

УДК 621.396.628:523.164

К ВОПРОСУ ИЗМЕРЕНИЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН ПО ПРОТЯЖЕННЫМ РАДИОИСТОЧНИКАМ

C. A. Пелюшенко

Предложен метод определения параметров диаграммы направленности антенн из скана по протяженному радиоисточнику при различном отношении ширины диаграммы к угловым размерам источника и отношении сигнал/шум. Получены аналитические выражения для оценки таких параметров диаграммы направленности, как максимальный отклик, ширина, юстировка, а также выражение для средних ошибок оценки параметров при среднеквадратичном приближении исходных данных по методу итераций.

Радиоастрономические методы исследования параметров антенн находят широкое применение в антенной технике. При этом в качестве источников излучения используются внеземные калибровочные радиоисточники [1]. Однако в ряде случаев доступны наблюдениям только источники с большими угловыми размерами, такие, как Луна и Солнце, а также естественные протяженные радиоисточники, образованные радиоконтрастами на поверхности Земли и удобные для наблюдений с ИСЗ и самолетов [2]. В этом случае определение параметров антennы с использованием радиоисточников с угловыми размерами, соизмеримыми или большими ширины диаграммы направленности, и при плохом отношении сигнал/шум является более сложной задачей.

Не уменьшая общности этой задачи, рассмотрим случай определения параметров диаграммы направленности антennы в одном из главных сечений при измерениях по протяженному источнику. В этом случае отклик антennы ΔT_a при сканировании диаграммой направленности через источник в направлении x можно записать в виде свертки диаграммы направленности $F(x)$ с распределением яркости по источнику $T_i(x)$:

$$\Delta T_a(x) \propto T_i(x) * F(x), \quad (1)$$

где $*$ — знак свертки. Применяя к (1) интегральное преобразование Фурье и используя свойства операции свертки, получим

$$\Delta \bar{T}_a(u) \propto \bar{T}_i(u) \bar{F}(u), \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta \bar{T}_a(u) &= \int_{-\infty}^{\infty} \Delta T_a(x) e^{-2\pi i ux} dx, \\ \bar{T}_i(u) &= \int_{-\infty}^{\infty} T_i(x) e^{-2\pi i ux} dx, \\ \bar{F}(u) &= \int_{-\infty}^{\infty} F(x) e^{-2\pi i ux} dx. \end{aligned} \quad (3)$$

В выражениях (2), (3) u — пространственная частота в направлении сканирования x , $\bar{T}_i(u)$ — спектр пространственных частот распределения яркости по источнику, $\bar{F}(u)$ — пространственно-частотная характеристика антennы в сечении x . В соотношении (2) отражается свойство

антенны как фильтра пространственных частот с граничной частотой $u_r = (D_x)_{\max}/\lambda$, $(D_x)_{\max}$ — максимальный линейный размер апертуры антенны в направлении сканирования x , λ — рабочая длина волны. Это свойство антенны практически не позволяет, как известно, восстанавливать «истинное» изображение источника из наблюдаемого распределения яркости. Однако в ряде случаев можно получить с необходимой точностью полную информацию о параметрах диаграммы направленности в заданном телесном угле.

Так, если при измерениях используется радиоисточник с угловыми размерами x_0 и с равномерным распределением яркости

$$T_a(x) = \begin{cases} T_a & \text{при } |x| \leq x_0/2 \\ 0 & \text{при } |x| > x_0/2 \end{cases}, \quad (4)$$

то, применяя интегральное преобразование Фурье (3), можем записать

$$T_a(x) \Leftrightarrow \bar{T}_a(u) = T_a x_0 \frac{\sin(\pi x_0 u)}{\pi x_0 u}, \quad (5)$$

где знак \Leftrightarrow означает прямое и обратное преобразование Фурье. Подставив (5) в (2), получим выражение для спектра пространственных частот наблюдаемого распределения яркости:

$$\Delta \bar{T}_a(u) \propto \bar{F}(u) \frac{\sin(\pi x_0 u)}{\pi x_0 u}. \quad (6)$$

Из (6) легко получить вывод о том, что при ширине диаграммы направленности θ_x , много большей угловых размеров источника, $\Delta \bar{T}_a(u) \propto \infty \bar{F}(u)$ и отклик антенны $\Delta T_a(x)$ почти без искажений соответствует диаграмме направленности.

Методы оценки параметров диаграммы направленности при $\theta_x \ll x_0$ также хорошо известны [3] и основаны на дифференцировании отклика антенны при пересечении диаграммой края источника.

Промежуточный случай измерений параметров диаграммы направленности с использованием частично разрешаемых источников в литературе не освещен и не используется на практике, так как известные расчеты поправочных коэффициентов [1] имеют в этом случае большую неопределенность. Простой же метод дифференцирования приводит к наложению производных кривых $\Delta T_a'(x)$ от разных границ источника, что искажает параметры восстанавливаемой «истинной» диаграммы направленности.

Эта задача в общем виде, как следует из (2), имеет формальное решение

$$F(x) \propto \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\Delta \bar{T}_a(u)}{\bar{T}_a(u)} e^{2\pi i x u} du \quad (7)$$

и сводится к соответствующему изменению веса пространственных частот $\Delta \bar{T}_a(u)$. Но очевидно, что решение (7) возможно только для пространственных частот $\bar{T}_a(u) \neq 0$. Эту некорректность формального решения можно обойти, воспользовавшись тем обстоятельством, что при изменениях по источнику конечной протяженности x_0 для восстановления «истинной» диаграммы достаточно взять пространственные частоты с интервалом $\propto 1/x_0$, так чтобы исключить из рассмотрения в (7) пространственные частоты вблизи $\bar{T}_a(u) = 0$.

Однако существует альтернативный путь формальному решению задачи восстановления «истинной» диаграммы, который заключается во взвешивании пространственных частот в исходных данных $\Delta T_a(x)$ за счет их преобразования и свертки с функцией, имеющей необходимый пространственно-частотный спектр.

Продифференцируем по x исходный отклик антенны

$$\Delta T_a'(x) = \frac{\partial}{\partial x} [\Delta T_a(x)]. \quad (8)$$

Пользуясь свойствами интегрального преобразования Фурье, можем получить из (6) и (8) вид спектра пространственных частот для $\Delta T_a'(x)$:

$$\begin{aligned} \Delta \bar{T}_a'(u) &\sim i\bar{F}(u) \sin(\pi x_0 u) \quad \text{при } u < u_r, \\ \Delta \bar{T}_a'(u) &= 0 \quad \text{при } u > u_r. \end{aligned} \quad (9)$$

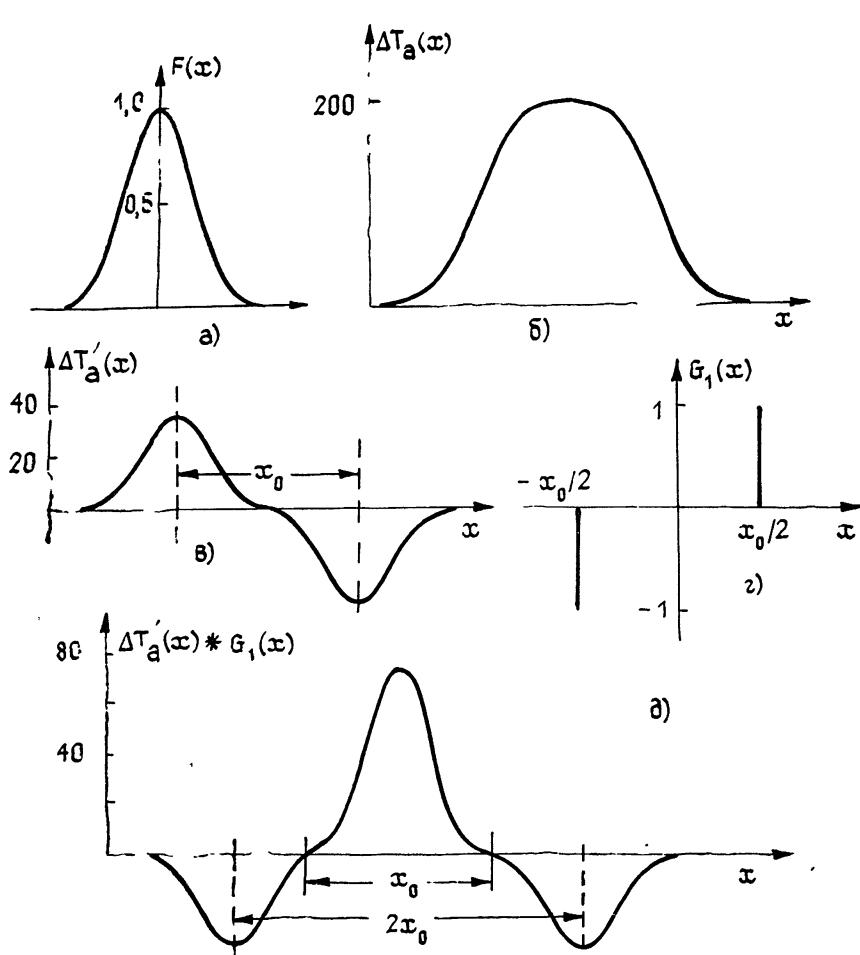


Рис. 1.

Легко показать, что при $2\theta_x < x_0$ и существенно малом уровне боковых лепестков диаграммы направленности свертка $\Delta T_a'(x)$ с функцией (см. рис. 1)

$$G_1(x) = \delta\left(x - \frac{x_0}{2}\right) - \delta\left(x + \frac{x_0}{2}\right), \quad (10)$$

имеющей пространственно-частотный спектр

$$\bar{G}_1(u) = -2i \sin(\pi x_0 u), \quad (11)$$

позволяет без искажений восстановить «истинную» диаграмму направленности

$$\Delta T'_a(x) * G_1(x) = 2F(x) - F(x-x_0) - F(x+x_0) \quad (12)$$

в области протяженностью x_0 (в формуле (10) $\delta(x)$ — дельта-функция). На рис. 1 приведен пример восстановления «истинной» диаграммы из смоделированного отклика антенны при $x_0=2,4\theta_x$.

Если требуется восстановить «истинную» диаграмму в заданной области, большей, чем x_0 , например, при x_0 , меньшем главного лепестка диаграммы, или при существенном уровне боковых лепестков, то необходимо произвести свертку $\Delta T'_a(x)$ с функцией $G_m(x)$ (см. рис. 2), имеющей необходимый пространственно-частотный спектр:

$$\Delta T'_a(x) * G_m(x) = 2F(x) - F(x-mx_0) - F(x+mx_0). \quad (13)$$

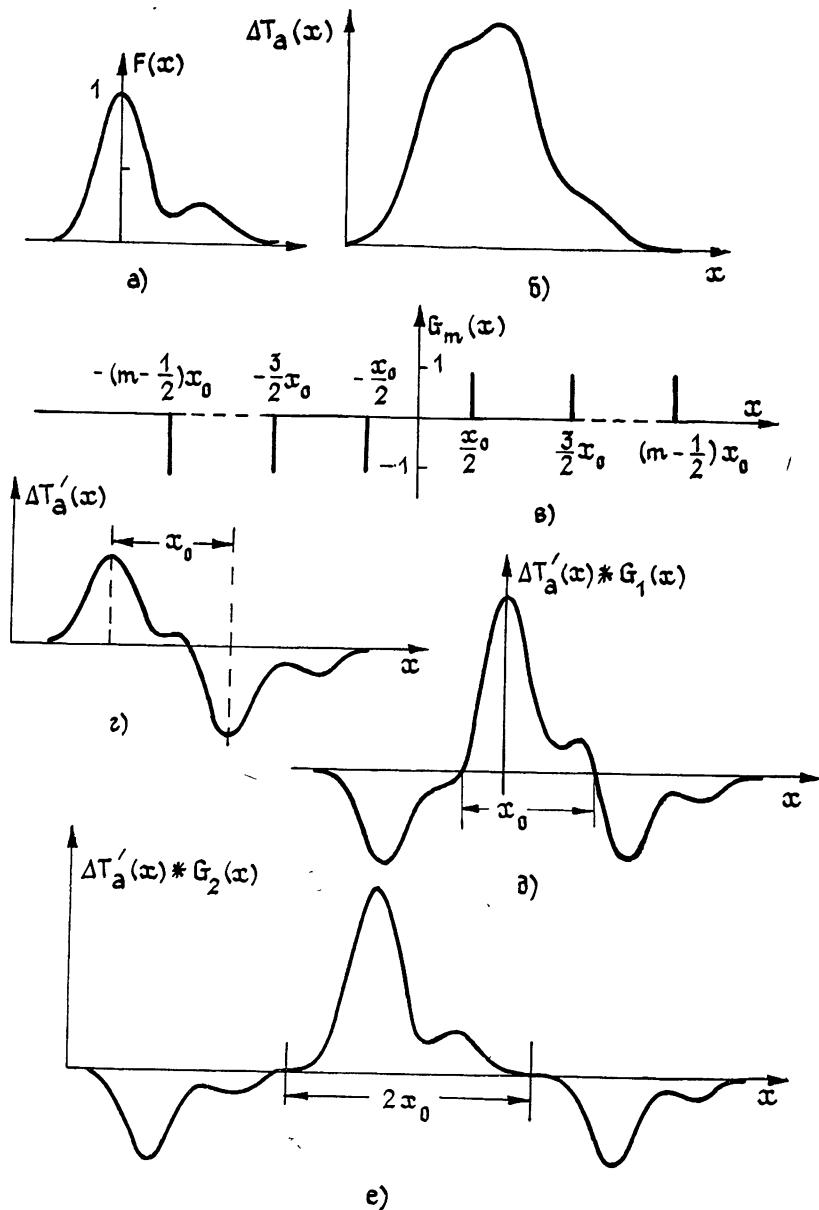


Рис. 2.

Задание области восстановления $\sim mx_0$ определяется выбором параметра m в функции $G_m(x)$. На рис. 2 приведен пример восстановления «истинной» диаграммы в области $2x_0$ при $m=2$ из смоделированного отклика антенны при $x_0=2,4\theta_x$ и при наличии бокового лепестка у диаграммы направленности.

Из графиков, приведенных на рис. 1 и 2, видно, что процедура восстановления «истинной» диаграммы не требует знания априори размеров протяженного источника, которые можно найти из $\Delta T_a(x)$ (см. рис. 1 и рис. 2; на рис. 1в и 2г приведен результат дифференцирования кривой прохождения ΔT_a с оптимальным дискретом $\Delta x=0,4$). Необходимо отметить, что описанный выше метод восстановления «истинной» диаграммы дает единственное аналитическое решение и, что также очень важно, требует минимального времени для вычислений.

При определении параметров диаграммы направленности по реальному отклику антенны необходимо учитывать вклад случайных факторов, вносящих погрешность в измерения: шумы приемной аппаратуры, неоднородность фона в окрестности источника, флуктуации поглощения в атмосфере и т. д., а также преобразование их вклада в общую погрешность при обработке сигнала. Случайный характер измеряемых сигналов требует привлечения оптимальных методов обработки данных измерений для получения максимально правдоподобных несмещенных оценок значений и средних погрешностей параметров антенны: усиление, ширина главного лепестка диаграммы, юстировка. Как известно, такие оценки измеряемых параметров реализуются в методе приближения по минимуму среднеквадратичных отклонений. При антенных измерениях наиболее удобной аппроксимирующей функцией является кривая Гаусса, так как сечение главного лепестка диаграммы хорошо описывается этой кривой, и при этом, как будет показано ниже, удается получить простые аналитические регрессионные уравнения для оценки параметров приближения и средних ошибок оценки параметров.

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПО МЕТОДУ НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ

В качестве исходных данных, которые аппроксимируются по методу наименьших квадратов, используется непосредственно отклик антенны на прохождение источника с малыми угловыми размерами или восстановленная «истинная» диаграмма направленности при измерениях по протяженному радиоисточнику. В общем случае приближения исходных данных по методу наименьших квадратов аппроксимирующая функция Гаусса

$$A(r_0, d, S, \beta) = r_0 + S \exp \left[-k \left(\frac{x-d}{\beta} \right)^2 \right] \quad (14)$$

зависит от четырех параметров: r_0 , d , β , S ($k = \ln 16$). В (14) параметр r_0 определяется постоянной составляющей в исходных данных, параметр β определяет ширину отклика антенны на прохождение источника с малыми угловыми размерами или ширину восстановленной «истинной» диаграммы при измерениях по протяженному радиоисточнику; d — направление максимума диаграммы направленности (юстировка).

При измерениях по источнику с малыми угловыми размерами параметр S в (14) связан с усилением антенны соотношением

$$S = T_i \frac{G}{4\pi} \int_{\Omega_i} F d\Omega, \quad (15)$$

где G — усиление антенны, T_i — яркостная температура источника, Ω_i — телесный угол источника. На рис. 3 приведена расчетная зависимость $\int_{\Omega_i} F d\Omega$ от отношения угловых размеров источника к ширине диаграммы направленности по уровню половины мощности.

При измерениях по протяженному радиоисточнику, когда параметры антенны определяются по восстановленной «истинной» диаграмме, параметр S в (14) связан с усилением антенны соотношением

$$S = 2T_{\text{и}} \frac{G}{4\pi} \int_{\Omega_{\text{пл}}} F d\Omega, \quad (16)$$

где $\Omega_{\text{пл}}$ — телесный угол, занимаемый главным лепестком диаграммы направленности.

В общем случае исходные данные представлены в виде квантованных (с одинаковым дискретом Δx) значений антенных температур T_m в M_0 -точках, приближение по методу наименьших квадратов достигается минимизацией функционала M ,

$$M(r_0, S, d, \beta) = \sum_{m=1}^{M_0} [T_m - A(x_m)]^2 = \min, \quad (17)$$

по четырем параметрам приближения: r_0 , d , β , S .

В функционале M параметры r_0 и S входят линейно, что позволяет получить решение (17) по r_0 и S одновременно, используя обычные регрессионные формулы, и положить в дальнейшем $r_0 = 0$. Параметры d и β входят в (17) трансцендентно, и решение (17) относительно d и β находится минимизацией функционала M по методу итераций, что позволяет вести поточную обработку данных по мере их поступления и обеспечивает быструю сходимость процесса итераций при малых затратах машинного времени.

Перед началом процесса минимизации функционала M по методу итераций необходимо провести предварительную оценку параметра β , например, исходя из технических характеристик антенной системы.

Уравнение (17) решается затем относительно параметра S последовательно в каждой точке m исходных данных T_m . После простых преобразований получим соотношение для вычисления значения S_m в точке m :

$$S_m = \frac{\sum_{n=-l}^l T_{m+n} F(x_n)}{\sum_{n=-l}^l F^2(x_n)}, \quad (18)$$

где $F(x_n)$ — численные значения нормированной ($F(0) = 1$) кривой Гаусса в точках с дискретом Δx , $2l+1$ — число исходных данных, используемых при приближении. Затем в каждой точке m определяется среднеквадратичное отклонение R_m :

$$R_m = \left\{ \sum_{n=-l}^l [T_{m+n} - S_m F(x_n)]^2 \frac{1}{2l+1} \right\}^{1/2}, \quad (19)$$

а также вычисляется отношение S_m к R_m :

$$q_m = S_m / R_m. \quad (20)$$

По всей совокупности исходных данных находится значение $m = m_0$, для которого q_{m_0} имеет максимальное значение: $q_{m_0} = Q > 3$. Условие $Q \geq 3$, как показано в работе [4], позволяет исключить из рассмотрения отклики антенны, не относящиеся к источнику. Первая итерация дает оценку направления электрической оси антенны d с неопределенностью

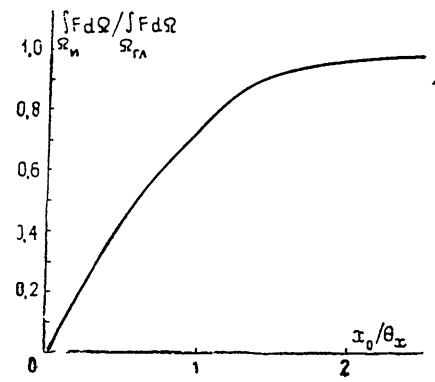


Рис. 3.

до интервала дискретизации Δx . Уточнение d производится по максимуму интерполяционной параболы:

$$\Delta d = \frac{1}{2} (q_{m_0+1} - q_{m_0-1}) (2Q - q_{m_0+1} - q_{m_0-1})^{-1}. \quad (21)$$

Найденное значение поправки Δd используется для уточнения S в точке $m=m_0$. Затем аналогично вариациями оценивается параметр β по максимуму $q(\beta)$ и уточняются в следующей итерации значения S и d .

Процесс итераций заканчивается и результаты оценок параметров приближения считаются окончательными, как только после очередного шага итераций изменения S не превышают $1/5$ средней ошибки оценки параметра S или заданной априори точности измерений.

СРЕДНИЕ ОШИБКИ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫ ПРИ СРЕДНЕКВАДРАТИЧНОМ ПРИБЛИЖЕНИИ

Очевидно, что погрешность измерений ширины диаграммы, усиления и юстировки связаны со средними ошибками оценки параметров, по которым проводится среднеквадратичное приближение исходных данных. Как будет показано ниже, приближение исходных данных кривой Гаусса позволяет получить удобные для анализа аналитические выражения для средних ошибок с учетом их взаимной корреляции.

Пусть имеется M_0 данных T_m , квантованных с дискретом Δx . Тогда, если среднеквадратичное приближение ведется по k параметрам r_1, \dots, r_k , а τ — постоянная времени измерительного приемника, то среднюю ошибку оценки параметра r_n можно найти по известной формуле [4]:

$$\sigma_n = \left(\frac{2}{CM_0 - k} MM_{nn}^{-1} \right)^{1/2}, \quad (22)$$

где M_{nn}^{-1} — диагональные элементы матрицы $[M_{ij}]^{-1}$, обратной матрице $[M_{ij}]$, элементы которой составлены из вторых производных $M_{ij} = \partial^2 M / \partial r_i \partial r_j$ от функционала M ; $C = 1 - e^{-\Delta x / \tau}$.

При некоррелированных средних ошибках все элементы в матрице $[M_{ij}]$ равны нулю кроме диагональных и соотношение (22) упрощается,

$$\sigma_n = \left(\frac{2}{M_0 - k} \frac{M}{M_{nn}} \right)^{1/2}, \quad (23)$$

при $C=1$. Опуская несложные выкладки, получим из (23) соотношения для средних ошибок σ_{r_0} и σ_s оценки параметров r_0 и S с учетом их взаимной корреляции:

$$\sigma_{r_0} = \sigma_0 M_0^{-1/2} K, \quad (24)$$

$$\sigma_s = \sigma_0 \left(\sum_{n=-j}^j F^2(x_n) \right)^{-1/2} K, \quad n = -j, \dots, -1, 0, 1, \dots, j,$$

где j — число отсчетов, приходящихся на ширину отклика антенны, а корректирующий множитель, учитывающий взаимную корреляцию,

$$K = [1 - (\sum_{n=-j}^j F(x_n))^2 / M_0 \sum_{n=-j}^j F^2(x_n)]^{1/2}, \quad \text{получен с использованием}$$

общего выражения (22); σ_0 — дисперсия шумов в исходных данных.

Для определения средних ошибок σ_d и σ_β воспользуемся соотношением (23), а в выражении для M ограничимся линейными по d и β членами разложения нормированной функции Гаусса:

$$F(x_n, d, \beta) = e^{-kx_n^2} (1 + 2kx_n d) (1 + kx_n^2 \beta). \quad (25)$$

Опуская громоздкие выкладки, можем записать аналитические соотношения для средних ошибок σ_d и σ_β :

$$\sigma_d = \left(2k^2 \sum_{n=-j}^j x_n^2 e^{-2kx_n^2} \right)^{-1/2} \frac{\sigma_0}{S}, \quad (26)$$

$$\sigma_\beta = \left(k^2 \sum_{n=-j}^j x_n^4 e^{-2kx_n^2} \right)^{-1/2} \frac{\sigma_0}{S},$$

при вычислениях которых используется окончательная оценка S . Аналитические выражения для средних ошибок (24), (26) позволяют провести количественный анализ погрешности измерений и выбрать оптимальные условия наблюдений с точки зрения достижения заданной точности при минимальном объеме вычислений.

Такой анализ удобно провести отдельно для случаев измерений по источнику с малыми угловыми размерами и по протяженному источнику с учетом преобразования сигнала и шума при предварительной обработке данных. Это позволит провести их сравнение с точки зрения точности измерений при различном отношении сигнал/шум, вариаций фона в окрестности источника в зависимости от общей длины записи исходных данных и числа независимых отсчетов, приходящихся на ширину диаграммы направленности.

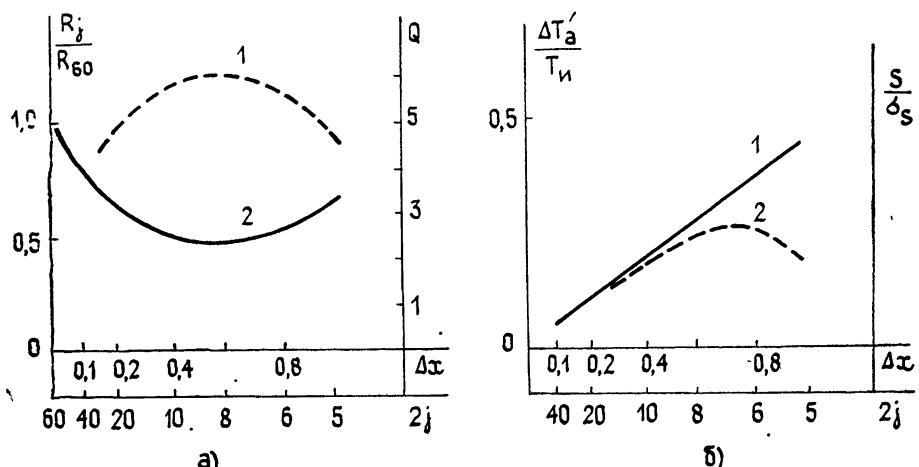


Рис. 4. а) кривая 2 — расчетные значения R_j/R_{60} , кривая 1 — расчетные значения Q , б) 1 — расчетный нормированный максимум восстановленной «истинной» диаграммы, 2 — соотношение сигнал/шум в зависимости от интервала дискретизации (в относительных единицах).

Очевидно, что отношение сигнал/шум определяется дисперсией шума σ_0 в исходных данных и величиной S . На рис. 4а приведены результаты расчетов Q по формуле (20) для различного числа независимых отсчетов j . Как видно из графика, максимальное значение Q достигается при оптимальном числе независимых отсчетов $j \approx 5$. В этом случае средние ошибки параметров приближения равны

$$\sigma_s = 0,52\sigma_0, \quad \sigma_{r_0} = M_0^{-1/2} \sigma_0, \quad \sigma_d = 0,31\sigma_0/S, \quad \sigma_\beta = 1,2\sigma_0/S \quad (27)$$

при $K=1$.

Пусть при измерениях поставлена задача гарантированного определения параметров антенны по единичной записи прохождения источника через диаграмму направленности. Тогда граничные параметры источника выбираются так, чтобы максимальное значение S при $Q \geq 3$ удовлетворяло условию

$$S > 5\sigma_0,$$

(28)

а выделение отклика антенны, удовлетворяющего условию (28) и по которому определяются параметры антенны, обеспечивается заменой при вычислениях q значений $R < \frac{5}{3}\sigma_0$ на $R = \frac{5}{3}\sigma_0$. В этом случае гарантировается (в соотношении 18000 : 1 [4]) превышение сигнала минимум на ширину шумовой дорожки, равной $6\sigma_0$, в единичной записи исходных данных. Предварительную оценку отклика антенны, обеспечивающего заданную точность измерений при известном отношении ширины диаграммы к угловым размерам источника, можно получить, пользуясь графиком, приведенным на рис. 3.

Относительно выбора общей длины записи исходных данных необходимо отметить, что с ростом M_0 возрастает объем вычислений и увеличивается вклад в общую погрешность вариаций фона в окрестности источника. При уменьшении M_0 , как видно из формулы (24), возрастают средние ошибки σ_r и σ_s за счет их взаимной корреляции. В рамках рассмотренных выше граничных условий компромиссная длина записи выбирается равной $M_0 \approx 3\theta_x/\Delta x$ (в случае определения параметров только главного лепестка диаграммы).

При анализе средних ошибок при измерениях параметров диаграммы направленности по методу восстановления «истинной» диаграммы из кривой прохождения по протяженному источнику необходимо учесть преобразование сигнала и шума при дифференцировании кривой прохождения и последующей свертке с функцией $G_m(x)$. На рис. 4б приведены результаты расчетов средней погрешности оценки высоты восстановленной «истинной» диаграммы в зависимости от шага дискретизации исходных данных. Как видно из графика на рис. 4б, максимальная точность оценки S достигается при шаге дискретизации, соответствующем найденному ранее оптимальному числу независимых отсчетов (см. рис. 4а). Операция дифференцирования кривой прохождения источника через диаграмму, кроме того, приводит к нулю постоянную составляющую в исходных данных и уменьшает вклад вариаций постоянной составляющей в сигнале в общую погрешность измерений. Последующая операция свертки с функцией $G_m(x)$ приводит к увеличению дисперсии данных в зависимости от параметра m (заданной области восстановления «истинной» диаграммы) в $(\sqrt{2})^m$ раз.

Апробирование рассмотренного выше метода определения параметров диаграммы направленности из измерений по протяженному радиоисточнику было проведено с использованием численного эксперимента на ЭВМ с моделированием условий измерений, близких к реальным. Численный эксперимент был поставлен на микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» по программе, написанной на языке Бэйсиц, которая включала подпрограмму моделирования отклика антенны на прохождение протяженного источника при заданном отношении ширины диаграммы к угловым размерам источника и заданном отношении сигнал/шум, а также программу обработки данных. В программу обработки данных входила операция численного дифференцирования смоделированного отклика при оптимальной дискретизации и последующее восстановление «истинной» диаграммы в заданной области. Затем вычислялись текущие значения S_m , R_m , q_m и регистрировалось $Q = q_{\max}$ (см. рис. 5, где приведен пример определения параметров диаграммы направленности из смоделированного скана по источнику с равномерным распределением яркости $T_i = 200$ К и $x_0/\theta_x = 2,4$ при отношении сигнал/шум 60; на рис. 5 величина вертикальных прямых соответствует значениям R_m). Результаты оценки параметров приближения S , d , β , полученные по методу итераций, и средние ошибки оценок параметров выводились на печать в виде протокола измерений (см. табл. 1). Результаты численного эксперимента на ЭВМ показали высокую эффективность предложенного выше ме-

тода определения параметров антенн и достоверность оценки параметров и их средних ошибок, определяемых по методу наименьших квадратов.

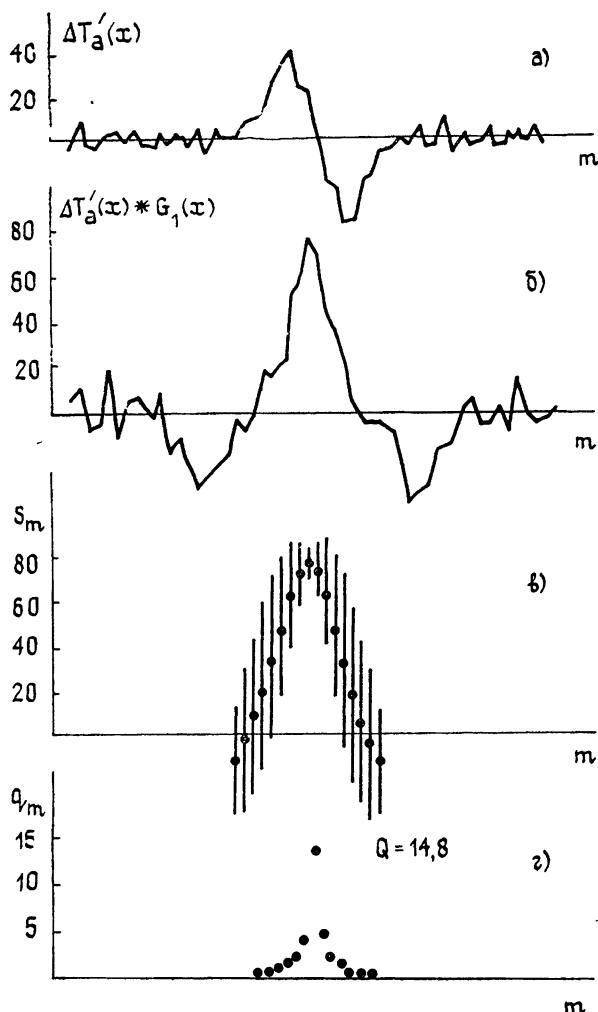


Рис. 5.

Таблица 1

Параметры диаграммы направленности антенны	Параметры, заложенные при моделировании опыта	Окончательная оценка параметров и ошибок
Ширина диаграммы	2,00	$2,03 \pm 0,08$
Разьюстировка	0,00	$0,02 \pm 0,02$
Максимальный отклик	75,00	$73,8 \pm 2,5$

Предложенный в работе метод измерения параметров антенн по протяженным радиоисточникам с равномерным распределением яркости позволяет значительно увеличить число радиоисточников, включая источники, образованные радиоконтрастами на поверхности Земли, используемые в антенных измерениях, что существенно расширяет возможности калибровки и оперативного контроля параметров антенн при решении задач прикладных исследований. Использование же методов оптимальной обработки сигналов позволяет эффективно планировать измерения параметров антенн в конкретных условиях эксперимента.

ЛИТЕРАТУРА

1. Цейтлин Н. М. Антенная техника и радиоастрономия — М: Сов. радио, 1976.
2. Богородский В. В., Козлов А. И., Тучков Л. Т. Радиотепловое излучение земных покровов. — Л.: Гидрометеоиздат, 1977.
3. Кузьмин А. Д., Саломонович А. Е. Радиоастрономические методы измерения параметров антенн. — М.: Сов. радио, 1964.
4. Von Hoegnel S — Astrophys. J., 1967, 147, № 2, p. 467.

Научно-исследовательский радиофизический
институт

Поступила в редакцию
17 июля 1984 г.

MEASUREMENTS OF THE ANTENNA DIRECTIVITY PATTERN OVER EXTENDED RADIO SOURCES

S. A. Pelyushenko

A method is suggested and considered for the definition of the directivity pattern parameters of the antenna from the scan over the extended radio source with different relation between the directivity pattern width and the source angular dimensions as well as the signal-to-noise ratio. Analytical expressions have been derived for the estimation of the directivity pattern parameters: the maximal response, the directivity pattern width, adjustment of the mean errors of the parameter estimation at the rms approximation of the initial data by the iteration method.

АСТРОНОМИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ, 1985, т. 62, вып. 1

(Окончание)

Бадалян О. Г., Лившиц М. А. Белое свечение гидростатической короны.

Получено аналитическое выражение для хода яркости K -короны с расстоянием от центра диска $B(\rho)$ в предположении гидростатического распределения плотности в изотермической короне. Показано, что стандартная форма многочисленных наблюдаемых зависимостей $\ln B(\rho)$ является следствием того, что указанные простые предположения выполняются на уровнях 1,2—2,5 R_{\odot} от центра. Предложен удобный метод определения температуры на этих высотах, получено, что $T \approx 1,5 \cdot 10^6$ К в экваториальных широтах и $T \approx 1,1 \cdot 10^6$ К для полярных областей «минимальной» короны. Это говорит о том, что на рассматриваемых уровнях нагрев, по-видимому, меньше, чем в петлях внутренней короны.

Блинов Н. С., Жаров В. Е., Коган Л. Р., Матвеенко Л. И., Федосеев Е. Н. Об организации службы времени на радиointерферометре Крым—Пущино.

В статье рассматривается возможность применения интерферометра со сверхдлинной базой Крым—Пущино для определения всемирного времени. Для этого предлагаются использовать два метода наблюдений: регулярные наблюдения одного или нескольких радиоисточников в одних и тех же часовых углах и наблюдения пар источников на равных высотах. Приводятся оценки точности этих методов.
