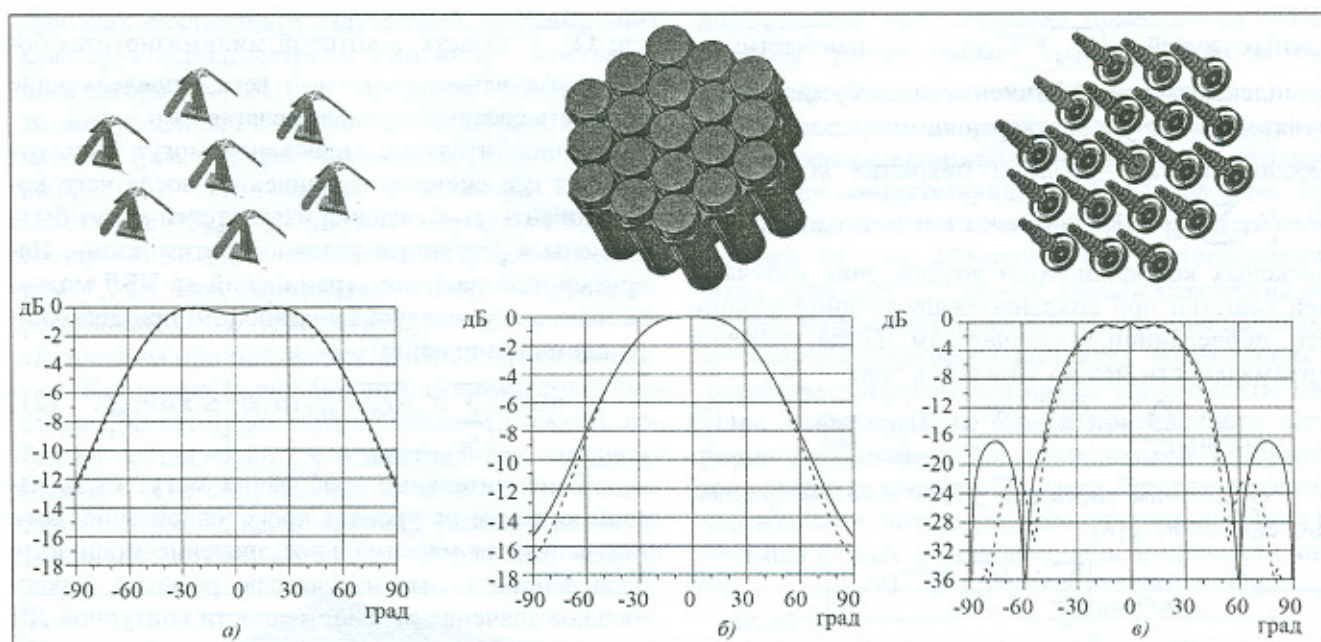


Рис. 8. Три варианта облучающей решетки и парциальные ДН излучателей

Приведенные выше соотношения (8) – (9) и (14) – (16) позволяют проводить расчеты характеристик ГЗА и на их основе – оптимизацию кластеров облучающей решетки.

**Излучатели решетки.** Для эффективного возбуждения зеркала излучатели решетки должны иметь ДН с шириной главного лепестка по уровню половинной мощности, примерно равной углу раствора зеркала. С другой стороны, из соотношения (7) видно, что чем больше период решетки  $d$ , тем меньшее число излучателей требуется для заполнения решетки, что снижает ее стоимость. Однако при этом ДН излучателей сужаются, зеркало возбуждается менее эффективно и, следовательно, характеристики ГЗА ухудшаются. Для сопоставления характеристик излучения ГЗА с разным периодом рассмотрим три варианта решетки с гексагональной сеткой и  $d/\lambda = 0,6; 0,8$  и  $1,14$  (рис. 8).

В качестве излучателей выбраны турникетные вибраторы для решетки  $d/\lambda = 0,6$  (рис. 8,а), конические рупоры для  $d/\lambda = 0,8$  (рис. 8,б) и ребристые многодисковые излучатели с секторной парциальной ДН для  $d/\lambda = 1,14$  (рис. 8,в), которые использованы в ряде разработок ОАО «Радиофизика» [34, 35]. Здесь же показаны парциальные ДН  $F_{el,i}$  и КУ  $G_{el,i}$  этих излучателей, рассчитанные Ю. Б. Корчемкиным для  $d/\lambda = 0,6$  и С. А. Ганиным для  $d/\lambda = 0,8$  и  $d/\lambda = 1,14$ . Эти величины рассчитаны численными методами на электродинамических моделях с учетом взаимных связей излучате-

ля в составе решетки больших размеров: один излучатель решетки возбужден, остальные – нагружены на согласованные нагрузки. Параметры излучателей в составе решетки приведены в табл. 1. При расчете КУ потери в тракте излучателя не учитывались.

Таблица 1

Тип излучателя	Период решетки $d/\lambda$	Ширина главного лепестка ДН по уровню -3 дБ, град	КУ в осевом направлении, дБи
Турникетный вибратор (рис. 8,а)	0,6	110	5,4
Конический рупор (рис. 8,б)	0,8	80	8,4
Ребристый многодисковый излучатель (рис. 8,в)	1,14	60	11,5

**Синтез кластеров по заданным ДН и КУ.** Для построения кластеров, формирующих остронаправленные или контурные лучи ГЗА применим оптимизационную процедуру, определяющую комплексные коэффициенты возбуждения излучателей  $\hat{a}_i = a_i e^{j\Phi_i}$ . В качестве целевой функции используем коэффициент усиления антенны в зоне обслуживания. Угловая зависимость КУ определяется выражением (12) через сумму вкладов парци-

альных лучей  $\sqrt{G_{el,i}} F_i^{очн}(\alpha, \beta)$  с неизвестными комплексными коэффициентами возбуждения излучателей  $\dot{a}_i$ , удовлетворяющими условию (13). Обозначим  $\Omega_m$  – область покрытия  $m$ -го луча;  $A = \{\dot{a} : \sum |\dot{a}_i|^2 = 1\}$  – множество возможных комплексных коэффициентов возбуждения излучателей решетки при сохранении постоянной мощности, подведенной к излучателям. Тогда критерий оптимальности можно записать в виде

$$\min_{(\alpha, \beta) \in \Omega_m} \left| \sum_{i_m} \dot{a}_i \sqrt{G_{el,i}} F_i^{очн}(\alpha, \beta) \right| \rightarrow \max_{\dot{a} \in A} \quad (17)$$

Обозначим минимум ДН в зоне обслуживания символом  $g(\dot{a})$ :

$$g(\dot{a}) = \min_{(\alpha, \beta) \in \Omega_m} \left| \sum_{i_m} \dot{a}_i \sqrt{G_{el,i}} F_i^{очн}(\alpha, \beta) \right|, \quad (18)$$

тогда задачу оптимизации можно сформулировать так:

$$g(\dot{a}) \rightarrow \max_{\dot{a} \in A} \quad (19)$$

Таким образом, математически задача формулируется как максимизация заданной функции при наличии нелинейного ограничения в виде равенства.

На практике ГЗА используются как для формирования остронаправленных ДН с угловым размером главного лепестка порядка  $\lambda / D$ , так и для формирования контурных ДН с более широким главным лепестком, имеющим форму, соответствующую равномерному освещению заданной зоны покрытия. Принципиальных отличий в формулировке задачи оптимизации облучателей для остронаправленной и контурной ДН нет. Единственным отличием является то, что для остронаправленного луча область покрытия  $\Omega_m$  относительно мала (кластер имеет размер  $p$ , который ранее был оценен по ГО), а при построении контурного луча на всю зону обслуживания  $\Omega_m = \Omega$  используются все излучатели решетки.

При наличии дополнительных требований на уровень бокового излучения, ширину переходной зоны и прочее, целевая функция дополняется таким образом, чтобы эти дополнительные требования были в ней также отражены. Например, при наличии ограничений на уровень боковых лепестков (УБЛ) целевая функция может быть модифицирована следующим образом:

$$g(\dot{a}) = w_1 \min_{(\alpha, \beta) \in \Omega_m} \left| \sum_{i_m} \dot{a}_i \sqrt{G_{el,i}} F_i^{очн}(\alpha, \beta) \right| - w_2 \max_{(\alpha, \beta) \in \Omega_m} \left| \sum_{i_m} \dot{a}_i \sqrt{G_{el,i}} F_i^{очн}(\alpha, \beta) \right|, \quad (20)$$

где  $\tilde{\Omega}_m$  – область, в которой минимизируется боковое излучение;  $w_1$  и  $w_2$  – веса, определяющие важность соответствующего слагаемого.

Дополнительные требования могут быть отражены как система ограничений, после чего коэффициенты возбуждения излучателей могут быть найдены в результате условной оптимизации. Например, при наличии ограничений на УБЛ можно использовать целевую функцию (19) при дополнительном ограничении

$$\max_{(\alpha, \beta) \in \Omega_m} \left| \sum_{i_m} \dot{a}_i \sqrt{G_{el,i}} F_{M,i}^{очн}(\alpha, \beta) \right| \leq \text{УБЛ}_{\max} \quad (21)$$

Дополнительные требования могут быть наложены также на уровень кроссполаризационного излучения, на максимальное значение мощности, подведенной к  $i$ -му излучателю решетки, максимальное значение неравномерности контурной ДН в зоне покрытия и т.д.

**Кластеры и характеристики формируемых ими лучей.** На рис. 9 приведены результаты синтеза кластера и характеристик излучения ГЗА с рефлектором  $D/\lambda = 160, f/D = 0,8; L/D \approx 0,083$ . Положительные облучающей решетки задано параметрами:  $\varphi = 40^\circ$  и  $\Delta/D = 0,01$ . Излучатели расположены с периодом  $d/\lambda = 0,8$  (их конструкция и ДН показаны на рис. 8,б). Синтез кластера выполнен для ДН, максимум которой отклонен на угол  $\alpha = 3,7^\circ, \beta = 0^\circ$  (около девяти ширин главного лепестка в азимутальной плоскости).

Для выбранного примера ГО-след на решетке содержит 19 излучателей. Число элементов в кластере, с одной стороны, должно обеспечивать хорошее качество ДН и высокий КИП антенны, с другой, – учитывать структуру и возможности диаграммоформирователя решетки. В рассматриваемом примере моделирование выполнено в предположении, что число излучателей в кластере равно 16.

Кластер сформирован поэтапно. На первом этапе выбран фрагмент решетки, содержащий ГО-след пучка и существенно превышающий его по размеру. Выбранный фрагмент содержит 120 излучателей (это число может быть и больше). Для всех излучателей фрагмента рассчитаны парциальные ДН (9). С помощью оптимизационного алгоритма (18), (19) определены коэффициенты возбуждения, обеспечивающие максимум КУ в направлении  $\alpha = 3,7^\circ, \beta = 0^\circ$ .

На втором этапе из рассмотренных на первом этапе 120 излучателей отобраны шестнадцать, имеющих наибольшие амплитуды возбуждения.

Для этих шестнадцати излучателей, составляющих кластер, с использованием того же оптимизационного алгоритма (18), (19) определены коэффициенты возбуждения. Распределение мощности по излучателям (рис. 9,а) рассчитано с помощью соотношений (13) – (15), исходя из заданной ЭИИМ в максимуме  $PG_{\max} = 61$  дБ·Вт. В максимуме КУ  $G_{\max}$  составляет 52,1 дБи, мощность, излучаемая кластером, 7,7 Вт. При формировании системы лучей, пересекающихся по уровню минус 1 дБ, в зоне обслуживания обеспечивается ЭИИМ  $PG = 60$  дБ·Вт.

Как видно из рис. 9,б, луч, формируемый кластером, имеет существенно больший КУ, чем любая из составляющих его шестнадцати парциальных ДН. Луч сформирован в заданном направлении (рис. 9,в, г), имеет ширину главного лепестка около  $0,4^\circ$  и УБЛ не более  $-19$  дБ. Полученный

коэффициент использования поверхности (КИП) антенны  $\eta = 0,65$  может быть увеличен за счет увеличения числа излучателей в кластере.

Сопоставим структуру кластеров, полученных на основе алгоритма оптимизации, и структуру следов соответствующих ГО-пучков (рис. 10). На рис. 10,а показан 16-элементный кластер, наложенный на след ГО-пучка, для рассмотренного выше луча  $\alpha = 3,7^\circ$ ,  $\beta = 0^\circ$  (левый кластер на рисунке). Излучатели кластера обозначены жирными кружками с указанием амплитуд возбуждения в децибелах. Обратим внимание, что элементы кластера, выбранные на основе приведенного алгоритма оптимизации КУ, расположены в области, выходящей за пределы ГО-следа. Это связано с тем, что волновое поле в отличие от пучков ГО-лучей не имеет резких границ свет-тень, в частности, оно

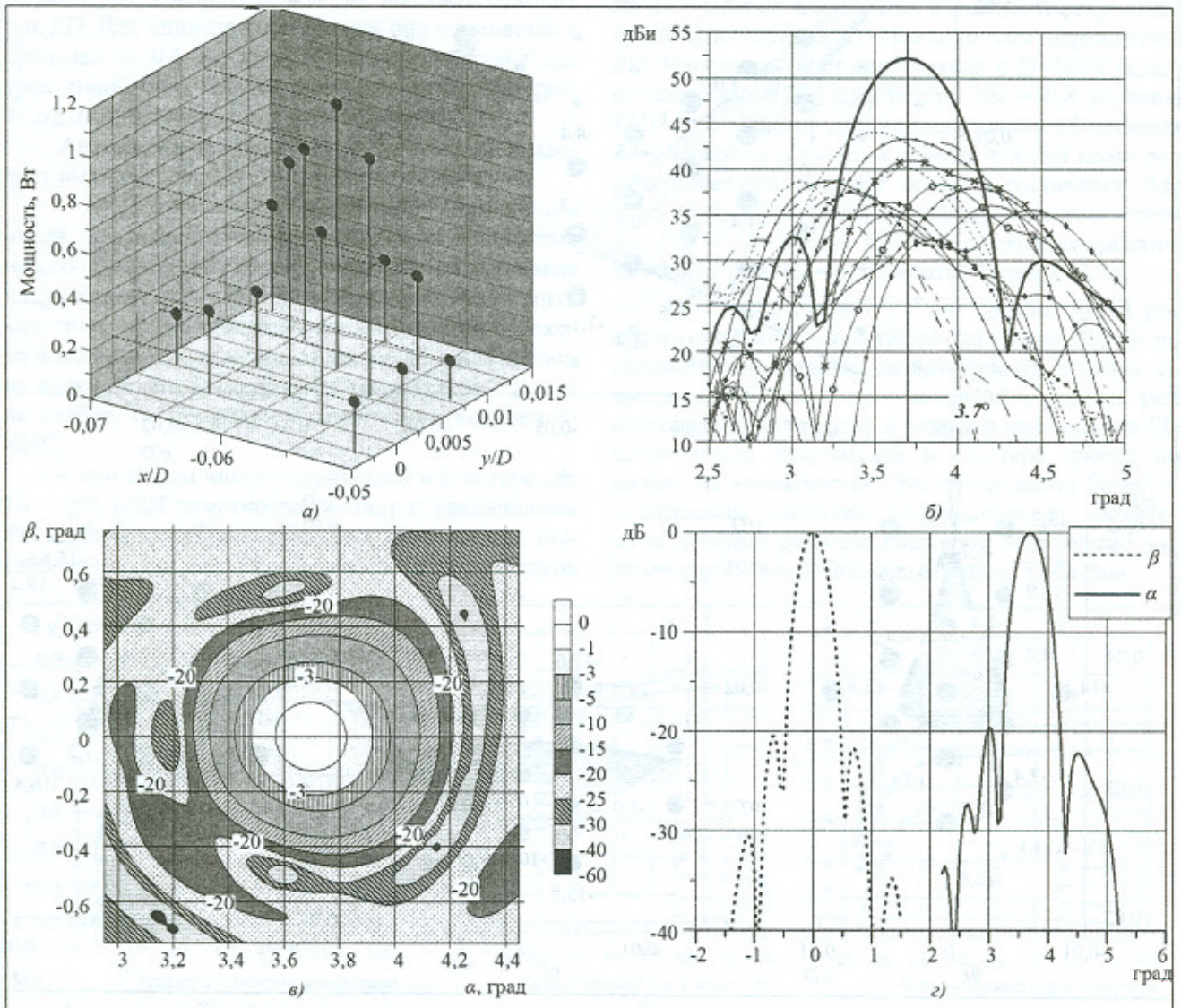


Рис. 9. Кластер и ДН луча, отклоненного на угол  $\alpha = 3,7^\circ$ ;  $\beta = 0^\circ$

не только концентрируется вблизи освещенной стороны каустик, но и присутствует с их теневой стороны на расстояниях нескольких длин волн [8]. Следуя структуре поля, элементы кластера располагаются с обеих сторон от каустики. Амплитуды их возбуждения находятся в диапазоне  $-7,4 - 0$  дБ. В то же время излучатели, расположенные внутри ГО-следа вдали от каустики, не используются в 16-элементном кластере этого луча ввиду их относительно малого вклада в формирование ДН.

На рис. 10,а показан для сравнения находящийся рядом кластер луча, отклоненного в той же плоскости на меньший угол  $\alpha = 2^\circ, \beta = 0^\circ$  (правый кластер). Этот кластер, содержащий по условию

также 16 излучателей, полностью включает ГО-след и даже превышает его в размере. При этом в кластер включены элементы с существенно меньшей амплитудой, чем в предыдущем примере: диапазон изменения амплитуд составляет  $-15,1 - 0$  дБ. За счет этого качество формирования ДН лучше, чем в предыдущем примере, и КИП увеличивается до  $\eta = 0,78$ .

На рис. 10,б показан кластер для луча, отклоненного в плоскости симметрии антенны ( $\alpha = 0^\circ, \beta = -2^\circ$ ). Он почти симметричен относительно оси  $y$  и также полностью покрывает ГО-след. Амплитуды излучателей несимметричны относительно оси

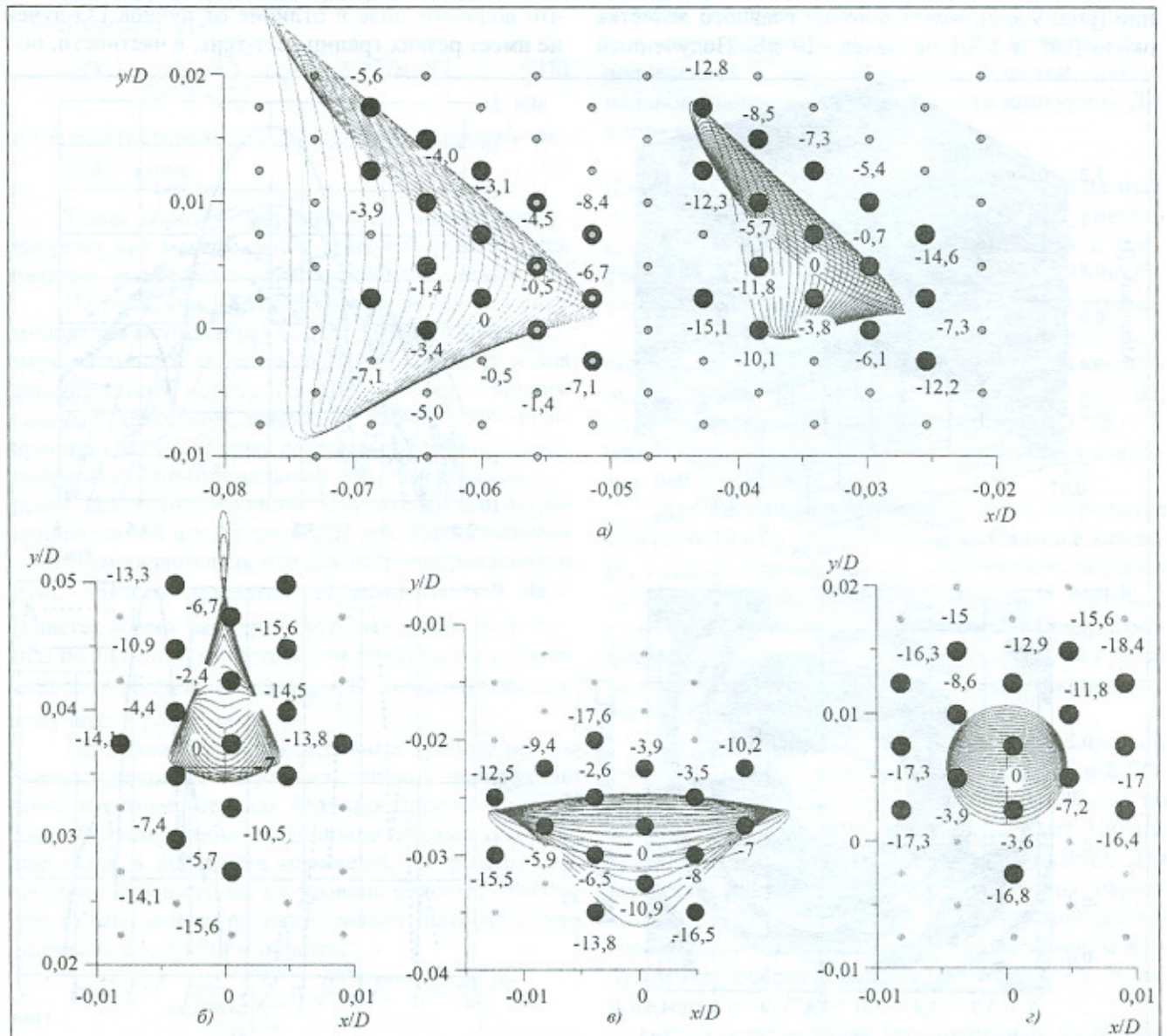


Рис. 10. Следы ГО-пучков и соответствующие им 16-элементные кластеры для пяти направлений отклонения луча (в одном масштабе)

у, поскольку центральный столбец кластера несколько смещен относительно оси  $y$ . Диапазон изменения амплитуд составляет  $-15,6 - 0$  дБ, КИП антенны  $\eta = 0,77$ . Кластер для луча ( $\alpha = 0^\circ, \beta = 2^\circ$ ) показан на рис. 10,в.

На рис. 10, з представлен кластер осевого луча ( $\alpha = 0^\circ, \beta = 0^\circ$ ). Он также полностью покрывает ГО-след. Диапазон изменения амплитуд излучателей в нем составляет  $-18,4 - 0$  дБ. КИП антенны  $\eta = 0,79$ .

Рассмотрим, как зависит КИП антенны от числа излучателей в кластере, периода решетки и глубины зеркала на примере рассмотренного выше луча  $\alpha = 3,7^\circ, \beta = 0^\circ$  для  $D/\lambda = 160$ .

На рис. 11, а-в приведены три семейства зависимостей КИП от числа излучателей в кластере. Параметром каждого семейства является отношение  $f/D$ . Для приведенных кривых оно изменяется в пределах от 0,6 до 1,5. Семейства построены для трех типов облучающих решеток:  $d/\lambda = 0,6$  (рис. 11,а);  $d/\lambda = 0,8$  (рис. 11,б) и  $d/\lambda = 1,14$  (рис. 11,в).

Анализ представленных зависимостей позволяет выявить следующие закономерности:

- КИП антенны возрастает при увеличении числа излучателей в кластере, причем кривые имеют участок быстрого роста при малом числе излучателей (располагаемых на участках вблизи каустики, где поле значительно) и участок перехода в насыщение, где существенное изменение числа излучателей, размещенных на участках, где поле слабое, не приводит к заметному увеличению КИП;

- при малом числе излучателей в кластере (до 10 - 20) КИП заметно возрастает с увеличением  $f/D$  зеркала, поскольку при этом уменьшается ГО-след пучка (см. рис. 6), и для заполнения участков

вблизи каустики, существенных для формирования поля, требуется меньше излучателей;

- при большом числе излучателей в кластере ( $n \geq 20$ ) скорость возрастания КИП при увеличении  $n$  тем меньше, чем больше  $f/D$ , это связано с тем, что при увеличении  $f/D$  след ГО-пучка уменьшается и число излучателей, попадающих в область вблизи каустики, уменьшается, т. е. качество воспроизведения требуемого поля ухудшается из-за дискретности решетки;

- максимально достижимый КИП увеличивается с уменьшением шага решетки.

При проектировании практических систем, важными факторами, наряду с высокими радиотехническими характеристиками, являются относительная простота диаграммоформирователя решетки, которая достигается при уменьшении числа излучателей в кластере, и компактность конструкции, которая достигается путем ограничения  $f/D$ . Например, если для зеркала с  $D = 160\lambda$  задано ограничение  $f/D \leq 0,8$ , то при  $d/\lambda = 0,8$  значение КИП, достижимое при использовании 16-элементного кластера в худшем случае, т. е. на краю рассматриваемого сектора  $\alpha = 3,7^\circ$ , составляет 0,65 (рис. 11,б). При увеличении фокусного расстояния до  $f/D = 1$  такой кластер позволяет достичь  $\eta = 0,7$ , а при  $f/D = 1,5$  - соответственно 0,75.

Проведенные расчеты для других лучей рассмотренной антенны, а также для ГЗА с  $D/\lambda = 80$  показывают, что данные закономерности в целом сохраняются. Однако при уменьшении размера рефлектора (в длинах волн), а значит и уменьшении ГО-следа, число излучателей в кластере пропорционально не уменьшается. Это обусловлено более существенным влиянием дифракционных эффектов, из-за которых размеры кластеров необходимо увеличивать по сравнению с размерами ГО-следов.

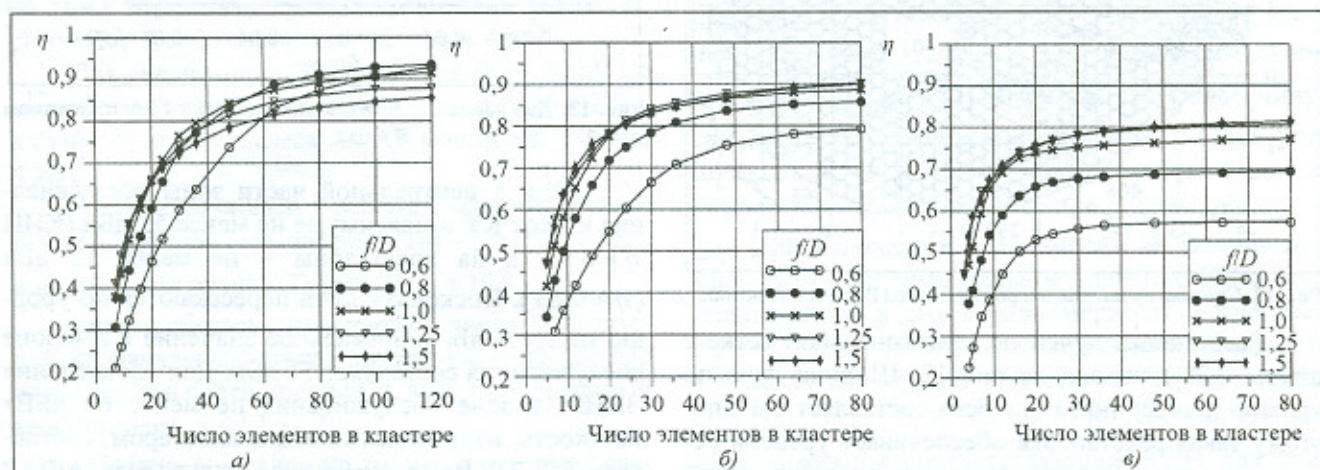


Рис. 11. Зависимость КИП от числа излучателей в кластере: а -  $d/\lambda = 0,6$ ; б -  $d/\lambda = 0,8$ ; в -  $d/\lambda = 1,4$

**Многолучевая ГЗА.** Как известно, существенным преимуществом АФАР является возможность формирования многих независимых лучей, имеющих высокие энергетические характеристики [36]. Эти возможности имеют также и ГЗА с облучающими АФАР. В частности, применяя соответствующие схемы диаграммоформирования [11, 15], с помощью ГЗА можно сформировать одновременно как сканирующие лучи, так и регулярную систему лучей с максимумами в узлах заданной сетки [25–30]. В отличие от пассивных антенн, в антеннах на основе АФАР формирование произвольной системы лучей с требуемым уровнем пересечения, не обладающих свойством ортогональности, не приводит к заметным энергетическим потерям.

Обсудим особенности многолучевой ГЗА на примере рассмотренной выше антенны с рефлектором  $D/\lambda = 160$ ,  $L/D \approx 0,083$  и облучающей решеткой, смещенной из фокуса на  $\Delta/D = 0,01$ . Для сравнения проведем расчеты для двух вариантов решетки: с периодами  $d/\lambda = 0,8$  ( $f/D = 0,8$ );  $\varphi = 40^\circ$  и  $d/\lambda = 1,14$  ( $f/D = 1,0$ ),  $\varphi = 33^\circ$ .

В качестве примера выберем зону обслуживания, включающую территорию России севернее 60-й широты и район Арктики до Северного полюса. При расположении ГЗА на спутнике типа «Молния», находящемся на высокоэллиптической орбите с точкой апогея  $60^\circ$  с. ш. и  $80^\circ$  в. д., зона обслуживания представляет собой телесный угол  $\Omega = 6,64 \cdot 10^{-3}$  стерадиан размерами  $2\alpha = 7,4^\circ$  в азимутальной плоскости и  $2\beta = 4^\circ$  в угломестной плоскости (рис. 12).

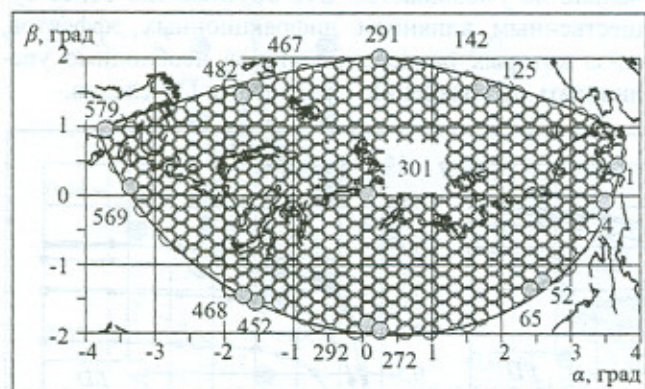


Рис. 12. Система лучей для покрытия Севера России и Арктики

Расстановка лучей по гексагональной сетке с шагом  $0,2^\circ$  показана на рис 12. Ширина луча по уровню половинной мощности составляет  $0,4^\circ$ , поэтому такая расстановка обеспечивает уровень пересечения в точке схождения трех соседних лучей не менее минус 1 дБ относительно максимума ДН.

Общее число лучей  $M_1 = 579$ . Номера некоторых лучей, рассмотренных ниже, показаны на рис. 12.

Для всех лучей с помощью ФО и оптимизационной процедуры (18), (19) сформированы кластеры. Руководствуясь результатами расчета КИП (см. рис. 11), для  $d/\lambda = 0,8$ , т. е. в первом варианте антенны, выбраны кластеры, содержащие 16 излучателей. Кластеры лучей с выбранными номерами показаны на рис. 13,а. Видно, что кластеры соседних лучей сильно пересекаются. Для некоторых кластеров число общих излучателей составляет 13 из 16. Число излучателей в решетке, обеспечивающих формирование всех лучей,  $N_1 = 440$ , а ее площадь по отношению к площади апертуры зеркала составляет около  $\tau_1 = 1,2\%$ .

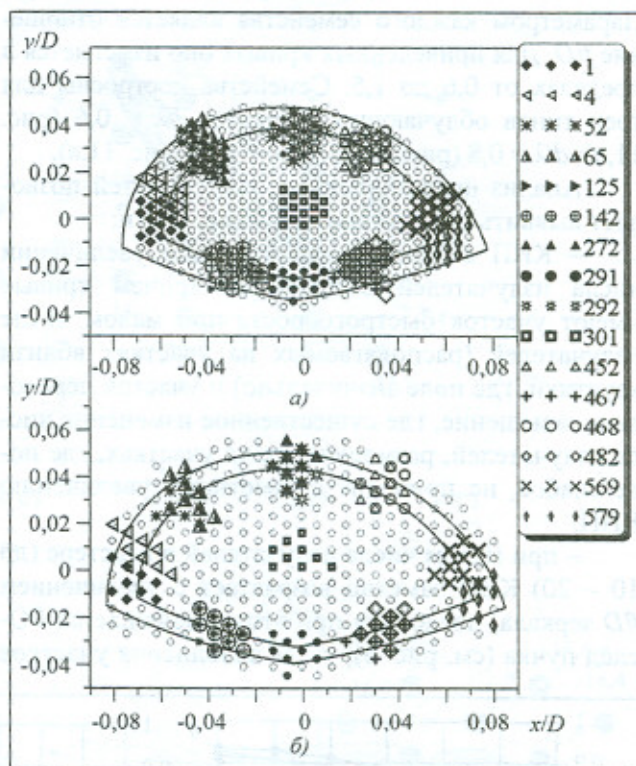


Рис. 13. Два варианта облучающей решетки ГЗА и кластеры лучей

Лучи в центральной части зоны обслуживания имеют КУ в максимуме не менее 53 дБи (КИП  $\eta \approx 0,8$ ), а на краю зоны – не менее 52 дБи ( $\eta \approx 0,63$ ). Поскольку лучи пересекаются по уровню минус 1 дБ, минимальное значение КУ в зоне обслуживания составляет 51 дБи. Для обеспечения ЭИИМ в зоне обслуживания не менее 60 дБВт мощность, излучаемая каждым кластером, составляет 6,3–7,9 Вт, а суммарная излучаемая АФАР мощность – около 3,8 кВт.

Перейдем ко второму варианту антенны. На рис. 13,б показана решетка с периодом  $d/\lambda = 1,14$ . Она формирует ту же систему лучей (см. рис. 12), но с использованием 9-элементных кластеров. Число излучателей в решетке  $N_2 = 312$ , т. е. меньше, чем в первом примере, хотя размер решетки больше (ее относительная площадь (6)  $\tau_2 = 1,8\%$ ).

По сравнению с первым вариантом КИП  $\eta$  снизился для центральных лучей с 0,8 до 0,75, а для периферийных лучей – с 0,63 до 0,61. Из-за уменьшения числа излучателей мощность в кластере возросла до 6,6–8,2 Вт, излучаемая мощность решетки – до 4 кВт, УБЛ – до –17 дБ.

Для каждой решетки на рис. 13,а,б нанесен контур ее границы  $\Gamma$ , рассчитанный на основе ГО (3) и отстоящий от него на расстояние  $p$ , определяемое (1), и внутренний контур, ограничивающий ГО-следы лучей, прилегающих к границе  $\Gamma$ . Видно, что кластеры, сформированные на основе ФО, выходят за границы, определяемые ГО-оценками.

Число излучателей решетки, определяемое по ГО с помощью оценки (7), составляет для первого варианта антенны  $N_{ГО1} = 413$  (вместо 440), а для второго  $N_{ГО2} = 252$  (вместо 312), т. е. погрешность оценки составляет 7 и 24% соответственно.

Для анализа свойств ГЗА меньших размеров рассмотрена антенна с рефлектором  $D/\lambda = 80$ ,  $f/D = 0,8$ . Она формирует лучи шириной около  $0,8^\circ$ . Покрытие рассматриваемой зоны обслуживания обеспечивается  $M_2 = 140$  лучами, расставленными с шагом  $0,4^\circ$ . Они перекрываются по уровню минус 1 дБ. Применена решетка с периодом  $d/\lambda = 0,8$ , углом наклона  $\varphi = 40^\circ$  и семиэлементными кластерами. В максимуме луча КУ составляет не менее 46,8 дБи в центре зоны и не менее 46 дБи в максимуме луча на краю зоны. Таким образом, КУ в зоне составляет не менее 45 дБи.

Для обеспечения ЭИИМ в зоне  $PG = 60$  дБ·Вт мощность в каждом кластере составляет 26–32 Вт, а суммарная излучаемая АФАР мощность – около 4 кВт.

Число излучателей в решетке, сформированное путем численной оптимизации (18)–(19),  $N_3 = 120$ , в то время как оценка (7) дает  $N_{ГО3} = 103$ .

Таким образом, для оценки числа излучателей на начальных этапах проектирования можно использовать соотношение (7), вводя поправочный коэффициент  $\chi \approx 1,1–1,2$ .

Обратим внимание на то, что в системах связи развязка между соседними лучами чаще всего

обеспечивается за счет частотного разделения. При расстановке лучей по гексагональной сетке используются, например, схемы с тремя, семью, девятнадцатью частотными стволами. Как показано выше, кластеры соседних лучей, работающих на разных частотах, перекрываются, т.е. каждый канал АФАР участвует в формировании сигналов для нескольких кластеров и соответственно должен усиливать сигналы разных частот. Это накладывает высокие требования на линейность коэффициентов передачи активных каналов во избежание появления гармоник в излучении антенны.

**ГЗА с контурной ДН.** Многолучевая антенна с сектором обзора  $\Omega$  может быть использована для формирования контурной ДН (КДН) в этом секторе [37, 38]. Число и расстановка элементов в облучающей решетке практически те же, что и в антенне с многолучевой ДН. Комплексные амплитуды возбуждения излучателей решетки вычисляются с помощью оптимизации (18), (19) для  $\Omega_m = \Omega$ . Кроме того, введем ограничение на неравномерность КДН в пределах зоны обслуживания не более 0,8 дБ.

На рис. 14 приведены результаты синтеза ГЗА с КДН для покрытия рассмотренной выше территории Севера России и Арктики. Размер рефлектора ГЗА  $D/\lambda = 80$  ( $f/D = 0,8$ ). Решетка наклонена на угол  $\varphi = 40^\circ$  с фокальной осью и содержит 120 излучателей, расположенных с периодом  $d/\lambda = 0,8$  (рис. 14, а).

Распределение мощности сигнала по излучателям для обеспечения ЭИИМ в зоне 60 дБ·Вт показано на рис. 14,б, где для каждого столбца решетки с координатой  $x$  нанесены значения мощности всех входящих в него излучателей. Мощность в излучателях составляет от 0,3 до 12,8 Вт. Формируемая КДН (рис. 14, в, г) обеспечивает КУ в зоне не менее  $G_{\min\Omega} = 30,7$  дБи при максимальном значении  $G_{\max\Omega} = 31,1$  дБи и УБЛ не более минус 20 дБ. Размер переходной зоны составляет примерно одну ширину остронаправленного луча, т.е. около  $\lambda/D$ .

При наложении ограничения на мощность в каналах АФАР минимальное значение КУ в зоне уменьшается, а его неравномерность возрастает. На рис. 14, в, г показаны распределения мощности в каналах АФАР при допустимой неравномерности  $P_{i\max}/P_{i\min} = 3$  и 1 дБ соответственно. На рис. 14,ж показаны соответствующие КДН для трех реализаций: без ограничения на вариации мощно-

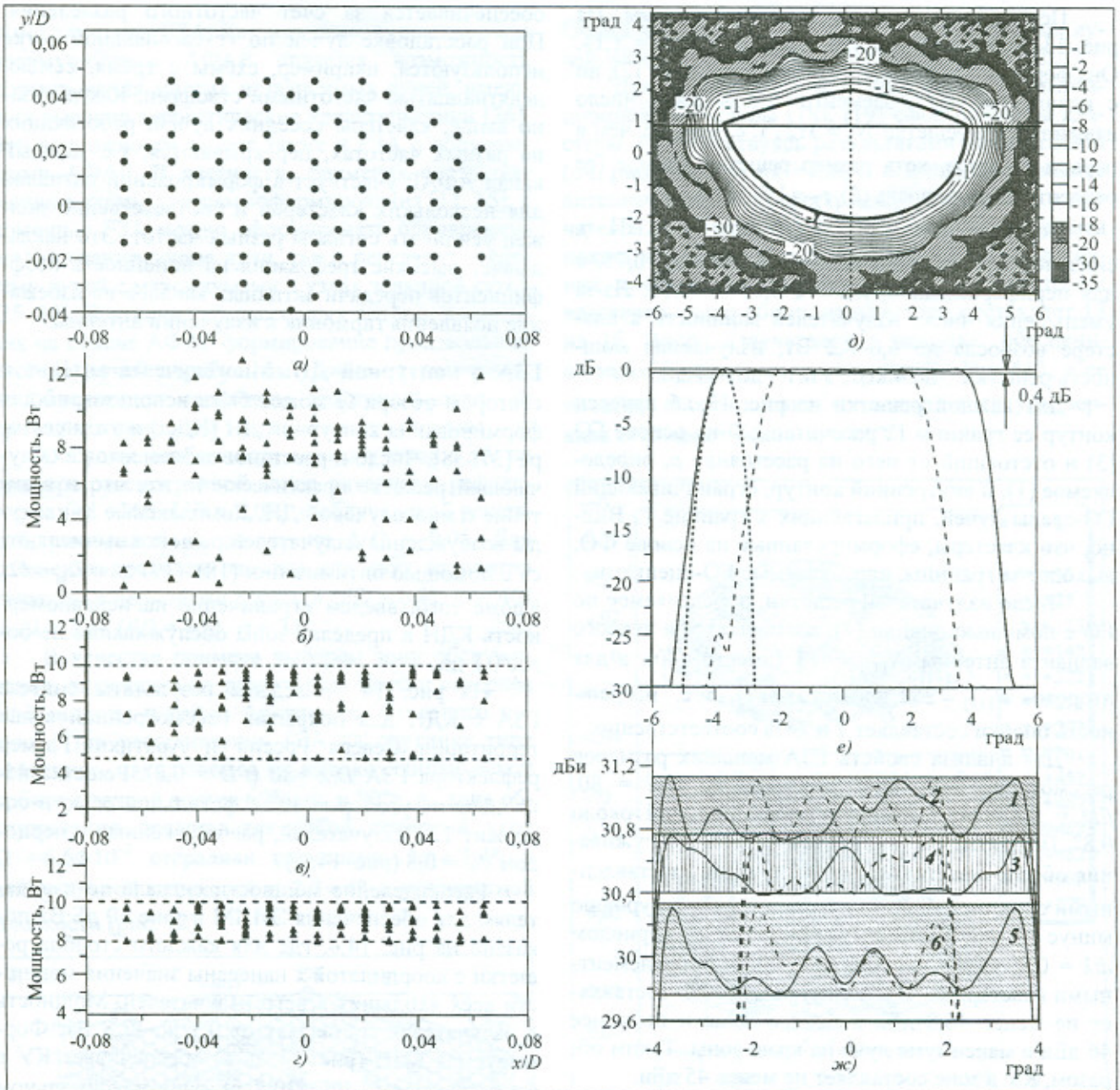


Рис. 14. Варианты распределения мощности по облучающей АФАР и соответствующие КДН ГЗА

сти в каналах АФАР (кривые 1, 2), при ее неравномерности в 3 дБ (кривые 3, 4) и при неравномерности 1 дБ (кривые 5, 6).

Суммарная излучаемая мощность облучающей АФАР при ЭИИМ 60 дБ·Вт составляет около 0,85 кВт в первой реализации КДН, 0,91 кВт – во второй и 1,05 кВт – в третьей.

Если для формирования КДН применить рассмотренную выше ГЗА с рефлектором вдвое большего диаметра  $D/\lambda = 160$  и решетку из 440 излучателей (см. рис. 13), то КУ в зоне покрытия можно

увеличить всего на 0,2 – 0,3 дБ за счет уменьшения неравномерности поля и сужения переходной зоны примерно вдвое с соответствующей «перекачкой» энергии внутрь зоны покрытия [37, 38].

**Формирование ДН при ограничении мощности в каналах АФАР.** ГЗА с электрическим сканированием луча могут применяться в РЛС с высокими требованиями на ЭИИМ. При этом уровень мощности в излучателях АФАР, требуемый для обеспечения ЭИИМ, может превышать максимальный



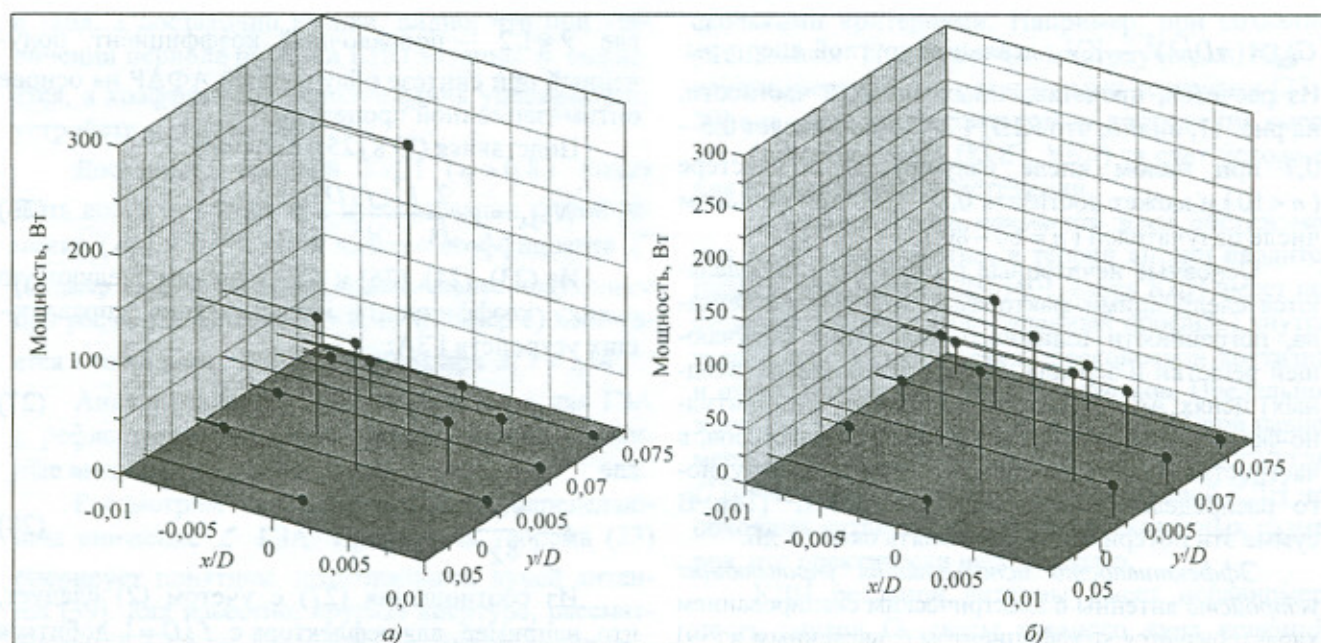


Рис. 15. Мощность в излучателях кластера: а – синтез без ограничения на максимальную мощность в канале АФАР; б – синтез при ограничении максимальной выходной мощности канала АФАР

уровень выходной мощности усилителей в каналах АФАР [16].

В качестве примера рассмотрим формирование центрального луча ( $\alpha = 0, \beta = 0$ ) в ГЗА с рефлектором  $D/\lambda = 160, f/D = 0,8$  и решеткой с периодом  $d/\lambda = 0,8$  и углом наклона  $\varphi = 40^\circ$ . Заданная ЭИИМ – 80 дБ·Вт. Распределение мощности в излучателях 16-элементного кластера, полученное на основе оптимизации, показано на рис. 15,а. Суммарная мощность составляет  $P_0 = 660$  Вт, а максимальная мощность в излучателе кластера  $P_{i\max} = 267$  Вт. Формируемый луч обеспечивает заданный ЭИИМ и КИП  $\eta = 0,8$ . При ограничении выходной мощности усилителя в канале АФАР меньшим значением, представленное распределение нереализуемо. Рассмотрим, например, ограничение мощности в канале АФАР  $P_{\text{пред}} = 100$  Вт. Модифицированное распределение в 16-элементном кластере, полученное на основе процедуры (18), (19) с ограничением на максимальную мощность, показано на рис. 15,б. Видно, что вместо 253 Вт в одном канале, максимальная выходная мощность составляет 100 Вт в пяти каналах. Рассмотренное уменьшение допустимой мощности в каналах АФАР в 2,5 раза приводит к возрастанию УБЛ (рис. 16) и снижению КИП на 0,8 дБ.

**Эффективность ГЗА.** Характеристиками эффективности антенны с электрическим сканированием являются КИП и коэффициент использования

управляющих устройств [39]. Антенны с контурными ДН удобно характеризовать коэффициентом эффективности покрытия зоны [37, 38]. Рассмотрим эти характеристики применительно к ГЗА.

**КИП.** При расчете КУ ГЗА с помощью (9), (14) учитываются потери, связанные с переливом энергии за пределы зеркала, а также из-за амплитудно-фазовых ошибок в апертуре. КИП  $\eta$ , определяемый как  $G_{\max}^{\text{осн}}(\alpha, \beta) / G_{\text{ид}}$ , где  $G_{\max}^{\text{осн}}(\alpha, \beta)$  – КУ в направлении максимума, определяемый (14);

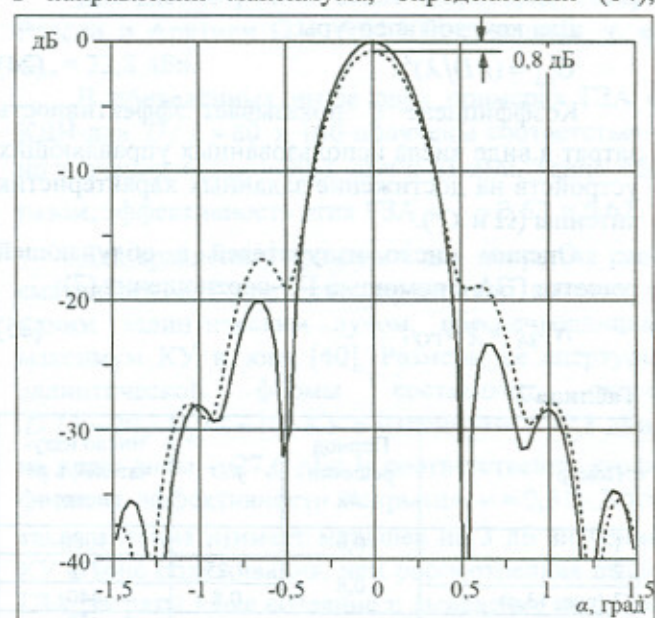


Рис. 16. Изменение ДН при ограничении выходной мощности канала АФАР

$G_{ид} = (\pi D/\lambda)^2$  – КУ идеальной круглой апертуры. Из расчетов, представленных выше, в частности, на рис. 11, видно, что КИП ГЗА  $\eta$  составляет 0,5 – 0,7 при малом числе излучателей в кластере ( $n < 10$ ) и может достигать 0,8 – 0,95 при большом числе излучателей ( $n = 60 - 80$ ).

Основные неучтенные потери КИП определяются следующими факторами: деформации зеркала, погрешности взаимного положения облучающей решетки и зеркала, потери в выходных (входных) цепях АФАР, потери, связанные с амплитудно-фазовыми ошибками в излучателях кластеров, в частности, вследствие дискретизации амплитудного распределения в передающих АФАР [14]. В сумме эти потери могут составлять около 1 дБ.

Эффективность использования управляющих устройств антенны с электрическим сканированием характеризуется коэффициентом  $\zeta$ , введенным в [39] и равным отношению минимально необходимого числа управляющих устройств к фактически использованному в антенне числу таких устройств:

$$\zeta = \frac{N_{min}}{N} \quad (22)$$

Минимально необходимое число устройств определяется через угловой сектор сканирования  $\Omega$  и коэффициент усиления апертуры антенны  $G_{ид}$  следующим образом:

$$N_{min} = \frac{\Omega G_{ид}}{4\pi} \quad (23)$$

Для круглой апертуры

$$G_{ид} = (\pi D/\lambda)^2 \quad (24)$$

Коэффициент  $\zeta$  показывает эффективность затрат в виде числа использованных управляющих устройств на достижение заданных характеристик антенны ( $\Omega$  и  $G$ ).

Оценим число излучателей в облучающей решетке ГЗА с помощью ГО-соотношения (7):

$$N_{ГЗА} \approx \chi N_{ГО}, \quad (25)$$

где  $\chi \approx 1,2$  – поправочный коэффициент, полученный при синтезе облучающей АФАР на основе оптимизационной процедуры.

Подставляя (7) в (25), получим

$$N_{ГЗА} = \chi \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{k^2 (f/D)}{d^2} D^2 \Omega \quad (26)$$

Из (23), (24), (26) и (22) получим следующую оценку коэффициента использования управляющих устройств ГЗА:

$$\zeta_{ГЗА} = \varepsilon \frac{(d/\lambda)^2}{k^2 (f/D)}, \quad (27)$$

где

$$\varepsilon = \frac{\pi\sqrt{3}}{8\chi} \approx 0,57 \quad (28)$$

Из соотношения (27) с учетом (2) следует, что, например, для рефлектора с  $f/D = 1$  добиться  $\zeta$ , близкого к 1, можно лишь при условии, что облучающая решетка имеет период  $d/\lambda \approx 1,7$ . Следует учесть, что при таком периоде решетки должен быть обеспечен еще и высокий КИП антенны. Однако проведенные в предыдущих разделах расчеты показывают, что уже при  $d/\lambda = 1,14$  КИП ГЗА заметно меньше единицы.

В табл. 2 представлены результаты расчетов коэффициента  $\zeta_{ГЗА}$  и КИП антенны  $\eta$ , полученные для многолучевой ГЗА с рефлектором  $D/\lambda = 160$ . Зона обслуживания  $\Omega$  показана на рис. 12. Из (23), (24) следует, что для такой антенны  $N_{min} = 144$ .

Расчеты выполнены для трех рассмотренных выше значений периода решетки  $d/\lambda$  на основе оптимизационной процедуры (18), (19). Для  $d/\lambda = 0,8$  рассмотрены два примера сочетания параметров, а для  $d/\lambda = 1,14$  – три. В таблице указано также число излучателей в решетке  $N$  и отношение площадей решетки и апертуры зеркала.

Хотя изменения значений периода решетки  $d/\lambda$  и отношения  $f/D$  зеркала от примера к примеру

Таблица 2

Номер	Период решетки $d/\lambda$	$f/D$	Число излучателей в решетке	Отношение площадей решетки и зеркала, %	Число излучателей в кластере $n$	КИП $\eta$	Коэффициент использования управляющих устройств $\zeta$
1	0,6	1	1080	1,7	35	0,8	0,13
2	0,8	1,25	770	2,1	16	0,75	0,19
3 (рис. 13,а)		0,8	440	1,2	16	0,63	0,33
4	1,14	1,25	420	2,4	16	0,74	0,34
5		1	350	2,0	16	0,73	0,41
6 (рис. 13,б)		1	312	1,8	9	0,61	0,46

в табл. 2 достаточно велики, видно, что при увеличении периода решетки КИП антенны  $\eta$  снижается, а коэффициент использования управляющих устройств  $\zeta$  возрастает.

Достаточно высокий КИП ( $\eta > 0,8$ ) может быть достигнут лишь при использовании густой решетки ( $d/\lambda = 0,6$ ) ценой низкого коэффициента  $\zeta$  (пример 1). В то же время максимальное полученное при расчетах значение  $\zeta = 0,46$  (пример 6) достигается в сочетании с КИП около 0,61 при  $d/\lambda = 1,14$ .

Аналогичные расчеты, проведенные для ГЗА с рефлектором  $D/\lambda = 80$ , подтверждают указанные выше закономерности.

Рассмотрим основные факторы, определяющие снижение  $\zeta$  ГЗА. Предельная теорема (23) оперирует понятием ортогональных лучей антенны [39]. Как известно, круглая апертура, рассматриваемой ГЗА не позволяет формировать ортогональные лучи, что заведомо приводит к значениям  $\zeta$  не более 0,8 [35]. Кроме того, ГЗА имеет избыточные возможности по сектору сканирования, поскольку допускает формирование лучей не только в заданном секторе  $\Omega$ , но и в некоторой окрестности за его пределами, хотя КУ этих лучей будет ниже за счет того, что кластер, требуемый для эффективного возбуждения поля, лишь частично попадает в пределы решетки. Еще один фактор низкого  $\zeta$  – применение густых решеток в целях получения высокого КИП. Как указано выше, существенное увеличение  $\zeta$  было бы возможно при использовании облучающих решеток с периодом около  $d/\lambda = 1,5-1,7$  при условии обеспечения приемлемого КИП. Еще один резерв повышения  $\zeta$  – применение зеркал с отличной от параболической формой поверхности, в частности, – оптимизированной по критерию минимума  $\zeta$ .

Параметр  $\zeta$  является важным, поскольку определяет число каналов АФАР, использованных для достижения заданных  $\Omega$  и  $G$ , и поэтому влияет на стоимость антенны. Однако он не является единственным фактором стоимости. Действительно, как видно из табл. 2, при сочетании параметров, обеспечивающем максимум  $\zeta$ , площадь решетки и фокусное расстояние зеркала, определяющие габариты конструкции и, следовательно, стоимость антенны, заметно превышают свои минимальные значения, что приводит к росту стоимости. Практически задача выбора параметров ГЗА сводится к поиску компромиссов между не-

сколькими критериями. Например, при создании уникальных спутниковых многолучевых ГЗА с крупноапертурными раскладными зеркалами [25 – 30] она часто решается в пользу достижения высокого качества лучей (КИП, УБЛ) за счет усложнения и удорожания конструкции.

*Эффективность покрытия зоны обслуживания КДН.* Как известно, в теории антенн вводится понятие идеальной КДН [40]. Такая КДН имеет постоянное значение (или заданный профиль) внутри заданного сектора  $\Omega$ , скаты бесконечной крутизны и нулевой уровень боковых лепестков. Предельное значение КУ антенны с идеальной КДН при равномерном распределении поля внутри телесного угла:  $G_{ид} = 4\pi/\Omega$ . Для формирования идеальной КДН необходима антенна с апертурой бесконечных размеров, что практически нереализуемо.

КДН реальной антенны имеет неравномерность внутри  $\Omega$ , скаты главного луча конечной ширины, ненулевое боковое излучение и КУ меньше  $G_{ид}$ . Для характеристики эффективности реальной антенны с КДН удобно использовать коэффициент  $\nu$ , являющийся отношением минимального значения КУ этой антенны  $G_{min\Omega}$  в зоне  $\Omega$  к предельному значению  $G_{ид}$ , т. е.

$$\nu = \frac{G_{min\Omega}}{G_{ид}}. \quad (29)$$

Это отношение называется *коэффициентом эффективности покрытия зоны* [37, 38].

Для рассмотренной выше территории Севера России и Арктики  $\Omega = 6,64 \cdot 10^{-3}$  стерадиан, т. е.  $G_{ид} = 32,8$  дБи.

В приведенных выше двух примерах ГЗА с КДН для  $D/\lambda = 80$  и 160 получены соответственно значения  $G_{min\Omega} = 30,7$  дБи и 31 дБи. Таким образом, эффективность этих ГЗА  $\nu_{1,2} = 0,63$  и 0,67.

Для сравнения, применим для покрытия рассматриваемой территории зеркальную антенну с одним эллиптическим лучом, обеспечивающим максимум КУ в зоне [40]. Размеры ее апертуры эллиптической формы составляют около  $D_1/\lambda = 20$ ,  $D_2/\lambda = 10$ , КУ в максимуме – 30,8 дБи, на краю зоны – 27,6 дБи и соответственно коэффициент эффективности покрытия  $\nu \approx 0,31$ . Хотя такая антенна и имеет меньшее на 3 дБ значение КУ в зоне обслуживания, чем рассмотренная выше ГЗА, затраты на ее создание и выведение на орбиту существенно меньше. Поэтому, ввиду высокой стоимости ГЗА с крупноапертурным зеркалом и

большим числом излучателей в решетке, ее имеет смысл использовать, если необходимо формировать остронаправленные лучи. Формирование КДН целесообразно лишь как дополнительная возможность, реализуемая за счет некоторого усложнения диаграммоформирователя.

**Об измерениях ГЗА с АФАР и большими зеркалами.** Характеристики излучения ГЗА могут быть измерены стандартными методами в дальней зоне, в ближней зоне и другими методами (см., например, [41]). Особенностью антенн на основе АФАР является то, что коэффициент усиления не является измеряемой величиной, вместо него измеряются ЭИИМ передающей антенны и шумовая добротность приемной антенны [42].

Особенностью ГЗА с большими раскладными зеркалами для спутниковых радиосистем являются гигантские размеры конструкций и их малая жесткость, требующая применения специальной оснастки при работе в наземных условиях. Например, рефлектор антенны спутника MSV имеет диаметр 22 м, в стадии проектирования находятся антенны с рефлекторами до 30 м [27 – 30]. Измерения характеристик больших антенн при работе в космосе возможны, однако необходимы проверки таких дорогостоящих систем еще до запуска, т.е. в наземных условиях. Размещение больших антенн на поворотных устройствах или создание сканеров размерами в десятки метров чрезвычайно дороги, поэтому важную роль играют косвенные методы, основанные на измерении составных частей с последующим расчетом выходных характеристик антенны.

Например, в [43] предложен способ определения характеристик излучения зеркальной антенны, основанный на измерении геометрии зеркала, ДН и КУ облучателя, а также его расположения относительно зеркала, с последующим расчетом ДН и КУ антенны. Модифицируя этот расчетно-экспериментальный метод, можно определить характеристики ГЗА с АФАР.

Рассмотрим основные этапы метода для определения ЭИИМ и шумовой добротности ГЗА. На первом этапе измеряются характеристики облучающей АФАР. Поскольку она имеет относительно небольшие размеры, измерения можно провести методом дальней зоны. В передающей АФАР для кластера выбранного луча поочередно включаются по командам каналы с расчетными значениями выходной мощности и фазы. Измеряется парциальная ДН включенного канала  $F_{el,j}(\psi_i, \xi_i)$ , в том числе

его фазовая ДН, которая зависит от фазы возбуждения канала  $\Phi_i$ . Затем с использованием одной из методик, описанных в [42], измеряется ЭИИМ канала  $P_i G_{el,j}$ . Такие измерения выполняются для всех каналов кластера и для всех кластеров.

На втором этапе после сборки антенны на стапеле в заданной системе точек измеряется геометрия поверхности зеркала и положение облучающей АФАР относительно нее, например, с помощью лазерного прибора.

На третьем этапе с использованием (9) рассчитываются парциальные ДН  $F_i(\alpha, \beta)$  и с помощью (15) угловая зависимость ЭИИМ  $PG(\alpha, \beta)$  для всех лучей.

Для приемной антенны на первом этапе при поочередном включении ее каналов измеряются комплексные ДН каналов АФАР  $F_{el,j}(\psi_i, \xi_i)$  и их шумовые добротности  $G_{el,j}/T_i$ . Измерения геометрии на втором этапе те же, что и для передающей антенны. Расчет шумовой добротности антенны  $G(\alpha, \beta)/T_a$  на третьем этапе выполняется с использованием (16).

Отметим особенности определения шумовой добротности. В (16)  $T_a$  – шумовая температура приемной ГЗА, в то время как  $T_i$  – шумовая температура приемного канала АФАР. Они могут значительно отличаться из-за разной направленности ДН ГЗА и ДН канала АФАР, поскольку температура внешних шумов зависит от яркостной температуры неба и ДН приемной системы. Следовательно, при расчетах  $G(\alpha, \beta)/T_a$  необходимо определять и вносить соответствующую поправку.

Обратимся к примеру ГЗА, расположенной на спутнике типа «Молния», лучи которой показаны на рис. 12. Яркостная температура Земли составляет около 300 К. В остальной части пространства, куда направлены боковые лепестки ГЗА, яркостная температура имеет значения около 3 К. Расчеты температуры внешних шумов ГЗА показывают, что в этом случае она составляет около 295 К. Если облучающая АФАР измеряется в безэховой камере, то температура внешних шумов каждого канала АФАР составит около 300 К и, таким образом, замена  $T_a$  на  $T_i$  в (16) не приводит к значительной погрешности измерений.

- Предложенное в настоящей работе решение задачи конструктивного синтеза ГЗА с облучающими АФАР на основе методов ГО и ФО позволяет выбирать рациональные технические

решения с учетом изложенных закономерностей и предельных возможностей таких антенн. Рассмотренные примеры ГЗА с офсетным параболическим рефлектором и двумерным электрическим сканированием показывают особенности расчета, проектирования и измерений практических систем, а также их потенциальные характеристики.

Благодарим за полезные обсуждения и представленные материалы С. А. Ганина, В. В. Денисенко, Ю. Б. Корчемкина, С. П. Скобелева, А. К. Тоболева

## Литература

1. Tang, C. H., Chu, R. S., Hybrid antenna configurations for limited electronic scanning. NEREM-74. Rec. Boston, Mass. 1974. Newton, Mass. 1975. P. 184–188.
2. Mailloux, R. J., Hybrid antennas. Handb. Antenna Des. 1982. V. 1. London. P. 415–465.
3. Galindo-Israel, V., Shung-Wu Lee, and Raj Mittra. Synthesis of a Laterally Displaced Cluster Feed or a Reflector Antenna with Application to Multiple Beams and Contoured Patterns // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1978. V. AP-26, № 2. P. 220–228.
4. Rahmat-Samii, Y., Lee, S.-W., Directivity of Planar Array Feeds for Satellite Reflector Applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1983. V. AP-31, № 3. P. 463–470.
5. Lam, P. T., Lee, S. W., Chang, D. C. D., Lang, K. C., Directivity Optimization of a Reflector Antenna with Cluster Feeds: A Closed-Form Solution // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1985. V. AP-33, № 11. P. 1163–1174.
6. Бахрах Л. Д., Галимов Г. К. Сканирующие зеркальные антенны. М.: Наука. 1981.
7. Алимova Л. И., Кинбер Б. Е., Классен В. И., Шишов А. В. Возможности широкоугольного сканирования в гибридных зеркальных антеннах // Радиотехника и электроника. 1981. Т. 26. № 12. С. 2500–2510.
8. Алимova Л. И., Кинбер Б. Е., Классен В. И., Шишов А. В. Асимптотическая теория гибридных зеркальных антенн // В сб. «Прикладная электродинамика». М.: Высшая школа. 1983. Вып. 6. С. 258–290.
9. Кинбер Б. Е., Классен В. И., Тоболев А. К., Шишов А. В. Экспериментальная проверка отклонения луча гибридной зеркальной антенны в широком секторе углов // Радиотехника и электроника. 1984. Т. 29. № 8. С. 1462–1471.
10. Классен В. И., Кинбер Б. Е., Шишов А. В., Тоболев А. К. Гибридные и полифокальные антенны // Антенны. М.: Радио и связь. 1987. С. 3–24.
11. Sorbello, R. M.; Karmel, P. R.; Gruner, R. W., Feed array and beam forming network design for a reconfigurable satellite antenna. Antennas and Propagation International Symposium. 1980. P. 78–81.
12. Zaghoul, A. I., Sorbello, R. M., 20-GHz Phased Array Fed Reflector Antennas with Distributed MMIC Modules // Antennas and Propagation International Symposium. 1984. P. 441–444.
13. Legay, H.; Croq, F.; Rostan, T., Analysis, design and measurements on an active focal array fed reflector Phased Array Systems and Technology, 2000. Proceedings // IEEE International Conference on. 2000. P. 399–402.
14. Gonzalez, J. A. R., Pino, A. G., Lope, J. O. R., and Penal, F. A., Optimal Discrete-Amplitude Excitations for Arrays Feeding a Parabolic Antenna Receiving from Off-Axis Satellites // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2003. V. 45. № 3. P. 186–190.
15. Kees van 't Klooster. Focal Plane Arrays. Examples for Space Applications and Discussion Topics. Focal Plane Array Workshop, Dwingeloo, May 2004.
16. Савосин Г. В., Серяпин А. В., Шишов В. К., Виленко И. Л., Тоболев А. К., Шишов А. В., Егоров М. А., Королев А. В., Неронский Л. Б., Шишов Г. В. Крупногабаритные гибридные зеркальные антенны с облучателями в виде активных фазированных антенных решеток // В сб. «Решетневские чтения». Красноярск. 2007. С. 166–167.
17. Shishlov, A. V., Multibeam reflector antennas with active feed arrays. – 3-d International Workshop for Next Generation Satellite Communications & Applications (NGSCA-2009). November 2009. Busan, Korea. P. 89–104.
18. Manganot, C., Antenna: Needs and Technologies. ESA Technical and Quality Management Directorate, www.esa.int
19. Albert, I., Gizard, F., Lopez, J. M. E., Active and Highly Integrated Antennas Studies Supported by CNES. Proceedings of the 3rd European Conference on Antennas and Propagation. EuCAP 2009. P. 849–852.
20. Dallaire, J.; Senechal, G.; Richard, S., The Alphasat-XL antenna feed array // Proceedings of the 3rd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2009. P. 585–588.
21. Fujino, Y.; Hamamoto, N.; Miura, A.; Suzuki, R.; Yamamoto, S.; Inasawa, Y.; Naito, I.; Konishi, Y.; Natori, N., Tradeoff study on array-fed reflector antennas for 100-beam-class multibeam communications satellite Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI). 2010. P. 1–4.
22. Bhattacharyya, A. K.; Goyette, G., A novel horn radiator with high aperture efficiency and low cross-polarization and applications in arrays and multibeam reflector antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2004. V. 52. № 11. P. 2850–2859.
23. Neto, A., Ettore, M., Gerini, G., De Maagt, P. J., EBG Enhanced Reflector Feeds for Wide Angle Scanning Applications // Antennas and Propagation Society International Symposium. 2008. AP-S 2008. P. 1–4.
24. Arts, M.; Ivashina, M.; Iupikov, O.; Bakker, L.; van den Brink, R., Design of a low-loss low-noise tapered slot phased array feed for reflector antennas. – Proceedings of the 4-th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2010. P. 1–5.
25. Ray E. Sheriff and Y. Fun Hu., Mobile Satellite Communication Networks // John Wiley & Sons Ltd. 2001. P. 43–82.
26. <http://www.inmarsat.com>
27. <http://www.ico.com>
28. Brian Mitani, MSV's Next Generation Satellite System // ITU-T Workshop "Satellites in NGN?" Montreal. 13 July 2007. P. 1–17.
29. Ueno, K., Feed System of the Engineering Test Satellite ETS-VIII // Journal of the National Institute of Information and Communication Technology. 2004. V. 50. № 3/4. P. 57–66. <http://www.terrestar.com>
30. <http://www.terrestar.com>
31. Ivashina, M. V., Iupikov, O., Maaskant, R., van Cappellen, W. A., Oosterloo, T., An Optimal Beamforming Strategy for Wide-Field Surveys With Phased-Array-Fed Reflector Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. V. 59, № 6. Part: 1. P. 1864–1875.
32. Jung, Y.-B., Eom, S.-Y., Jeon, S.-I., Shishlov, A. V., Kim, C.-J., Novel Hybrid Antenna Design having A Shaped Reflector for

- Mobile Satellite Communication Applications // Antennas and Propagation Society International Symposium (APSUR-SI). 2010. P. 1–4.
33. Silver, S., *Microwave Antenna Theory and Design*. New York, Mc Crow-Hill Book Co. 1949.
  34. Ганин С. А., Денисенко В. В., Левитан Б. А., Шубов А. Г., Шишлов А. В., Щербенков В. Я. Разработка антенны с печатными элементами в ОАО «Радиофизика». // Радиотехника. 2010. № 10. С. 90–100.
  35. Скобелев С. П. Фазированные антенные решетки с секторными парциальными диаграммами направленности. М.: Физматлит. 2010.
  36. Егоров Е. Н., Сбитнев Г. В., Чистюхин В. В. Очерки развития техники твердотельных активных фазированных решеток (Зеленоградская школа СВЧ-микроэлектроники) // Радиолокация и связь. 2010. № 9. С. 3–10.
  37. Шишлов А. В. Зеркальные антенны с контурными диаграммами направленности: эффективность и предельные возможности // Радиотехника. 2006. № 4. С. 45 – 50.
  38. Шубов А. Г., Шишлов А. В. Эффективность антенных устройств с контурными диаграммами направленности // Электромагнитные волны и электронные системы. 1997. Т. 2. № 1. С. 54–57.
  39. Вендик О. Г. Антенны с немеханическим движением луча (Введение в теорию). М.: Сов. радио. 1965.
  40. *Kitsuregawa Takashi*. Advanced Technology in Satellite Communication Antennas. Electrical and Mechanical Design. Artech House Boston. London. 1989.
  41. Захарьев Л. Н., Леманский А. А., Турчин В. И., Цейтлин Н. М., Щеглов К. С. Методы измерения характеристик антенн СВЧ. М.: Радио и связь. 1985.
  42. Егоров Е. Н. Основы микроэлектроники СВЧ: Учебное пособие по курсам «Антенно-фидерные устройства» и «Радиотехнические устройства и системы». Ч. II. М.: МИЭТ. 1983.
  43. А. с. СССР № 1628017. Способ измерения коэффициента усиления зеркальной антенны // Аюкин А. В., Глезерман Е. Г., Серяков Ю. Н., Стеблин В. И., Шишлов А. В. 1988.

## Reflector Antennas Fed by Active Phased Arrays

© Authors, 2011

I. L. Vilenko, Yu. V. Krivosheev, A. V. Shishlov

Array-fed reflector antenna is a system consisting of a large-aperture reflector used to provide high directivity of the beam and a feed array used for beam steering or forming a multibeam structure in a limited field-of-view. Lately array-fed reflectors find more and more applications in satellite communications, radio astronomy and radars. In the known publications on array-fed reflector antennas many specific constructions and models of such antennas and their parts are considered, and optimization procedures based on numerical algorithms are carried out.

This article describes parametrical synthesis of the active-array-fed reflector antenna with two-dimensional scanning by using the approach based on geometrical optics and physical optics. Structure of electromagnetic field to be excited by the feed-array is considered. Algorithms for determination of the feed array position and configuration as well as design of clusters (groups of array elements used to form a beam) are described. Relationships between field-of-view, amount of array elements and  $f/D$ -ratio of the antenna are provided. The method for evaluation and optimization of gain, equivalent isotropically radiated power, and gain-to-noise-temperature is proposed. The method is used for calculation of the antenna radiation characteristics by using data of measurements of a large reflector geometry and an active array radiation characteristics. Estimation of the antenna effectiveness is given. The described approach is illustrated by computer simulation of the multibeam antenna as well as similar antenna with contour-beam for satellite communications and broadcasting.