

УДК 621.396.67

Зеркальные антенны с контурными диаграммами направленности – эффективность и предельные возможности.

А.В. Шишлов

На основе теоремы отсчетов рассмотрены характеристики антенн с контурными диаграммами направленности и их предельные возможности по обеспечению коэффициента усиления в заданном секторе углов. Приведены результаты проектирования и сравнения двух типов зеркальных антенн: параболической антенны с многоэлементным облучателем и антенны с одноэлементным облучателем и рефлектором, поверхность которого оптимизирована численными методами.

Reflector antennas with contoured beams – efficiency and limiting capability.

A.V. Shishlov

Limiting capabilities of antennas with contoured patterns for providing gain in required angular area are considered on basis of sampling theorem. Simulation data for two kinds of antennas with contoured beam are presented and compared. The first antenna has parabolic reflector and multi-element feed, the second one – simple feed horn and shaped reflector.

Введение. Радиосистемы с антеннами, формирующими излучение в пределах зон контурной формы, получают все большее применение. Под «контурными» обычно понимают зоны, форма которых отлична от круга. Для обслуживания контурных зон используются антенны с контурными лучами, или контурными диаграммами направленности (КДН). Такие антенны применяются, например, в бортовых ретрансляторах систем спутниковой связи и вещания [1]. Известны два основных типа зеркальных антенн с КДН: в одних диаграмма формируется за счет профилирования поверхности рефлектора (рис.1), в других - за счет суммирования парциальных остронаправленных лучей, покрывающих заданную зону (рис.2).

Традиционно к антеннам систем связи и локации предъявляются жесткие требования по таким параметрам как коэффициент усиления (КУ) в максимуме ДН и коэффициент использования поверхности (КИП). В системах с контурными зонами важна эффективность освещения зоны, т.е. КУ не в одном направлении, а во всем заданном секторе углов. Поскольку для формирования КДН апертура антенны должна иметь несинфазное

возбуждение, то улучшение эффективности освещения контурной зоны приводит к уменьшению КИП антенны.

Какой выигрыш в КУ может дать антенна с КДН по сравнению с традиционной используемой антенной с карандашным лучом и каковы предельные возможности антенн с КДН? – В работе [2] даны численные оценки с использованием представления КДН в виде суммы парциальных лучей. В данной работе оценки эффективности антенн с КДН выполнены на основе теоремы отсчетов (Котельникова) [3,4]. Приведены результаты проектирования упомянутых выше двух типов зеркальных антенн (ЗА) с КДН. Дано их сравнение по эффективности освещения контурной зоны в сопоставлении с традиционной ЗА, имеющей карандашный или эллиптический луч.

Представление и свойства КДН. Идеализированная антенна с КДН излучает только внутрь заданного телесного угла (конуса) Ω , ограниченного произвольным контуром, и не излучает вне него (рис.3). В случае равномерного распределения излучения внутри конуса Ω КУ такой антенны составляет $G_{ид} = 4\pi/\Omega$ [1], что превышает значения КУ, достижимого при использовании традиционной антенны с синфазной апертурой. Кроме того, при формировании нескольких лучей с идеальными КДН обеспечивается полная развязка между соседними лучами благодаря выраженной границе свет-тень и нулевому боковому излучению.

Идеализированная КДН имеет границы свет-тень бесконечной крутизны, поэтому не может быть реализована антенной с апертурой конечных размеров. КДН реальной антенны с ограниченным размером апертуры имеет финитный спектр, поэтому, согласно теореме Котельникова, может быть представлена в виде [3]:

$$F(u, v) = const \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} F(nu_1 + mu_2, nv_1 + mv_2) P_{mn}(u - nu_1 - mu_2, v - nv_1 - mv_2), \quad (1)$$

то есть, как сумма функций отсчетов $P_{mn}(u, v)$, максимумы которых размещены на регулярной косоугольной сетке с ортами сетки (u_1, v_1) и (u_2, v_2) . Функции $P_{mn}(u, v)$ получены преобразованием Фурье от высекающей функции $p_B(x, y) = \begin{cases} 1, & (x, y) \in B \\ 0, & (x, y) \notin B \end{cases}$, где B – область произвольной формы, охватывающая апертуру антенны. Индексы m, n определяют направления фазовых фронтов плоских волн в апертуре. Функции отсчетов можно трактовать как парциальные ДН (лучи) антенны.

На практике часто используются антенны с апертурами круглой и квадратной форм. В

первом случае $P(u, v) = \frac{2J_1(pD\sqrt{u^2 + v^2} / I)}{pD\sqrt{u^2 + v^2} / I}$ - ДН круглой синфазной равномерно

возбужденной апертуры диаметра D , где $u = \sin q \cos j$, $v = \sin q \sin j$ - обобщенные угловые координаты. ДН квадратной синфазной равномерно возбужденной апертуры размера D определяется соотношением $P(u, v) = \frac{\sin(pDu / I)}{pDu / I} \frac{\sin(pDv / I)}{pDv / I}$. В соответствии с (1), веса W_{mn} , парциальных лучей пропорциональны значениям $F(u, v)$ в узлах m, n этой сетки. Практически удобно использовать прямоугольную или гексагональную сетку, с периодом, обеспечивающим ортогональность лучей.

Соотношение (1) является математическим выражением метода парциальных диаграмм [3] применительно к задаче синтеза двумерных ДН и дает простой алгоритм расстановки максимумов парциальных лучей и выбора комплексных амплитуд их возбуждения W_{mn} . Амплитудно-фазовое распределение в апертуре антенны можно найти в виде суммы плоских волн с весами соответствующих парциальных ДН:

$$\tilde{A}(x, y) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} W_{mn} \exp[i(nu_1 + mu_2)x + i(nv_1 + mv_2)y] \quad (2)$$

На практике ограничиваются лишь распространяющимися типами волн в апертуре [5], т.е. количество слагаемых M в сумме (2) ограничено. В частности, для формирования КДН с равномерным распределением в зоне Ω :

$$W_{mn} = \begin{cases} 1 & \text{для парциальных лучей внутри } \Omega, \\ 0 & \text{для лучей вне } \Omega. \end{cases} \quad (3)$$

Количественный анализ суммы (1) показывает [3, 4], что при использовании условия (3) неравномерность освещения двумерной области с угловыми участками, образованными изломами контура с углом $45 - 60^\circ$, составляет до 2,5 дБ, а уровень боковых лепестков (УБЛ) – минус 16–18 дБ. Ширина переходной зоны КДН определяется шириной парциального луча и составляет около I/D . Уменьшение амплитуд возбуждения парциальных лучей, расположенных вблизи границы, до значений $W_{mn} = 0,3 - 0,6$ позволяет снизить неравномерность до значений менее 2 дБ (на гладких участках границы – менее 0,5 дБ), а УБЛ - до значений менее минус 27 дБ, при этом ширина переходной зоны возрастает примерно вдвое.

КУ антенны с КДН для малых углов ($u, v \ll 1$) можно оценить пренебрегая потерями в антенне (т.е. не учитывая различий между КУ и коэффициентом направленного действия) с помощью следующих формул:

$$G(u, v) = \frac{4pF(u, v)^2}{\iint_{\infty} F(u, v)^2 dudv} \quad \text{или} \quad G(u, v) = \frac{4p \left(\sum_{n=1}^M W_n P_n(u, v) \right)^2}{\iint_{\infty} \left(\sum_{n=1}^M W_n P_n(u, v) \right)^2 dudv} \quad (4)$$

где $P_n(u, v)$ - функция отсчетов с максимумом, расположенным в n -м узле сетки (для компактности далее использована нумерация с одним индексом), а W_n - ее вес, выбранный в соответствии с (1).

Подставляя функции отсчетов, соответствующие квадратной апертуре, в (4) и используя свойство ортогональности лучей при шаге I/D , можно избавиться от перекрестных членов в знаменателе. Это позволяет записать КУ контурной диаграммы внутри Ω через КУ G_0 единичной функции отсчетов и весов W_n функций отсчетов в виде:

$$G_{\text{конт}} = \frac{G_0}{\sum_n W_n^2}, \quad \text{где} \quad G_0 = \frac{4pS}{I^2} = 4p \left(\frac{D}{I} \right)^2 - \text{КУ парциального луча.} \quad (5)$$

Рассмотрим в качестве примера зону внутри телесного угла $\Omega = 4a^2$, ограниченного квадратным контуром со стороной $2a$ [рад]. Для такой зоны $G_{\text{ид}} = 4p / \Omega = p / a^2$. Ширину главного лепестка I/D функции отсчетов и соответствующий ей шаг сетки выберем так, что внутри контура размещены $M = (2N + 1)^2$ лучей (рис. 4), т.е. $I/D = a/N$. Тогда $G_0 = p(2N/a)^2$, и соотношение (5) преобразуется к виду:

$$G_{\text{конт}} = \frac{G_0}{\sum_{u=1}^M W_n^2} = \frac{p}{a^2} \left(\frac{2N}{2N+1} \right)^2 \quad (6)$$

Из (6) следует, что КУ контурной диаграммы растет с увеличением количества используемых в разложении парциальных лучей за счет роста размеров апертуры антенны. Это происходит благодаря лучшему заполнению излучением зоны обслуживания и, в особенности, ее угловых участков. Обратим внимание, что КУ асимптотически стремится к КУ идеализированной КДН с равномерной засветкой. Как указано выше, неравномерность КДН в зоне составляет около 2 дБ, поэтому вблизи границы зоны справедлива оценка:

$$G_{\text{конт мин}} \approx \frac{2}{a^2} \left(\frac{2N}{2N+1} \right)^2 \quad (7)$$

Обратим внимание, что при ортогональной расстановке парциальных лучей часть области вблизи границы области Ω в общем случае остается незаполненной, поэтому при увеличении

размера апертуры функция $G_{КОНТ}(N)$ имеет разрывы [2]. Здесь мы ими пренебрегли, полагая скачки функции малыми при $N \gg 1$.

Эффективность антенны с КДН определим как отношение ее КУ внутри освещенной зоны к КУ, обеспечиваемому традиционной антенной с круглой синфазно возбужденной апертурой [2]. Размеры синфазной апертуры оптимизируются так, чтобы обеспечить максимум минимального КУ в освещенной зоне. КУ круглой апертуры в произвольном направлении определяется соотношением:

$$G(\sqrt{u^2 + v^2}, D/I) = \frac{4J_1^2(pD\sqrt{u^2 + v^2}/I)}{u^2 + v^2}. \quad (8)$$

Он достигает максимума $G_M = (pD/I)^2$ в осевом направлении и минимума - в вершинах квадрата, где $\sqrt{u^2 + v^2} = a\sqrt{2}$. В соответствии с (8), максимальное значение КУ в вершинах квадрата достигается в первом максимуме функции Бесселя $J_1(x_1) = 0.58$, $x_1 = 1.83$. Исходя из этого, размер оптимизированной антенны следует выбирать так, что $D/I = 1/2.43a$. При этом, КУ в максимуме составляет $G_M = 1.67/a^2$, а в вершинах квадрата $G_{MIN MAX} = 0.68/a^2$, т.е. ослабление поля от центра к краю зоны составляет около 4 дБ. КУ в максимуме меньше КУ парциального луча антенны с КДН в $g = G_0/G_M \approx 7.52 N^2$ раз. Соответственно соотносятся и площади этих антенн.

Коэффициент эффективности КДН относительно оптимизированной ДН для рассмотренной квадратной зоны составляет:

$$K_{\text{эфф КОНТ}} = \frac{G_{КОНТ МИН}}{G_{MIN MAX}} \approx 2.95 \left(\frac{2N}{2N+1} \right)^2. \quad (9)$$

Графики зависимости $K_{\text{эфф КОНТ}}$ как функции g показаны на рис.5. Пунктирная линия посчитана по формуле (9), сплошная – для случая подавления бокового излучения за счет уменьшения амплитуд W_n пограничных лучей. Видно, что минимальные уровни освещения квадратной зоны антенной с КДН и традиционной антенной с оптимизированными размерами не могут различаться более чем на 4.7 дБ. Обратим внимание, что при увеличении g с 10 до 20 дБ, т.е. при росте площади антенны в 10 раз, КУ антенны с КДН увеличивается примерно на 3 дБ, а при росте g с 20 до 30 дБ, т.е. при росте площади антенны еще в 10 раз, КНД антенны увеличивается только на 1.5 дБ.

Если применить аналогичные выкладки для контурной зоны в виде правильного прямоугольного треугольника (ABC на рис.4) со стороной $2a$ (половина рассмотренного выше квадрата), то $G_{MIN MAX}$ не изменится, (оптимальная синфазная апертура – та же, что и

для квадрата), а $G_{\text{КОНТ МИН}}$ при больших M возрастет примерно в 2 раза, т.е. $K_{\text{ЭФФ КОНТ}}$ в пределе может достигать 7.7 дБ.

В общем случае $K_{\text{ЭФФ КОНТ}}$ может быть тем больше, чем меньше отношение площадей контурной зоны и охватывающего ее эллипса, являющегося сечением луча синфазной оптимизированной апертуры.

Сравнение антенны с многоэлементным облучателем и антенны с профилированным рефлектором. Практически реализовать КДН можно с помощью многолучевой антенны, например, используя ЗА с облучающей решеткой, элементы которой формируют парциальные лучи (рис. 6). Поле в апертуре антенны является суммой ограниченных участков плоских волн с соответствующими весами (рис. 7). На границах пучков формируются области полутеневого поля, ограниченные параболами [6]. Конечно, парциальные лучи реальной антенны не удовлетворяют строго теореме отсчетов, поэтому целесообразно применять двухэтапную процедуру синтеза [4]. На первом этапе, на основе теоремы отсчетов (1) определяются угловые размеры, размещение и комплексные амплитуды возбуждения лучей; выбираются параметры рефлектора антенны, тип и расстановка облучателей, формирующих требуемые парциальные лучи. На втором этапе комплексные амплитуды полученных парциальных лучей уточняются численными методами оптимизации для наилучшего приближения к заданной КДН. Такой подход позволяет реализовать *синтез амплитудно-фазового распределения в апертуре антенны* (2). Рассмотренная антенна содержит многоэлементный облучатель со сложной системой возбуждения, формирующей требуемое амплитудно-фазовое распределение. В ряде случаев каждый парциальный луч формируется не одним элементом решетки, а группой (кластером). Более проста конструкция антенны с одиночным облучателем и профилированным рефлектором. Оптимизация формы поверхности рефлектора позволяет выполнить только *синтез фазового распределения в апертуре антенны*. В терминах геометрической оптики поле такой антенны является расфокусированным пучком (рис. 8). Границы пучка окаймлены полутеневыми зонами гиперболической формы [6], угловой размер которых $\alpha \approx \sqrt{l/R}$. Т.е. переходные зоны расфокусированного пучка шире, чем пучка плоской волны. В случае КДН с узким сектором, расстояние от центра пучка до края апертуры R относительно велико и переходные зоны малы. Большому сектору $2\theta_0$ (меньшему R) соответствуют более широкие переходные зоны (ср. левую и правую схемы на рис.8)

На рис. 9 приведены контурные (секторные) ДН антенны с апертурой $D = 50\lambda$. ДН, сформированные за счет суммирования парциальных лучей показаны сплошными линиями, они имеют крутые скаты (шириной $\sim \lambda/2D$ по уровню половинной мощности) независимо от

ширины сектора $2\theta_0$. ДН, полученные за счет расфокусировки поля (пунктирные линии), имеют более пологие скаты, расширяющиеся при увеличении ширины сектора. Таким образом, амплитудно-фазовый синтез позволяет сформировать КДН с более крутыми скатами и, следовательно, обеспечить более высокий КУ антенны. Этот пример наглядно демонстрирует преимущества антенн с амплитудно-фазовым синтезом, несмотря на их очевидную сложность.

Пример 1: КДН зеркальной антенны с многоэлементным облучателем. В качестве примера рассмотрим разработанную в ОАО «РАДИОФИЗИКА» спутниковую зеркальную антенну С-диапазона [7] с размером рефлектора около 70 длин волн (рис.10) формирующую КДН для обслуживания России (рис.11). Антенна формирует 32 парциальных луча, обеспечивающих КНД не менее 32 дБи с неравномерностью не более 2 дБ и УБЛ менее 27 дБ. $K_{эфф\ КОНТ}$ составляет 3.6 дБ по сравнению с оптимизированной антенной с синфазной апертурой.

Пример 2: КДН зеркальной антенны с профилированным рефлектором. Для решения задачи синтеза поверхности рефлектора используем алгоритмы расчета полей, основанные на методе физической оптики (ФО) [8] в сочетании с процедурами численной оптимизации [9]. Поверхность рефлектора разбивается на треугольники и аппроксимируется сплайном на квадратной сетке с варьируемыми положениями узлов в направлении, перпендикулярном апертуре антенны (рис.12). На первом этапе численной оптимизации за счет вариации положений узлов сплайна минимизируется среднеквадратическая норма разности между заданной и вычисленной КДН. На втором этапе поверхность оптимизируется минимаксным методом с целью повышения КУ антенны и снижения УБЛ.

В качестве примера рассмотрим антенну геостационарного спутника связи, обслуживающего территорию России. Схема и геометрия антенны показаны на рис. 13 а. Размер рефлектора составляет около 70 длин волн, т.е примерно такой же, как и в предыдущем примере. Полученная в результате синтеза поверхность отличается от параболической не более чем на 1.5λ (рис. 13 б). При использовании среднеквадратичного критерия оптимизации антенна обеспечивает минимальный КУ в зоне 31.7 дБи ($K_{эфф\ КОНТ} \sim 3.3$ дБ), неравномерность в зоне - 1.9 дБ и УБЛ - около минус 15 дБ, При использовании минимаксного критерия минимальный КУ в зоне, показанный на рис. 14, составляет 31 дБ ($K_{эфф\ КОНТ} \sim 2.6$ дБ), неравномерность - 3.6 дБ и УБЛ менее минус 24.8 дБ.

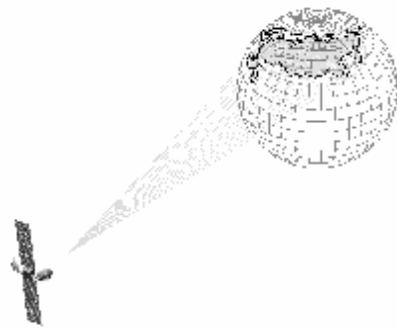
Заключение. Достижимая эффективность антенны с КДН по сравнению с традиционной антенной, имеющей синфазную апертуру, тем выше, чем больше ее размер. Для зоны обслуживания относительно простой формы заметное увеличение эффективности может

быть обеспечено лишь за счет существенного наращивания размеров антенны с КДН. В пределе эффективность определяется соотношением площадей контурной зоны обслуживания и описывающего ее эллиптического сечения луча. ЗА с многоэлементными облучателями, реализующие нужные амплитудно-фазовые распределения в апертуре, более эффективны для формирования КДН, чем ЗА с профилированными рефлекторами, формирующие только фазовое распределение.

Автор выражает благодарность И.Л. Виленко, А.С. Реутову, А.М. Шитикову и З.А. Янукьян за помощь при проведении расчетов и оформлении работы.

Литература

1. *Kitsuregawa Takashi*. Advanced Technology in Satellite Communication Antennas. Electrical and Mechanical Design. - Artech House Boston, London. 1989.
2. *Шишлов А.В., Шубов А.Г.* Эффективность антенных устройств с контурными диаграммами направленности. - Электромагнитные волны и электронные системы. № 1, том 2, 1997.
3. *Шишлов А.В., Шитиков А.М.* О применении двумерного интерполяционного ряда Котельникова для синтеза антенн с контурными диаграммами направленности. – Радиофизические методы обработки сигналов, Междуведомственный сборник научных трудов, Москва, МФТИ, 1996, стр. 112 – 128.
4. *Shitikov A.M., Shishlov A.V., Shubov A.G.*. The Approach to Synthesis of Contoured-Beam Antennas on Basis of Multibeam Reflector Antenna. - Proceedings of the Moscow International Conference on Antenna Theory and Technology, 1998, Moscow, Russia, p.p. 365 - 368.
5. *Сазонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ. – М. Высшая школа, 1988.
6. *В.А. Боровиков, Б.Е. Кинбер.* Геометрическая теория дифракции. – М., Связь, 1978
7. *Egorov E.N., Epshtein A.L., Guskov G.Ya., Levitan B.A., Sbitnev G.V., Shishlov A.V.*. New technologies for multibeam and scanning antennas of communication systems. – Proceedings of the APSCC'94 Workshop, 1994, Seoul, Republic of Korea, p.p.211-221.
8. *Бомштейн Ю.А., Виленко И.Л., Шишлов А.В., Шитиков А.М.* Пакет прикладных программ для расчета ДН одно- и двухзеркальных антенн, в том числе антенн с многолучевыми и контурными ДН.- Сборник трудов III Международной научно-технической конференции «Антенно-фидерные устройства, системы и средства радиосвязи», Воронеж, 1997, т.1, с. 220-231.
9. *Реутов А.С., Шишлов А.В.* Особенности поэтапного синтеза зеркальных антенн с контурными диаграммами направленности при использовании сплайнового представления поверхности зеркала. - Электромагнитные волны и электронные системы, 2003, № 2, с. 4 – 14.



.....Рис.1..



...Рис. 2

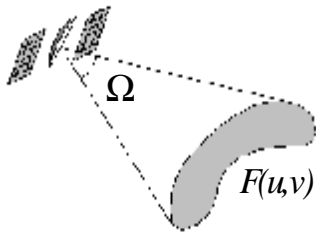


Рис. 3.

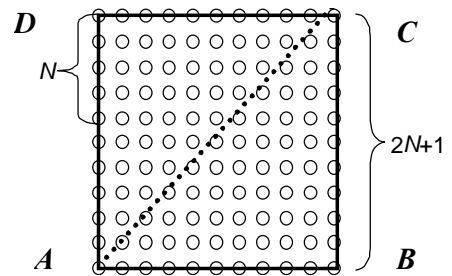


Рис.4

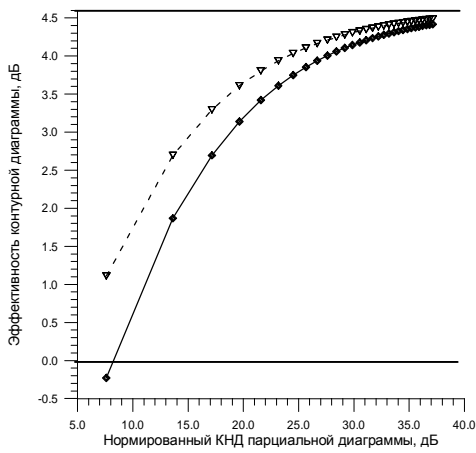


Рис. 5

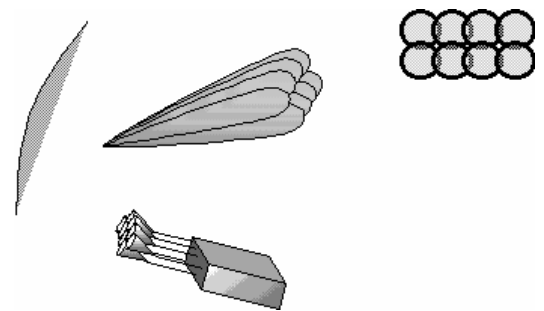


Рис. 6

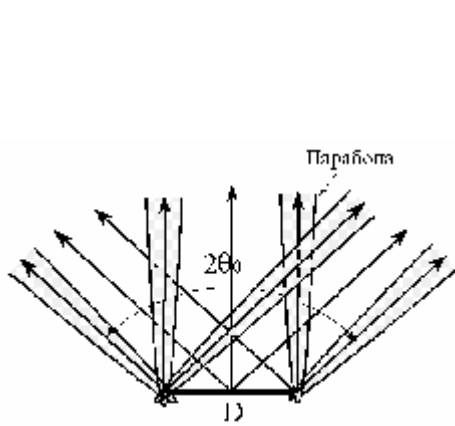
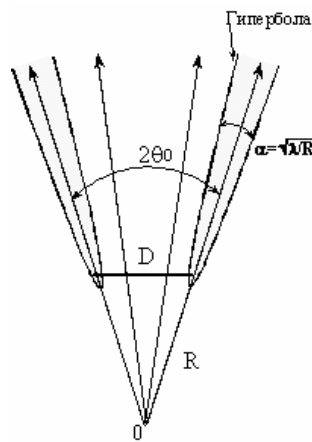


Рис. 7



а) узкий пучок

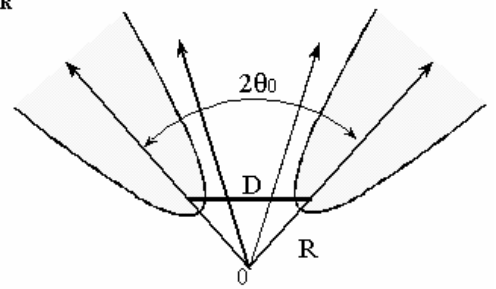


Рис.8

б) широкий пучок

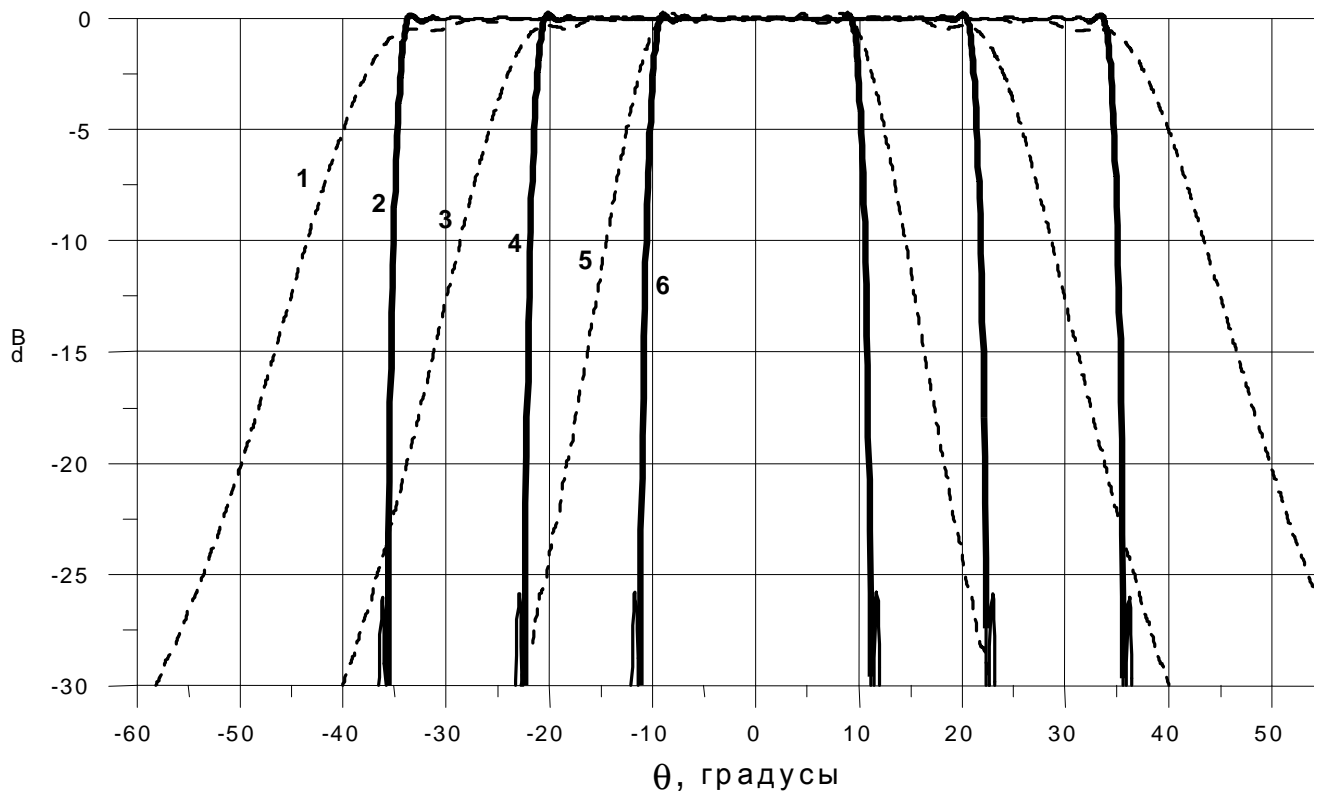


Рис. 9



Рис. 10

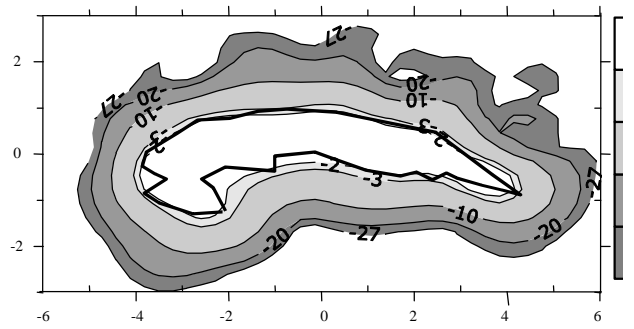


Рис. 11

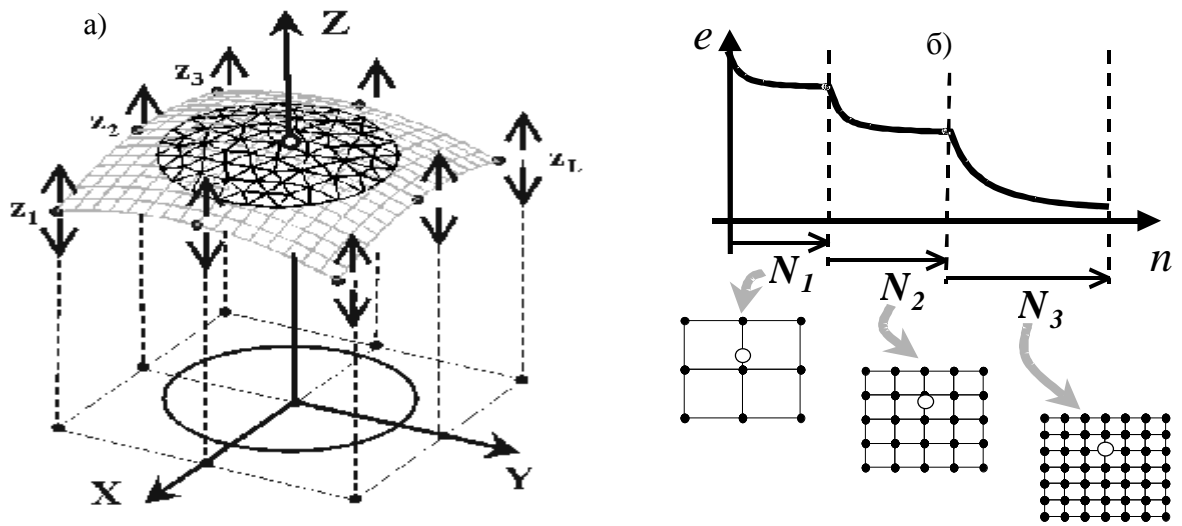


Рис. 12

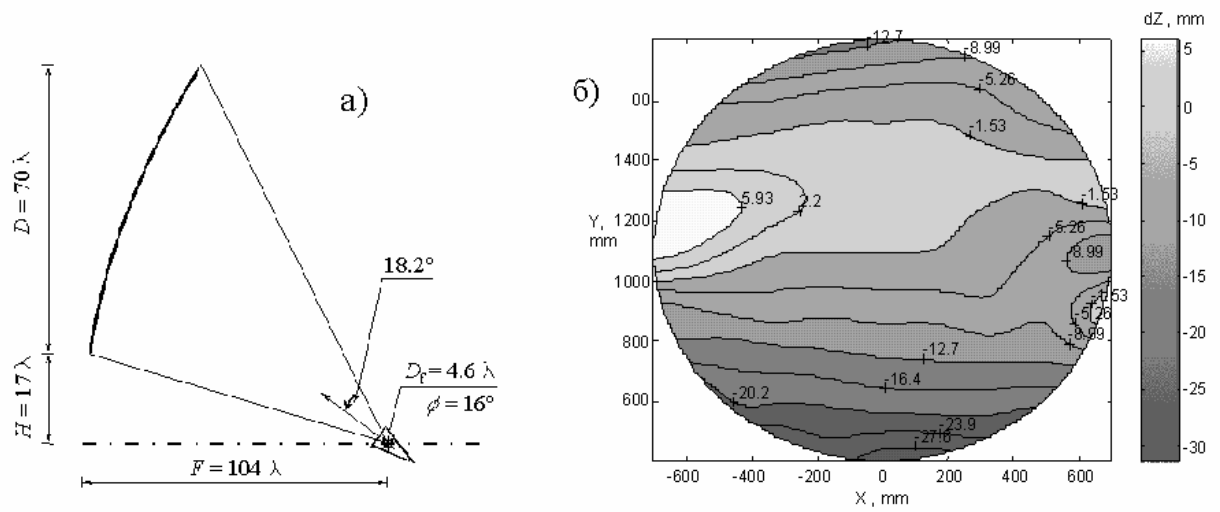


Рис. 13

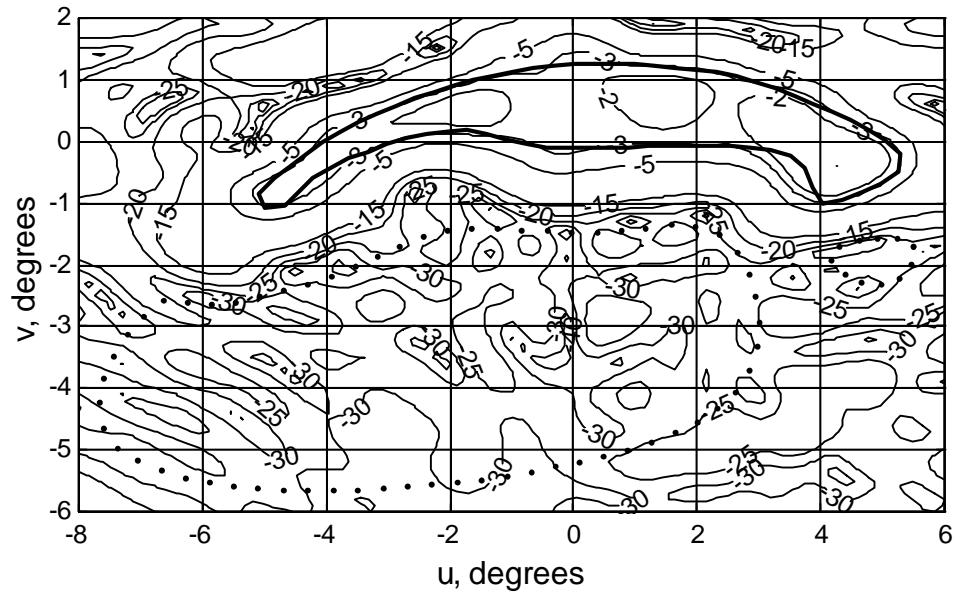


Рис.14