

Министерство высшего и среднего специального образования
Р С Ф С Р

Горьковский ордена Трудового Красного Знамени
научно-исследовательский радиофизический институт (НИРФИ)

Препринт №150

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ДИАГРАММ
НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН

ЧАСТЬ I

В.С.Корогков

А.В.Калинин

В.И.Турчин

Н.В.Векслер

В.С.Беагон

Горький 1982

А н н о т а ц и я

УДК 621.396.67

Рассматривается методика и приводятся результаты исследования параметров антенн, входящих в состав малобазового интерферометра. Получены соотношения необходимые для поляризационных исследований антенн.

1. Основные соотношения для корреляционного метода измерения параметров антенн

Для измерения характеристик антенн больших размеров с диаметром раскрыва $100-3000 \lambda$ могут быть использованы космические радиостанции, обладающие широкополосным излучением. В большинстве случаев с помощью космических радиостанций измеряются следующие характеристики:

а) положение электрической оси антенны в пространстве и истинное положение фокальной точки системы,

б) абсолютная величина коэффициента усиления (G_{max}), коэффициента использования поверхности (КИП) и шумовая температура антенны,

в) форма основного лепестка диаграммы направленности, ее ширина по половинной мощности и относительный уровень боковых лепестков.

При этом применяется методика с использованием клас-

сической схемы радиометра (рис. 1). Иногда для практических целей необходимы более подробные сведения о характеристиках антенн, которые трудно получить с использованием этой методики. В частности, для некоторых антенных систем представляют интерес подробные данные о структуре боковых лепестков в широком угловом секторе. Применение для этой цели схемы радиометра ограничивается малостью сигнала от космического радиосточника.

Кроме того, при измерениях боковых лепестков по дискретным радиосточникам сигнал определяется не только выбранным источником, но и источниками, попадающими в главный лепесток. В связи с этим перспективно использование техники двухэлементного радионтерферометра для измерения боковых лепестков с помощью вспомогательной "эталонной" антенны (рис. 2). Корреляционный метод измерения дальних лепестков [1 - 3] заключается в том, что сигнал с исследуемой антенны 1 перемножается с сигналом от "эталонной" антенны 2, которая непрерывно сопровождает выбранный источник. При использовании корреляционного метода измерений повышается чувствительность при измерении малых уровней боковых лепестков и подавляется мешающее влияние других источников. Применение "эталонной" антенны с известными поляризационными характеристиками позволяет проводить поляризационные измерения характеристик исследуемой антенны. Поляризационные измерения актуальны, например, в связи с проблемой увеличения числа каналов у связанных искусственных спут-

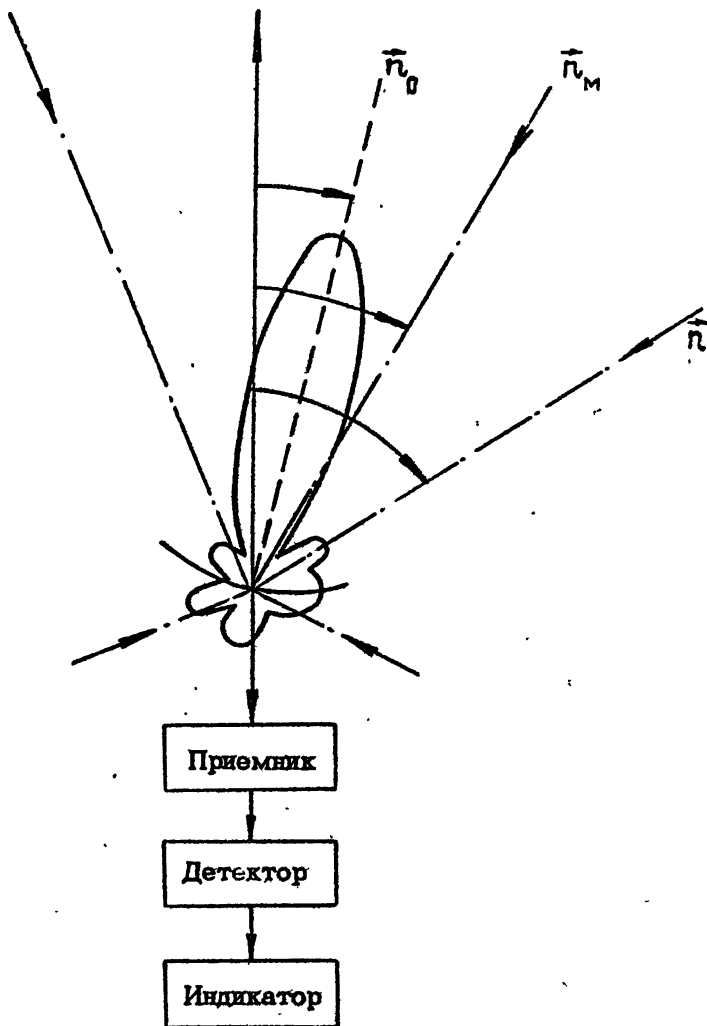


Рис. 1. Схема радиометрического метода измерения диаграмм направленности антенн

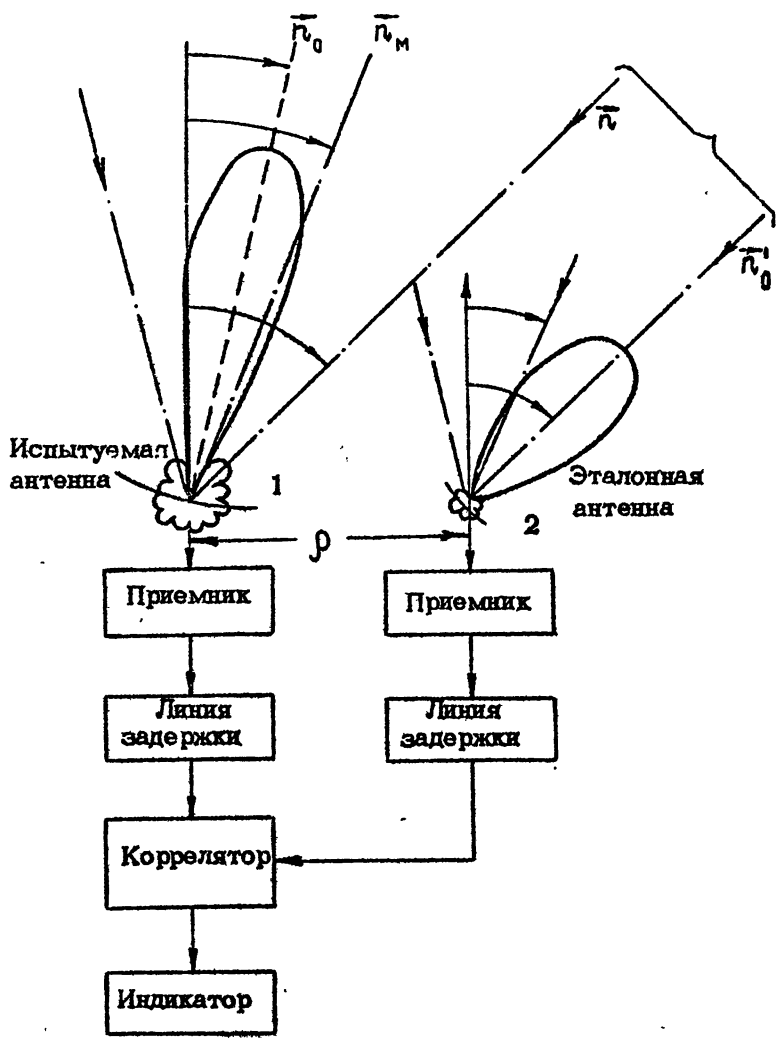


Рис. 2. Схема корреляционного метода измерения диаграмм направленности антенн

виков Земли путем повторного использования частот за счет поляризационной селекции.

Корреляционные измерения характеристик антенны по космическим радиосточникам наряду с амплитудной позволяют определить и фазовую диаграмму направленности в дальней зоне. По известной амплитуде и фазе поля имеется возможность восстановить распределение поля в раскрыве антенны, либо распределение токов непосредственно по поверхности антенны [4]. Таким образом, применение "эталонной" антенны и корреляционного метода измерений значительно расширяет возможности использования внеземных радиосточников для антенных измерений.

Перейдем к рассмотрению основных соотношений, характеризующих работу корреляционной измерительной установки. Запишем усредненное по времени напряжение на выходе мультипликативного интерферометра [1,3,5]:

$$\omega = g_{1,2} \sqrt{G_1 G_2} \iint F_1(\vec{n}_0 - \vec{n}) F_2^*(\vec{n}'_0 - \vec{n}) S(\vec{n}) \Gamma\left(\tau - \frac{\vec{n} \vec{\rho}}{c}\right) \times \cos(\omega_0 \tau - K \vec{n} \vec{\rho}) d\vec{n}, \quad (1)$$

где $g_{1,2}$ - коэффициент усиления приемной системы, G_1, G_2 - максимальные усиления 1 и 2 антенны, F_1, F_2 - диаграммы направленности по напряжению 1 и 2 антенны, $S(\vec{n})$ - интенсивность излучения космического радиосточника, $\Gamma(\tau) = \iint \Pi(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega$ - временная корреляционная функция сигнала, $\Pi(\omega) = \Pi_1 \Pi_2^*$ - частотные характеристики (по напряжению) 1-го

и 2-го каналов интерферометра, $|p|$ - базовое расстояние между антеннами, \vec{n} - направление приема.

Для простейшего случая точечного источника (т.е. $S(\vec{n}) = S_0 \delta(\vec{n} - \vec{n}_1)$) и при $\vec{n}_0 \parallel \vec{n}_1$ выражение (1) принимает вид.

$$\omega = g_{1,2} \sqrt{G_1 G_2} F_1(\vec{n}_0 - \vec{n}_1) F_2(\vec{n}_0) S_0 \Gamma\left(\tau - \frac{\vec{n}_1 \vec{p}}{c}\right) \cos(\omega_0 \tau - k \vec{n} \vec{p}). \quad (2)$$

Из соотношения (2) видно, что при сканировании исследуемой антенной 1 относительно направления на источник на выходе корреляционного приемника получим сигнал, промодулированный диаграммой направленности антенны.

Вид временной корреляционной функции $\Gamma(\tau)$ определяется временным спектром сигнала на входе коррелятора. Принимая спектр излучения источника постоянным в пределах полосы пропускания приемника получаем:

$$\Gamma(\tau) = 2B_i \frac{\sin B_i \tau}{B_i \tau} \quad (3)$$

при условии, что полосы пропускания приемников одинаковы в обоих каналах и имеют вид.

$$|f_{1,2}(\omega)| = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq B_i \\ 0 & \text{в остальных случаях} \end{cases}$$

Подставив выражение (3) в (2) получаем выход мультипликативного интерферометра для точечного источника с учетом конечной полосы пропускания приемников:

$$\omega = g_{1,2} \sqrt{G_1 G_2} F_1 (\bar{n}_0 - \bar{n}_1) F_2^* (\bar{n}_1) S_0 2B_i \times \frac{\sin B_i (\tau - \bar{n}_1 \bar{p}/c)}{B_i (\tau - \bar{n}_1 \bar{p}/c)} \cos (\omega_0 \tau - \kappa \bar{n}_1 \bar{p}) . \quad (4)$$

Из соотношения (4) видно, что для того, чтобы избежать падения сигнала на выходе коррелятора из-за раскорреляции сигналов на входе, необходимо вводить временную задержку, определяемую из условия $\tau - \frac{\bar{n}_1 \bar{p}}{c} = 0$. Но для случая малой длины базы $|\bar{p}|$ для упрощения состава аппаратуры временную задержку можно не вводить, а падение сигнала на выходе интерферометра будет незначительным. Например, для случая $\frac{B_i}{2\pi} = 5$ МГц, $|\bar{p}| = 10$ м и $\cos(\bar{n}_1 \bar{p}) = 0,88$ функция $\sin B_i (\bar{n}_1 \bar{p}/c) / B_i (\bar{n}_1 \bar{p}/c) = 0,9986$.

Источники радиоизлучения выбираются в первую очередь исходя из чувствительности корреляционной системы, образованной из исследуемой и вспомогательной антенны.

Чувствительность корреляционной системы определяем по отношению сигнал/шум на выходе, которое, как известно [1], имеет вид

$$\left(\frac{c}{ш}\right)_{x_0} = \frac{\lambda^4 G_1 G_2 S^2 B_i |F_1(\bar{n}_0 - \bar{n})|}{16 \pi^2 T_1 T_2 K^2 B_0} \cdot 2\pi, \quad (5)$$

где T_1, T_2 - температуры приемных систем, $B_0 = \frac{2\pi}{\tau}$, где τ постоянная времени интегратора. Аналогичное соотношение для методики прямых измерений ДН определяется выражением

$$\left(\frac{c}{ш}\right)_{r_0} = \frac{\lambda^4 G_1^2 S^2 B_i |F_1(\bar{n}_0 - \bar{n})|^2}{32 \pi^2 K^2 T^2 B_0} \quad (6)$$

Предполагая, что $T_1 = T_2 = T$, из выражений (5) и (6) легко получить, что

$$\frac{\left(\frac{c}{\omega}\right)_{\chi_0}}{\left(\frac{c}{\omega}\right)_{r_0}} = \frac{2G_2}{G_1} \frac{1}{|F_1(\bar{\pi}_0 - \bar{\pi})|} \quad (7)$$

Отсюда видно, что применение корреляционного метода измерения ДН дает значительный выигрыш по чувствительности при измерениях низких уровней боковых лепестков ДН.

В выражениях (5), (6) не учитывается тот факт, что сигнал на выходе приемника может определяться не только источником, выбранным для измерений, но и другими, мешающими источниками, находящимися на другом направлении.

Чувствительность измерительных систем по этому параметру может оцениваться по отношению сигналов с полезного и мешающего источника, считая их интенсивности одинаковыми.

Для схемы радиометра (рис.1) имеем соотношение

$$U_p = \frac{|F(\bar{\pi}_0 - \bar{\pi}_1)|^2}{|F(\bar{\pi}_m - \bar{\pi}_1)|^2} \quad (8)$$

Для схемы, использующей корреляционный прием (рис.2),

$$U_k = \frac{|F_1(\bar{\pi}_0 - \bar{\pi}_1)|}{|F_1(\bar{\pi}_m - \bar{\pi}_1)| |F_2(\bar{\pi}_0 - \bar{\pi}_m)| \sqrt{\Gamma}} \quad (9)$$

Сравнивая соотношения (8), (9), видно, что в случае, когда угол между направлениями $\bar{\pi}_0$ и $\bar{\pi}_m$ больше ширины главного лепестка ДН вспомогательной антенны, схема кор-

реляционного приема дает выигрыш в избирательности по сравнению со схемой радиометра за счет характеристик вспомогательной антенны. Кроме этого в зависимости от базы между исследуемой и вспомогательной антенны выигрыш в избирательности увеличивается в результате уменьшения величины Γ .

2. Соотношения для измерения поляризационных характеристик антенн

Рассмотрим выражение для усредненного по времени напряжения на выходе мультипликативного интерферометра с учетом поляризационных характеристик как источника радиоизлучения, так и антенн, входящих в состав интерферометра. Рассматривая антенну как четырехполюсник [8], запишем связь между параметрами входного и выходного излучения в матричной форме:

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \sqrt{G} \begin{pmatrix} t_x & t_{yx} \\ t_{xy} & t_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x^0 \\ E_y^0 \end{pmatrix}, \quad (10)$$

где E_x, E_y - ортогональные составляющие поля в фокальной плоскости антенны; E_x^0, E_y^0 - ортогональные составляющие поля в дальней зоне антенны; t_x, t_y, t_{xy}, t_{yx} - комплексные диаграммы направленности антенны по полю.

Найдем корреляционную матрицу выходного излучения, определенную в следующем виде:

$$\hat{K} = \begin{pmatrix} K_{E_x E_x} & K_{E_x E_y} \\ K_{E_y E_x} & K_{E_y E_y} \end{pmatrix}, \quad (11)$$

где $K_{E_i E_j}$ - корреляционные функции i -ой и j -ой составляющих поля в фокальных плоскостях первой и второй антенны. Запишем, например, выражение для корреляционной функции $K_{E_x E_x}$:

$$K_{E_x E_x} = \overline{E_{1x}(\vec{r}_1, t) E_{2x}^*(\vec{r}_2, t)}, \quad (12)$$

$E_{1x}(\vec{r}_1, t)$, $E_{2x}(\vec{r}_2, t)$ - X-составляющие электрического поля в точках \vec{r}_1 и \vec{r}_2 фокальных плоскостей первой и второй антенны в моменты времени $t_1 = t_2$.

Разложив составляющие электрического поля E_{1x} и E_{2x} по плоским волнам и подставив в полученное разложение соотношение (10), получим

$$\begin{aligned} K_{E_{1x} E_{2x}} &= \iiint \iiint d\omega_1 d\omega_2 dn_1 dn_2 \sqrt{G_1 G_2} (\rho_x E_x^0 + \rho_{yx} E_y^0) \times \\ &\times (q_x^* E_x^{0*} + q_{yx}^* E_y^{0*}) \exp\left\{j\left[\omega_1\left(t_1 - \frac{\vec{n}_1 \vec{r}_1}{c}\right) - \omega_2\left(t_2 - \frac{\vec{n}_2 \vec{r}_2}{c}\right)\right]\right\} = \\ &= \iiint \iiint d\omega_1 d\omega_2 dn_1 dn_2 \sqrt{G_1 G_2} \exp\left\{j\left[\omega_1\left(t_1 - \frac{\vec{n}_1 \vec{r}_1}{c}\right) - \omega_2\left(t_2 - \frac{\vec{n}_2 \vec{r}_2}{c}\right)\right]\right\} \times \\ &\times \left\{ \overline{\rho_x q_x^* E_x^0 E_x^{0*}} + \overline{\rho_x q_{yx}^* E_x^0 E_y^{0*}} + \overline{\rho_{yx} q_x^* E_y^0 E_x^{0*}} + \overline{\rho_{yx} q_{yx}^* E_y^0 E_y^{0*}} \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

Остальные составляющие корреляционной матрицы можно получить аналогично.

Для излучения, некогерентного в зависимости от направления \vec{n} и стационарного во времени, можно получить выражение для корреляционной матрицы в следующем виде:

$$\hat{K} = \iint d\Omega d\omega \sqrt{G_1 G_2} \exp \left[j\omega \left(\tau - \frac{\vec{n} \cdot \vec{r}}{c} \right) \right] \times$$

$$\times \begin{pmatrix} f_x & f_{yx} \\ f_{xy} & f_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_{xx} & J_{xy} \\ J_{yx} & J_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g_{xx}^* & g_{yx}^* \\ g_{xy}^* & g_{yy}^* \end{pmatrix}, \quad (14)$$

где $J_{xx}, J_{xy}, J_{yx}, J_{yy}$ - элементы матрицы когерентности $\hat{J}[\vec{r}]$.

Выражение для корреляционной матрицы в виде (14) удобно для анализа влияния на выход интерферометра свойств излучения источника и параметров антенн, входящих в состав интерферометра, поскольку матрицы, определяющие параметры антенн, и матрица когерентности, определяющая параметры излучения радиисточника, входят в интегральное выражение (14) в виде произведения.

Для случая, когда элементы матрицы когерентности

^{+) Элементы матрицы когерентности связаны с параметрами Стокса:}

$$I = J_{xx} + J_{yy}, \quad U = J_{xy} + J_{yx},$$

$$Q = J_{xx} - J_{yy}, \quad V = i(J_{yx} - J_{xy}),$$

то представить в виде.

$$\hat{J}(\vec{n}, \omega) = J(\vec{n}) \Pi(\omega - \omega_0), \quad (15)$$

$\Pi(\omega)$ - временной спектр сигнала, ω_0 - частота, на которую этот спектр сдвинут относительно нулевой частоты, по выражение (14) корреляционной матрицы можно записать в следующем виде:

$$\hat{K} = e^{j\omega_0\tau} \sqrt{G_1 G_2} \int \begin{pmatrix} f_x & f_{yx} \\ f_{xy} & f_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_{xx} & J_{xy} \\ J_{yx} & J_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g_x^* & g_{yx}^* \\ g_{xy}^* & g_y^* \end{pmatrix} \Gamma\left(\tau - \frac{\vec{n}\rho}{c}\right) \exp\left[-2\pi j\left(\frac{\vec{n}\rho}{\lambda}\right)\right] d\vec{n}, \quad (16)$$

где $\Gamma(\tau) = \int \Pi(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega$ - временная корреляционная функция сигнала.

Рассмотрим простейший случай точечного источника (т.е. $\hat{J}(\vec{n}) = \hat{J} \delta(\vec{n} - \vec{n}_0)$). Для этого случая выражение (16) принимает вид:

$$\hat{K} = e^{j\omega_0\tau} \sqrt{G_1 G_2} \begin{pmatrix} f_x & f_{yx} \\ f_{xy} & f_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_{xx} & J_{xy} \\ J_{yx} & J_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g_x^* & g_{yx}^* \\ g_{xy}^* & g_y^* \end{pmatrix} \Gamma\left(\tau - \frac{\vec{n}\rho}{c}\right) e^{-2\pi j\left(\frac{\vec{n}\rho}{\lambda}\right)} \quad (17)$$

Вид временной корреляционной функции $\Gamma(\tau)$ определяется временным спектром сигнала на входе коррелятора. Принимая спектр излучения источника постоянным в пределах по-

лосы пропускания приемников, получаем

$$\Gamma(\tau) = 2B_i \frac{\sin B_i \tau}{B_i \tau} \quad (18)$$

при условии, что полосы пропускания приемников одинаковы в обоих каналах и имеют вид

$$P_{1,2}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq B_i \\ 0 & \text{в остальных случаях} \end{cases}$$

Подставив выражение (18) в (17), получаем выражение для корреляционной матрицы для точечного источника с учетом конечной полосы пропускания приемников:

$$\hat{K} = \sqrt{G_1 G_2} \begin{pmatrix} f_{xx} & f_{yx} \\ f_{xy} & f_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_{xx} & J_{xy} \\ J_{yx} & J_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g_{xx}^* & g_{xy}^* \\ g_{xy}^* & g_{yy}^* \end{pmatrix} 2B_i \frac{\sin B_i \tau}{B_i \tau} \cdot \exp \left\{ j \left[\omega_0 \tau - 2\pi \left(\frac{\bar{n} \bar{p}}{\lambda} \right) \right] \right\}. \quad (19)$$

В выражении (19) все компоненты матриц, описывающих преобразование сигнала антеннами, зависят от направления наблюдения. Поскольку, при измерениях характеристик антенны корреляционным методом одна из антенн направлена на выбранный источник, то для случая одного точечного источника матрица \hat{G} становится единичной, т.е. $g_{xx}^* = g_{yy}^* = 1; g_{xy}^* = g_{yx}^* = 0$

Рассмотрим вид матрицы когерентности для различных случаев поляризации принимаемого излучения.

Очевидно, что для хаотически поляризованного излучения матрица \hat{J} равна $\frac{1}{2} I \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$, где I - интенсивность

ность излучения.

В случае полностью поляризованного излучения выражения для составляющих электрического поля можно записать в виде

$$E_x = a_1 \cos(\varphi_1 - \omega t), \quad (20)$$

$$E_y = a_2 \cos(\varphi_2 - \omega t),$$

a , φ , ω - постоянные.

Тогда матрица когерентности приобретает вид:

$$\hat{J} = \begin{pmatrix} a_1^2 & a_1 a_2 e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} \\ a_1 a_2 e^{-j(\varphi_1 - \varphi_2)} & a_2^2 \end{pmatrix} \quad (21)$$

В частном случае линейно поляризованного излучения матрица имеет вид:

$$\hat{J} = \begin{pmatrix} a_1^2 & (-1)^m a_1 a_2 \\ (-1)^m a_1 a_2 & a_2^2 \end{pmatrix}. \quad (22)$$

Для излучения, поляризованного по кругу, матрица когерентности приобретает вид

$$\hat{J} = \frac{I}{2} \begin{pmatrix} 1 & \pm j \\ \pm j & 1 \end{pmatrix}, \quad (23)$$

где I - интенсивность излучения.

Как показано в [6] любую квазимонохроматическую волну

можно рассматривать как сумму полностью неполяризованной и полностью поляризованной волн. Это означает, что любую матрицу когерентности можно представить в виде суммы.

$$\hat{J} = \hat{J}^{(1)} + J_2^{(2)}, \quad (24)$$

где
$$\hat{J}_1^{(1)} = \begin{pmatrix} A & 0 \\ 0 & A \end{pmatrix}, \quad \hat{J}^{(2)} = \begin{pmatrix} B & D \\ D^* & C \end{pmatrix},$$

$$A = \frac{1}{2} (J_{xx} + J_{yy}) - \frac{1}{2} \sqrt{(J_{xx} + J_{yy})^2 - 4|J|},$$

$$B = \frac{1}{2} (J_{xx} - J_{yy}) + \frac{1}{2} \sqrt{(J_{xx} + J_{yy})^2 - 4|J|}, \quad D = J_{xy},$$

$$D^* = J_{yx}, \quad C = \frac{1}{2} (J_{yy} - J_{xx}) + \frac{1}{2} \sqrt{(J_{xx} + J_{yy})^2 - 4|J|},$$

где J_{xx} , J_{xy} , J_{yx} , J_{yy} — составляющие исходной матрицы когерентности.

В случае хаотически поляризованного излучения корреляционная матрица имеет вид:

$$\hat{K} = e^{j\omega_0 t} \sqrt{G_1 G_2} \begin{pmatrix} f_x & f_{yx} \\ f_{xy} & f_y \end{pmatrix} \frac{1}{2} J \Gamma \left(\epsilon - \frac{\pi \rho}{c} \right) e^{-2\pi j \left(\frac{\pi \rho}{\lambda} \right)} \quad (25)$$

Из выражения (25) видно, что, сканируя одной антенной относительно источника и измеряя корреляционную функцию между соответствующими компонентами поля в фокусе антенны, можно получить помплексную диаграмму направленности

как кроссполяризационную, так и на основной поляризации, по отдельности.

Рассмотрим выражение для корреляционной матрицы в случае источника радиоизлучения с протяженными угловыми размерами. В отличие от точечного источника корреляционная матрица будет определяться интегральным выражением вида:

$$\hat{K} = e^{j\omega_0\tau} \sqrt{G_1 G_2} \int_{-\alpha}^{\alpha} \begin{pmatrix} f_x & f_{yx} \\ f_{xy} & f_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_{xx} & J_{xy} \\ J_{yx} & J_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g_x^* & g_{yx}^* \\ g_{xy}^* & g_y^* \end{pmatrix} \Gamma\left(\tau - \frac{\vec{n}\vec{p}}{c}\right) \exp\left[-2\pi j\left(\frac{\vec{n}\vec{p}}{\lambda}\right)\right] d\vec{n} \quad (26)$$

Для случая неполяризованного источника радиоизлучения с равномерным распределением радиояркости выражение (26)

принимает упрощенный вид:

$$\hat{K} = e^{j\omega_0\tau} \sqrt{G_1 G_2} \int_{-\alpha}^{\alpha} \begin{pmatrix} f_x & f_{yx} \\ f_{xy} & f_y \end{pmatrix} \frac{1}{2} I \begin{pmatrix} g_x^* & g_{yx}^* \\ g_{xy}^* & g_y^* \end{pmatrix} * \Gamma\left(\tau - \frac{\vec{n}\vec{p}}{c}\right) \exp\left[-2\pi j\left(\frac{\vec{n}\vec{p}}{\lambda}\right)\right] d\vec{n} \quad (27)$$

Из выражения (27) видно, что с целью уменьшения ошибки сигнала, вызванной влиянием кроссполяризационной составляющей диаграммы направленности антенны, сопровождающей выбранный источник, желательно использовать вспомогательную антенну, для которой выполняется условие $g_x^* = g_{yx}^* = 0$ при всех направлениях в пределах угловых размеров выбранного радиисточника. Как известно [5], этим условием, в частности, удовлетворяет антенна в виде параболоида вращения с симметричной диаграммой направленности облуча-

теля. Предполагая, что влиянием изменения диаграммы направленности измеряемой антенны на угловых размерах радиоисточника можно пренебречь, из выражения (27) получаем соотношение:

$$K = e^{j\omega_0 \tau} \sqrt{G_1 G_2} \begin{pmatrix} f_x & f_{yx} \\ f_{xy} & f_y \end{pmatrix} \int_{-d}^d \Gamma\left(\tau - \frac{\vec{n}\vec{\rho}}{c}\right) e^{-2\pi j \left(\frac{\vec{n}\vec{\rho}}{c}\right)} d\rho. \quad (28)$$

Подынтегральное выражение имеет осциллирующий характер, причем минимальный период осцилляций обычно определяется множителем

$$\exp\left(-2\pi j \frac{\vec{n}\vec{\rho}}{c}\right).$$

Интегральное выражение, входящее в (28), называется функцией видимости (обозн. \mathcal{V}). Зависимость функции видимости от величины базы для некоторых источников приведена на рис. 3.

3. Краткое описание интерферометра на 540 МГц

Двухэлементный интерферометр на базе полноповоротных 7-метровых однозеркальных параболических антенн работает на частоте 540 МГц, основная проекция базы ориентирована вдоль линии восток-запад и составляет 417 м, чувствительность приемника составляет 1,6 К при постоянной времени 0,4 сек [7].

В качестве облучателей антенн используются два идентичных полуволновых диполя, расположенных в ортогональных плоскостях, в фокусе зеркала. В технологическом поме-

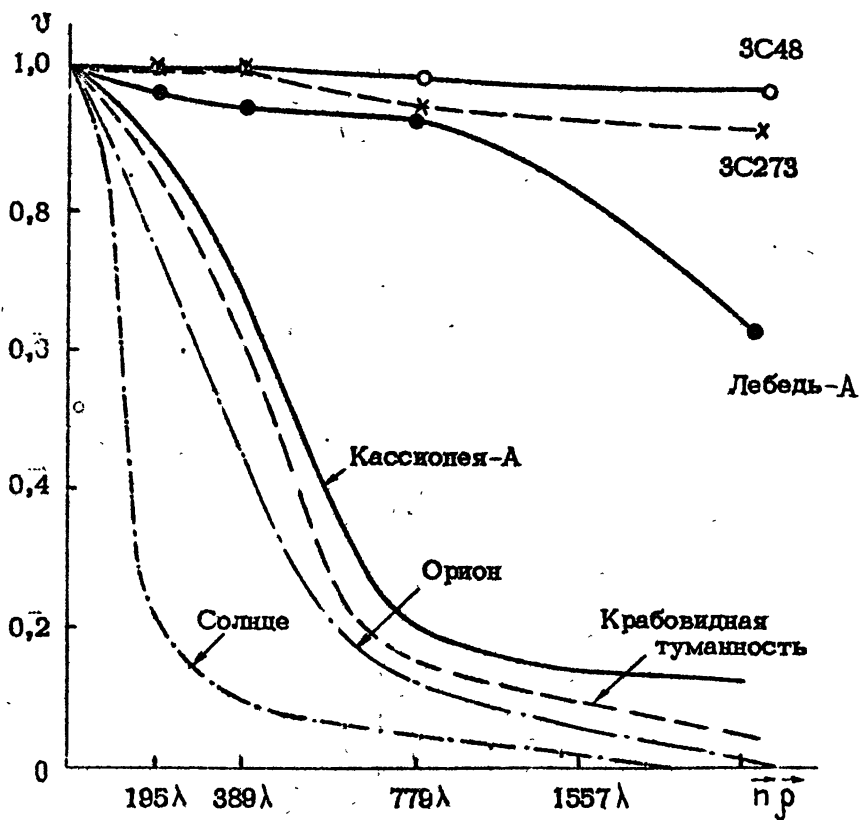


Рис. 3. Зависимость функции видимости от длины базы интерферометра

щении каждой антенны располагается блок в узкой частоты приемной системы, состоящей из стандартного широкополосного транзисторного усилителя, двух полосковых фильтров, циркулятора, балансного смесителя и предварительного усилителя промежуточной частоты на 60 МГц. Блоки высокой частоты соединяются с центральным пунктом через кабель, имеющий затухание на промежуточной частоте около 3 дБ. Сигнал промежуточной частоты поступает на амплифазометр, расположенный в центральном пункте. Амплифазометр работает совместно с линией задержки, предназначенной для компенсации временного сдвига между сигналами, поступающими от источника радиоизлучения с целью уменьшения раскорреляции сигналов. Задержка вводится с дискретом 2 метра с помощью отрезков кабеля. Введение необходимой задержки осуществляется 20 высокочастотными реле. Для компенсации затухания в кабелях и аттенуаторах, входящих в состав линии задержки, на входе имеются усилители. Амплифазометр состоит из ступенчатых электрически управляемых аттенуаторов ПЧ, усилителей первой ПЧ, смесителей, гетеродина, фазового модулятора, аналоговых перемножителей, двухканального гетеродинного фильтра и цифровых вольтметров. В состав первого гетеродина интерферометра входит синхронизируемый генератор на 600 МГц, стандарт частоты Ч1-40, умножитель частоты, синхронизатор частоты Ч5-19, усилитель. Контроллер обеспечивает контроль за работой интерферометра в целом; для чего помимо рабочего режима вводится режим "ка-

либровка" и "включение фиксированных фазовых задержек". С целью учета плавных фазовых уходов в аппаратуре интерферометра применяется схема фазовой калибровки.

Обработка выходных сигналов амплифазометра и управление режимом работы интерферометра осуществляется цифровой аппаратурой на базе ЭКВМ "Электроника ДЗ-28". С этой целью разработан специальный пакет программ [8] с помощью которого реализуются операции управления задержками, синхронного детектирования интерференционных лепестков и накопление сигнала, выполнение различного рода калибровок приемной аппаратуры.

4. Методика эксперимента

Измерение корреляционным методом диаграммы направленности антенны, входящей в состав двухэлементного интерферометра, проводилось по источнику Лебедь-А двумя способами.

Первый способ заключается в измерении выходного сигнала интерферометра при фиксированной высоте исследуемой антенны. При этом исследуемая антенна сопровождает выбранный источник по азимуту. Недостатком этого способа измерения диаграммы направленности за счет суточного перемещения источника является необходимость длительного промежутка времени для измерения одного сечения диаграммы направленности антенны. Для более оперативного измерения сечений диаграммы направленности используется перемеще-

ние направления измеряемой антенны относительно выбранного источника. Способ, использующий суточное перемещение источника через диаграмму направленности исследуемой антенны, позволяет реализовать большие периоды накопления сигнала, что необходимо при измерениях низких уровней диаграммы направленности, учитывая, что сигнал от космического источника мал. Препращение шумовой температуры антенны для сигнала от сравнительно мощного радиоисточника Лебедь-А составляет $\sim 40^{\circ}\text{K}$.

Методика измерения диаграммы направленности с использованием суточного перемещения источника наиболее близка к методике радиоастрономических наблюдений на интерферометре. Отличие заключается в необходимости фиксирования пространственных координат источника для момента времени, относящегося к периоду каждого замера. Единичный замер представляет собой амплитуду и фазу сигнала, усредненных по числу считываний \cos и \sin выходов вольтметров амплифазометра. При этом каждые считанные с вольтметров значения подвергаются предварительной обработке в реальном масштабе времени с целью "развергивания" во времени или синхронного детектирования интерференционных лепестков. Суммирование считанных значений происходит за период, кратный периоду интерференционной картички. В этом случае "паразитные" составляющие выходного сигнала амплифазометра дают минимальный вклад. Максимальное время накопления для получения одного замера составляло 100 с. Выбор периода ин -

тегрирования происходит автоматически. В качестве регистрирующего устройства использовалась печатающая машинка "Консул-260". Данные измерений совместно с дополнительной информацией выводились на печать в следующем порядке: признак замера (RS), число произведенных считываний показаний вольтметров, число считываний, произведенных без сбоев; текущее декретное время, относящееся к середине периода интегрирования; часовой угол источника в радианах, соответствующий записанному декретному времени; часовой угол источника, переведенный в часы, минуты, секунды; фаза замера в градусах, амплитуда в милливольтгах, дисперсия считанных значений в \cos -канале, дисперсия считанных значений в \sin -канале, азимут и угол места источника в градусах для записанного часового угла источника. В начале всего цикла измерений на ПМ "Консул-260" выводятся данные об источнике радиоизлучения и о параметрах базы интерферометра, полученных независимыми измерениями. Затем проводится калибровка интерферометра с помощью встроенных систем контроля. После этого на ПМ выводятся следующие данные об амплифазометре (обозначенные индексом CR): вычисленные положения нуля в \cos -канале и \sin -канале, отношение коэффициентов усиления \cos - и \sin -каналов. Эти значения получены путем арифметических действий над показаниями \cos - и \sin -каналов после подключения обоих входов амплифазометра к выходу одного из ВЧ-блоков и введения фиксированной фа-

зовой задержки в один вход амплифазометра. Кроме данных об амплифазометре на ПМ "Консул-260" выводятся под индексом CL результаты калибровки всего интерферометра. С этой целью на вход ВЧ блоков интерферометра с помощью ВЧ-кабелей подается разветвленный сигнал от генератора шума. После коммутации с помощью ВЧ-реле сигнала ПШ полученные данные выводятся на ПМ "Консул-260". При измерениях диаграммы направленности проводится дополнительная калибровка, которая заключается в том, что обе антенны направляются на источник, и проводится замер (на ленте ПМ обозначается индексом RS). Данные калибровки под индексом CR используются для корректировки данных, считанных с амплифазометра. Данные остальных калибровок используются для контроля и обработки.

Обработка диаграммы направленности заключается в том, что по данным калибровок в начале и в конце обрабатываемой части значений определяется средняя величина амплитуды и фазы сигнала от источника в максимуме диаграммы направленности исследуемой антенны. Затем берется отношение текущего значения амплитуды к средней величине амплитуды сигнала в максимуме диаграммы направленности и приводится к логарифмическому виду. Для получения фазовой диаграммы необходимо из обрабатываемого значения вычистить значение средней величины фазы в максимуме диаграммы направленности.

За период между замерами источник перемещается не более, чем на 30 угловых минут. Поскольку диаграмма направленности на уровне половинной мощности имеет ширину

порядка 5° , то для восстановления хода диаграммы достаточно иметь отсчеты через $1+2$ градуса. Следовательно время для измерения диаграммы направленности может быть значительно уменьшено, если во время между отсчетами направление антенны перемещать относительно источника. Таким способом измерялись отдельные сечения по высоте, азимуту, а также кроссполяризация матрица и полная диаграмма направленности в секторе углов $\pm 20^{\circ}$ x $\pm 20^{\circ}$.

Координаты для управления движения антенной при измерениях с перемещением антенны вычислялись на ЭКВМ "Электроника ДЗ-28" в соответствии с формулами, приведенными в Приложении. В качестве исходных данных для вычисления координат антенны, помимо данных об источнике радиозлучения задается сектор измерений, начальная точка в измеряемой диаграмме направленности, шаг отсчетов значений диаграммы направленности. В режиме измерения на цифровом индикаторе высвечиваются координаты антенны по азимуту и высоте для соответствующей точки в диаграмме направленности. Причем координаты антенны вычисляются для момента времени, отстоящего от момента пуска программы на определенную паузу, необходимую для передачи координат антенны из центрального пункта через громкоговорящую связь на измеряемую антенну и для наведения антенны в заданную точку. После этого в момент времени для которого вычислены координаты антенны, производится замер. В этом режиме измерения диаграммы направленности замер представля-

ет собой число, полученное путем усреднения считываний, количество которых заранее определено. По окончании замера вычисляются координаты антенны для следующего отсчета. Количество считываний при измерении низких уровней диаграммы направленности устанавливается больше, чем при измерении главного лепестка диаграммы направленности. Тем самым при измерении низких уровней сигнала общая чувствительность системы увеличивается. Кроме этого низкие уровни диаграммы направленности измеряются при меньшем ослаблении в аттенуаторе ПЧ; что увеличивает динамический диапазон измерительной аппаратуры. Данные измерений выводятся на ПМ "Консул-260" в следующем виде: признак положения переключателя "ослабление ПЧ", координаты антенны в горизонтальной системе координат, азимут и высота точки диаграммы направленности в системе координат, связанной с антенной; значения амплитуды и фазы диаграммы направленности. Амплитуда пронормирована на значение в максимуме диаграммы направленности, полученное перед началом измерения. Фазовая диаграмма направленности получена путем вычитания из значения фазы сигнала в измеряемой точке диаграммы направленности значения фазы калибровочного замера в начале строки. Амплитуда выводится на ПМ "Консул-260" в логарифмическом виде, а фаза в градусах. В конце измерения сечения диаграммы направленности также проводится калибровочный замер, который представляет собой значение амплитуды и фазы сигнала при на-

ведении антенны на источник радиоизлучения, причем используется программа обработки, которая применялась при измерении диаграммы направленности за счет суточного перемещения источника.

Методика, аналогичная вышеприведенной, применялась при измерениях сечений кроссполяризационной диаграммы направленности. Конструкция облучателей антенных зеркал позволяет переключать поляризацию принимаемого излучения дистанционно. В начале сечения кроссполяризационной диаграммы направленности проводится калибровка по источнику, причем включается основная поляризация измеряемой и вспомогательной антенны. Затем поляризация вспомогательной антенны переключается на ортогональную и проводится измерение сечения диаграммы направленности с использованием перемещения направления антенны относительно источника. В результате на ПМ выводится в логарифмическом виде кроссполяризационное сечение амплитудной диаграммы направленности, пронормированное на значение в максимуме диаграммы направленности исследуемой антенны на основной поляризации. Кроссполяризационное сечение фазовой диаграммы направленности получено в виде разницы замеров фазы сигнала при подключенных взаимноперпендикулярных поляризациях и замера фазы сигнала на основной поляризации в центре диаграммы направленности исследуемой антенны.

Измерение двумерной (т.е. по двум независимым угловым координатам) диаграммы направленности на основной и орто-

гональной поляризации проводится по методике измерения отдельных сечений с перемещением направления антенны относительно источника, где в качестве параметра входит номер сечения двумерной диаграммы направленности.

Сравнение полученных главных сечений диаграммы направленности проводилось с сечениями, измеренными по генератору методом фокусировки [3] антенны в зону Френеля. С целью определения точки выноса облучателя измерялись распределения в фокальном пятне с использованием в качестве источника радиоизлучения Солнца и генератора, расположенного на вышке в зоне Френеля.

Эти измерения осуществлялись с использованием аппаратуры интерферометра в режиме калибровки, когда оба входа амплифазометра подключены к выходу ВЧ блока исследуемой антенны.

Кроме этого проводились измерения по Солнцу главных сечений по азимуту и высоте с использованием серийных измерителей шумовой аппаратуры П 5-9 с регистрацией данных на самописец по известной методике [3].

5. Экспериментальные результаты измерений на частоте 540 МГц

На рис. (4, 5) приведены сечения по высоте амплитудной и фазовой диаграммы направленности 7-метровой антенны, входящей в состав интерферометра, работающего на частоте 540 МГц. Измерения данной реализации проводились с

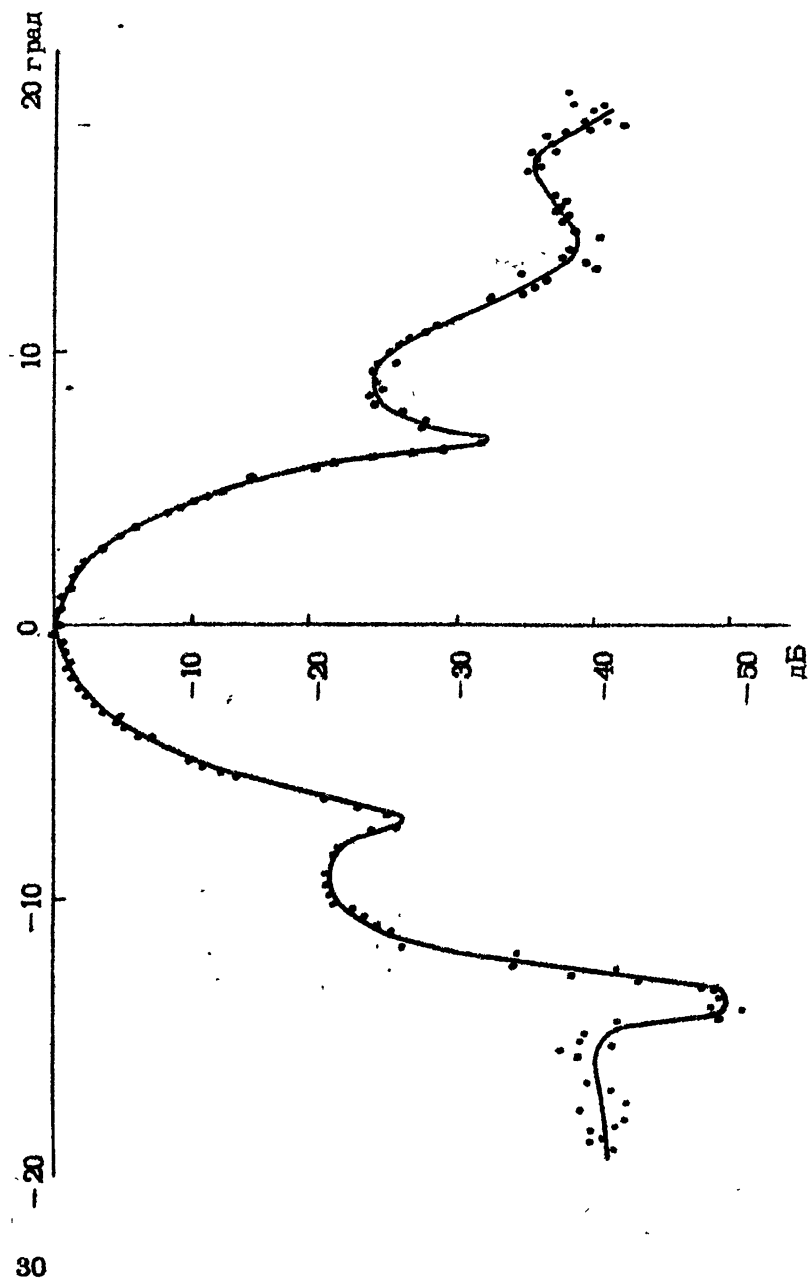


Рис. 4. Амплитудная диаграмма направленности по высоте

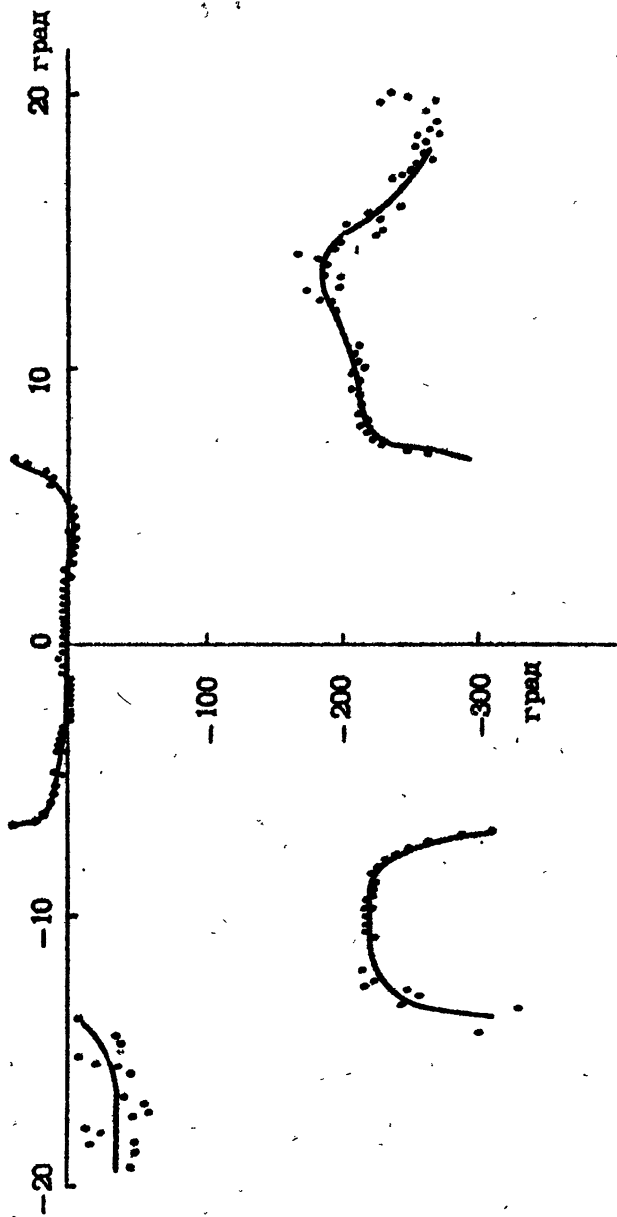


Рис. 5. Фазовая диаграмма направленности

использованием суточного перемещения источника относительно неподвижной по высоте исследуемой антенны. Приведенные сечения получены за два сеанса измерений, причем в течение одного сеанса измерялся участок сечения диаграммы направленности от -20° до -12° , а в течение другого — от -12° до $+12^{\circ}$. На уровне первых боковых лепестков, т.е. на уровне около -20 дБ, дисперсия значений составляет менее $0,5$ дБ по амплитуде и менее 5° по фазе. На уровне вторых боковых лепестков, т.е. на уровне -35 \pm 40 дБ дисперсия значений составляет около 2 дБ по амплитуде и 20° по фазе. В точке диаграммы направленности с координатой -14° замечен минимум, который находится на уровне -50 дБ. По видимому этот уровень в амплитудной диаграмме направленности можно считать предельным при данной методике измерений.

На рис. (6, 7) изображены две реализации сечений по высоте амплитудной и фазовой диаграммы направленности антенны, полученные путем измерения выходного сигнала интерферометра по методике с использованием перемещения направления антенны относительно источника во время между замерами. Разброс между двумя реализациями на уровне -20 дБ составляет величину около $0,5$ дБ по амплитуде и не менее 5° по фазе. Из сравнения рис. (4, 5) и рис. (6, 7) видно, что расхождение изображенных диаграмм направленности, полученных корреляционным методом несколькими отличающимися способами, находится в пределах $0,5$ дБ по амплитуде и 10° по фазе на уровне -20 дБ.

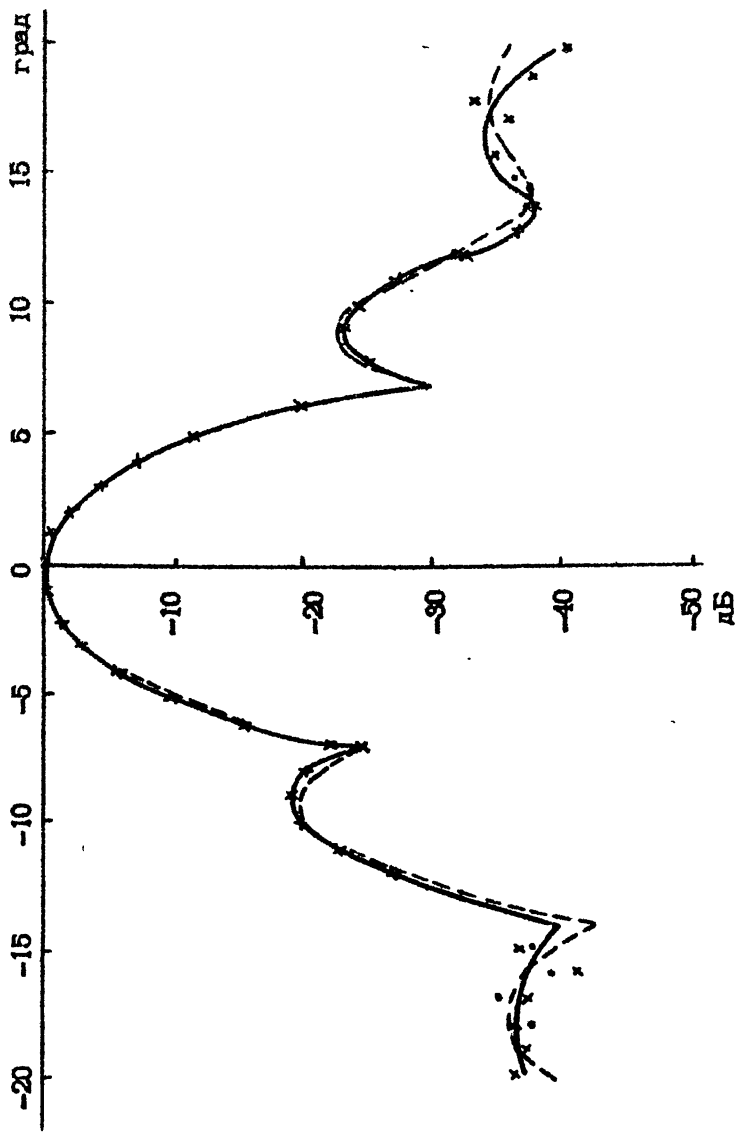


Рис. 6. Амплитудная диаграмма направленности по высоте

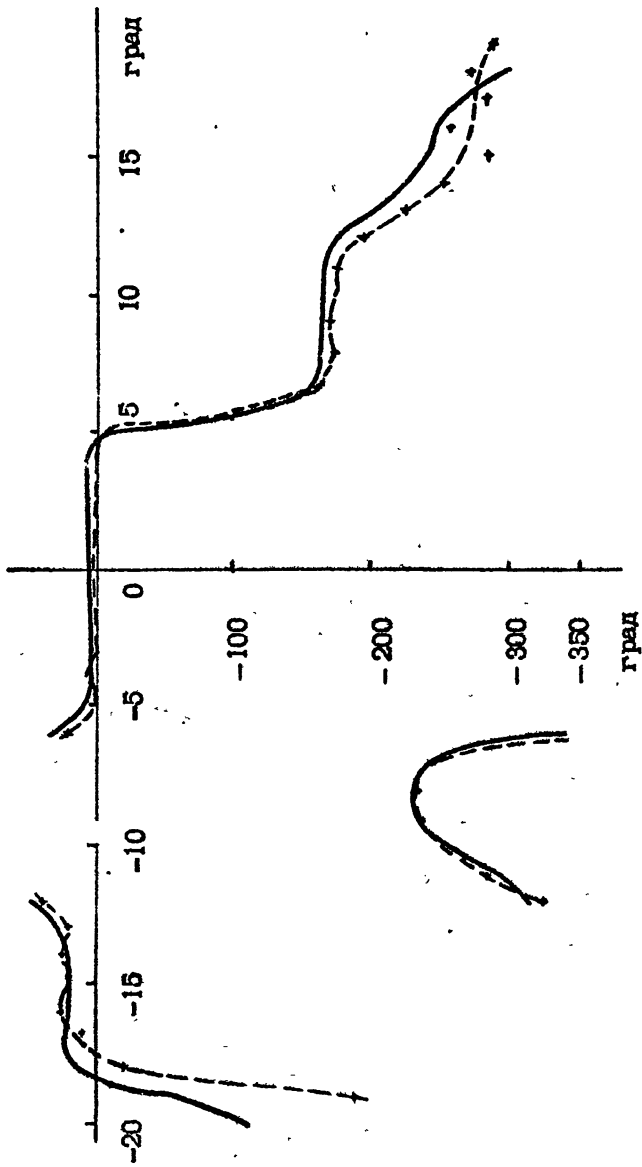


Рис. 7. фазовая диаграмма направленности

На рис. (8, 9) показаны два сечения амплитудной и фазовой диаграммы направленности по азимуту.

На рис. (10) и (11) изображены два сечения кроссполяризационной амплитудной и фазовой диаграммы направленности. Амплитудная диаграмма пронормирована на значение сигнала в максимуме диаграммы направленности на основной поляризации. Сечения кроссполяризационной диаграммы направленности сняты под углом 45° к плоскости основной поляризации антенны. С целью экспериментального выявления методических ошибок корреляционного метода проводились измерения сечений амплитудной диаграммы направленности исследуемой антенны методом фокусировки антенны на источник, расположенный в ближней зоне и методом измерения диаграммы направленности по Солнцу с использованием радиометра. Для определения величины выноса измерялось распределение фокального пятна антенны с использованием перемещения облучателя вдоль геометрической оси антенны.

На рис. (12) изображено распределение поля по оси в фокальном пятне антенны при облучении ее источником, расположенным на вышке в зоне Френеля. На рис. (13) показано распределение поля по оси в фокальном пятне антенны по излучению Солнца. На графиках, соответствующих распределению поля в фокальном пятне, по оси абсцисс отложено расстояние в миллиметрах от условной точки на геометрической оси антенны. Распределение поля приведено в пронормированном на максимум виде.

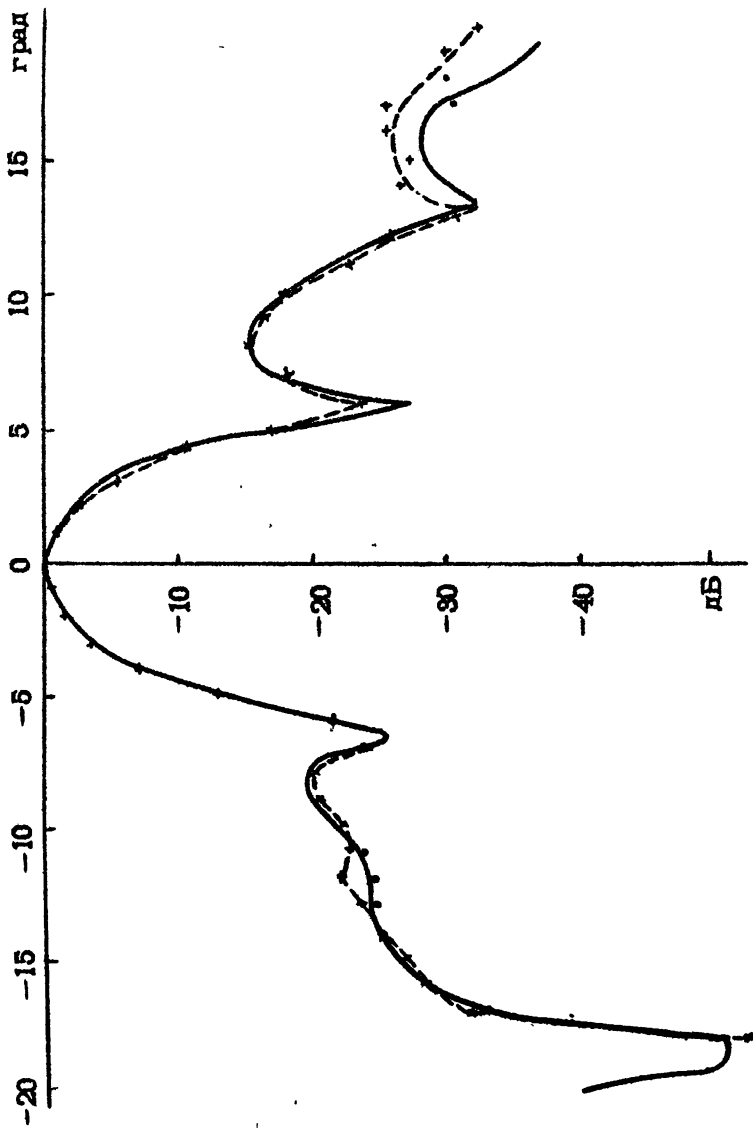


Рис. 8. Амплитудная диаграмма направленности по азимуту

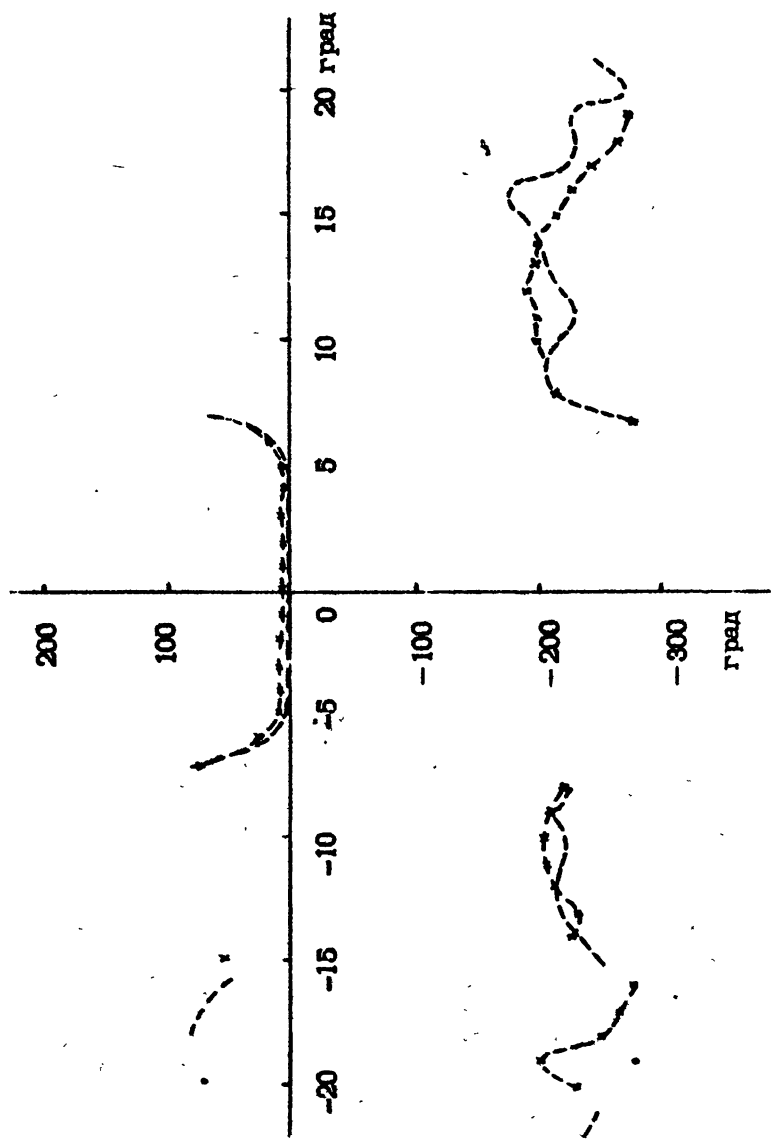


Рис. 8. Фазовая диаграмма направленности

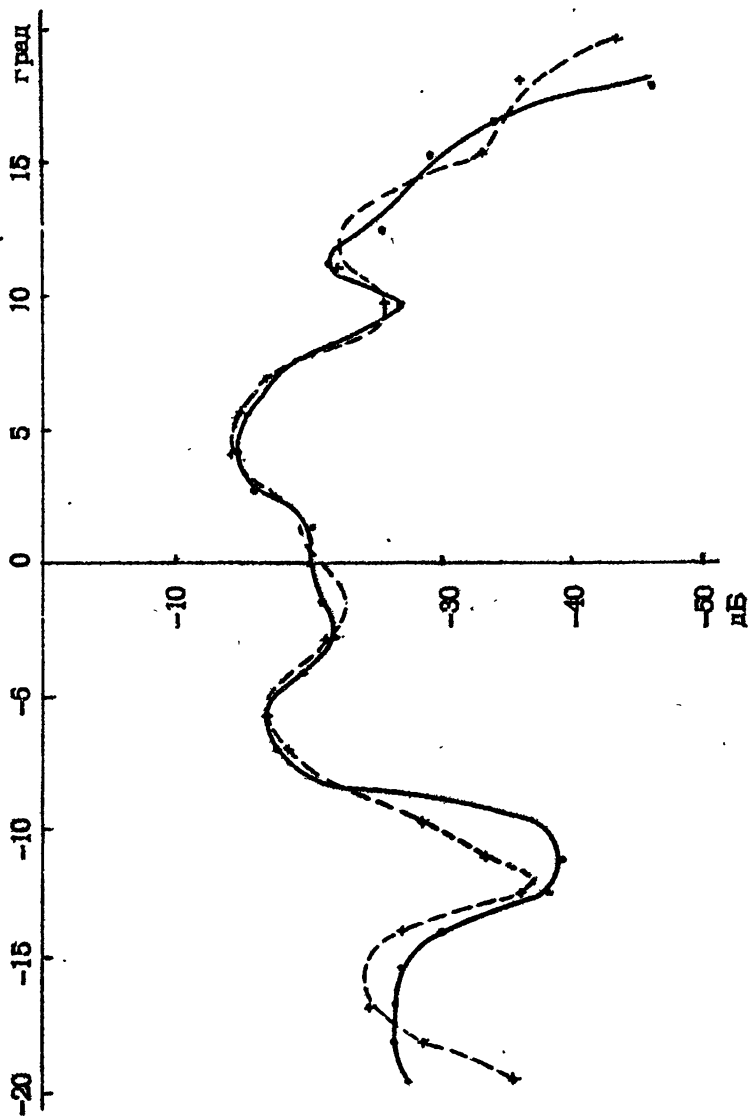


Рис. 10. Сечение кроссполяризационной амплитудной диаграммы направленности

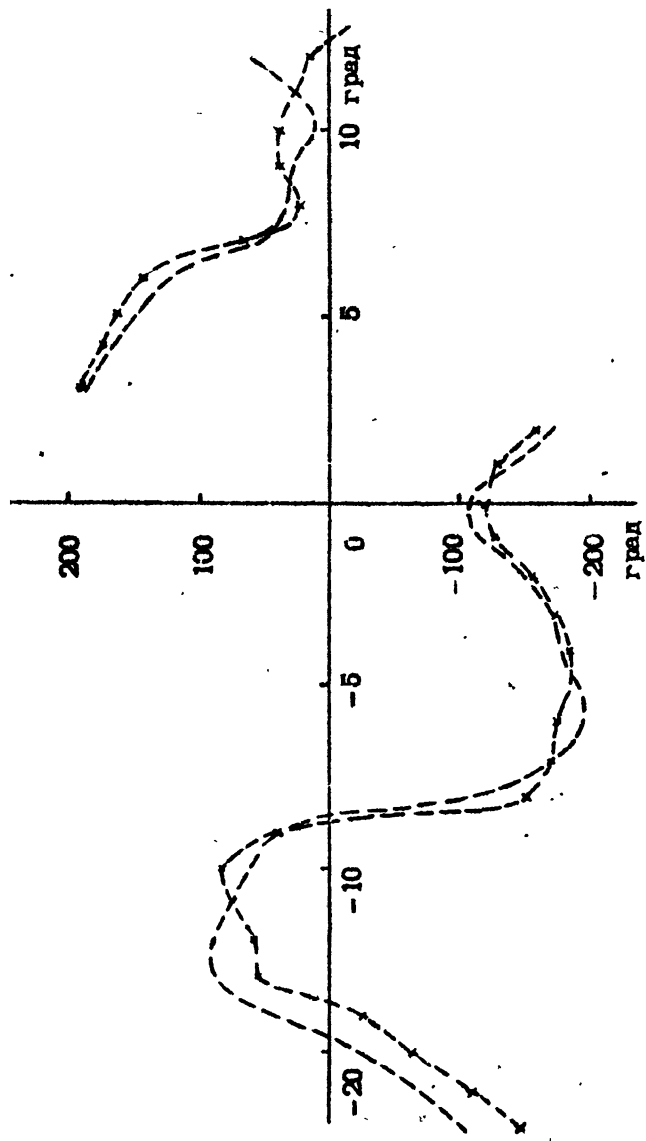


Рис. 11. Фазовая диаграмма направленности

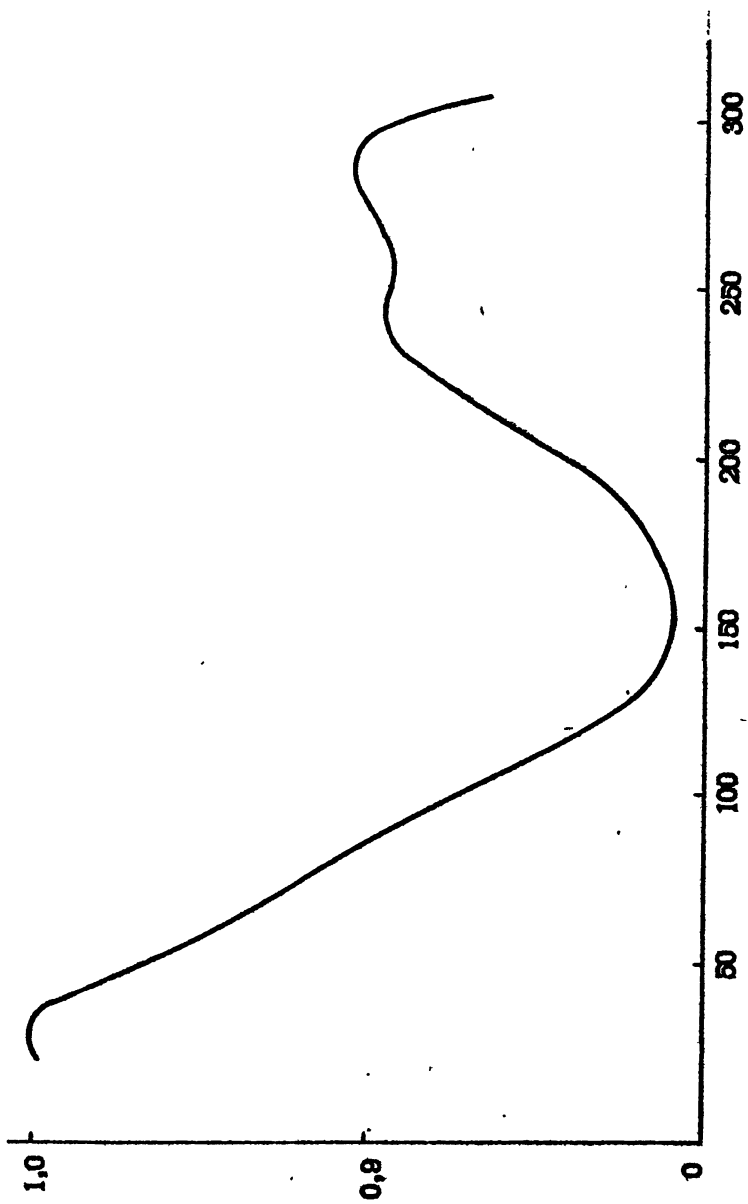


Рис. 12. Фокальное пятно антенны, измеренное по генератору ($\varphi = 540\text{MГД}$)

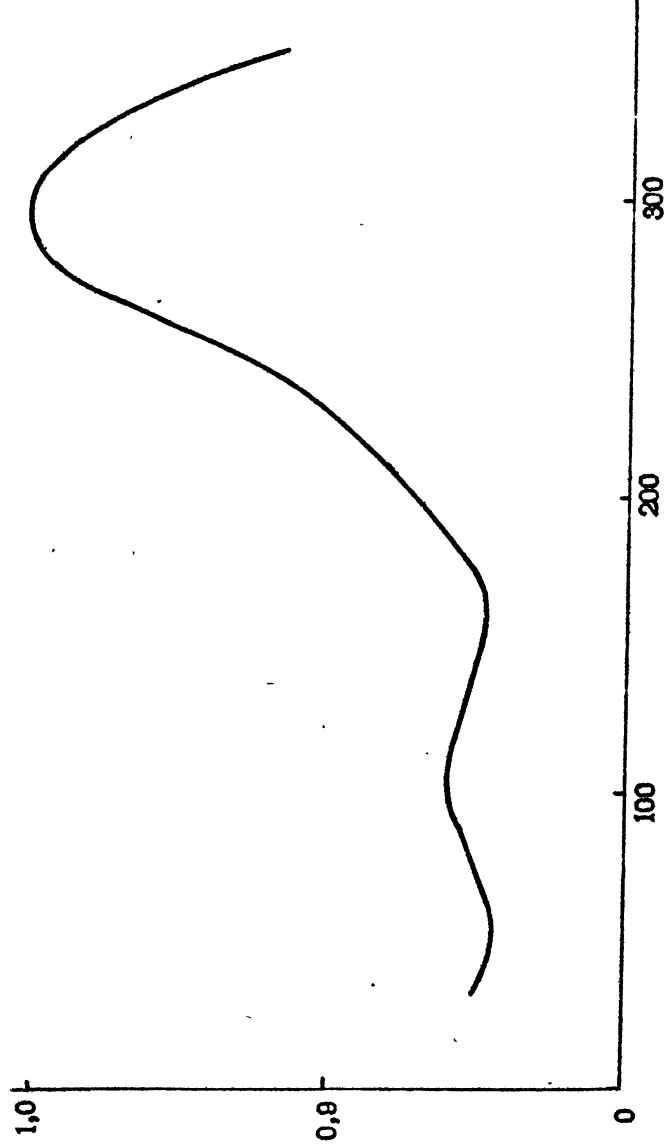


Рис.13.. фокальные пятью антенны, измеренное по Солнту ($\lambda = 540$ МГН)

Расстояние от точки на оси абсцисс, соответствующей максимуму распределения амплитуды поля в фокальном пятне антенны при измерениях по Солнцу, до точки, соответствующей положению облучателя сфокусированной антенны, называется величиной выноса облучателя. Графики распределения поля приведены в пронормированном на максимум виде.

На рис. (14) изображены две реализации распределения по углу места мощности антенны для выноса облучателя 260 мм, т.е. для точки, соответствующей максимуму в распределении поля в фокальном пятне, показанном на рис. (12).

На рис. (15) построены три реализации распределения поля антенны с выносом облучателя 200 мм, полученным по измерениям поля по источнику, расположенному в зоне Френеля. На рис. (16) изображены две аналогичные рассмотренным выше реализации для выноса облучателя соответствующего 140 мм.

Распределения поля, показанные на рис. (14-16), получены с использованием аппаратуры входящей в состав интерферометра.

На рис. (17), (18) изображены сечения по высоте и азимуту амплитудной диаграммы направленности исследуемой антенны, измеренные по излучению Солнца с использованием радиометра П5-9.

Для сравнения сечений диаграммы направленности реализации, полученные с помощью корреляционного метода

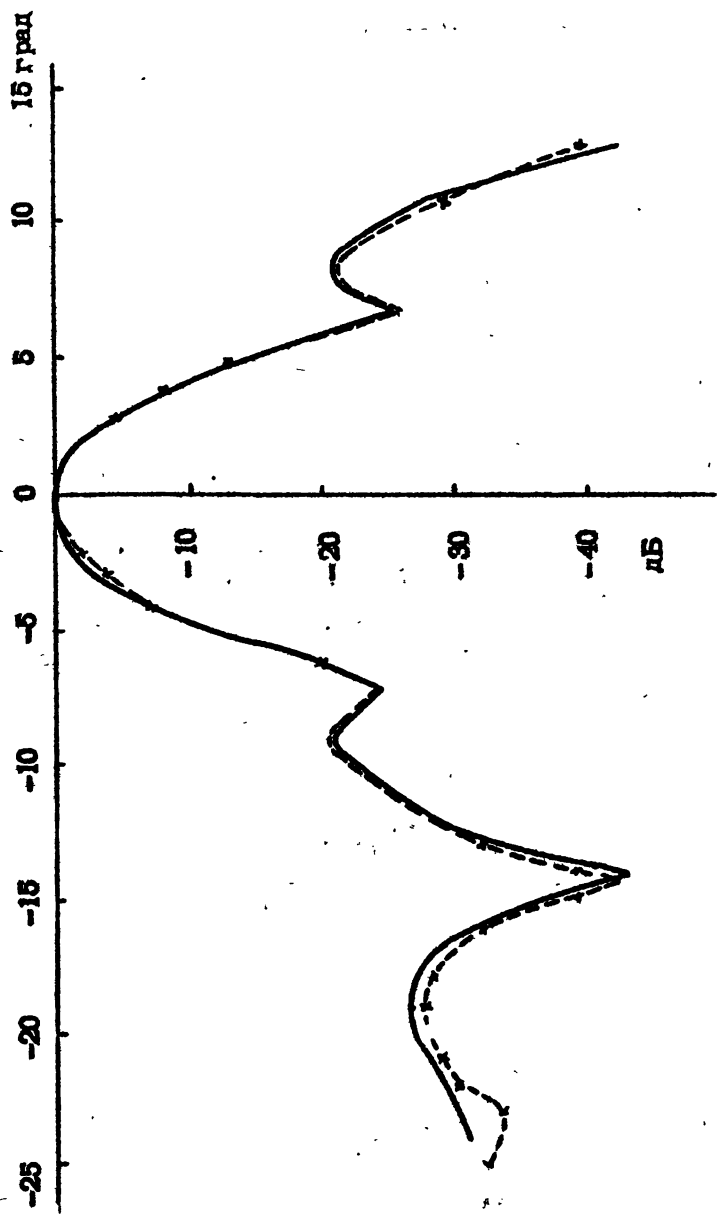


Рис. 14. Амплитудная диаграмма направленности, полученная по генератору методом фокусировки в ближнюю зону ($K = 30$)

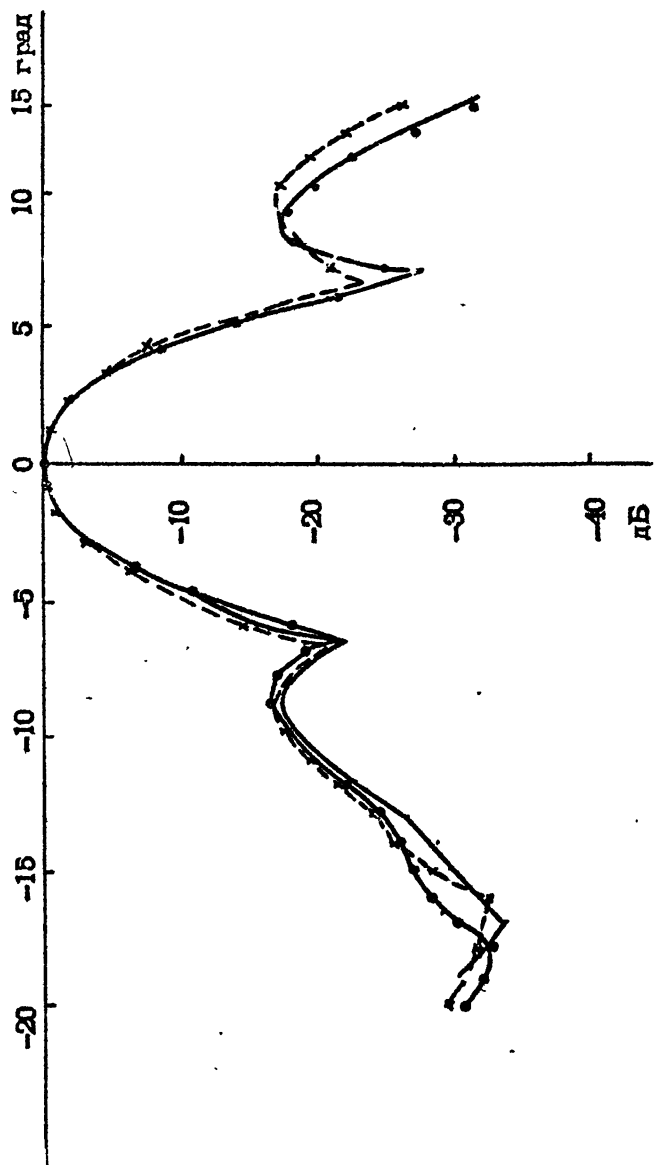


Рис. 15. Амплитудная диаграмма направленности, полученная по генератору методом фокусировки в ближнюю зону ($K = 90$)

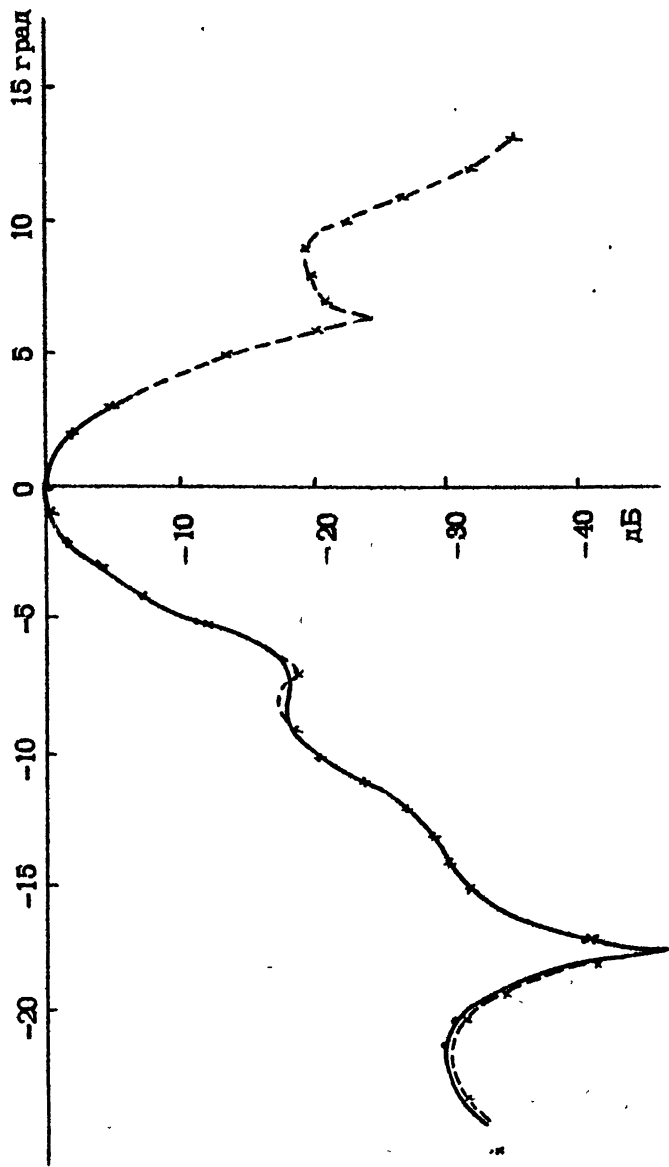


Рис. 16. Амплитудная диаграмма направленности, полученная по генератору методом фокусировки в ближнюю зону ($K = 150$)

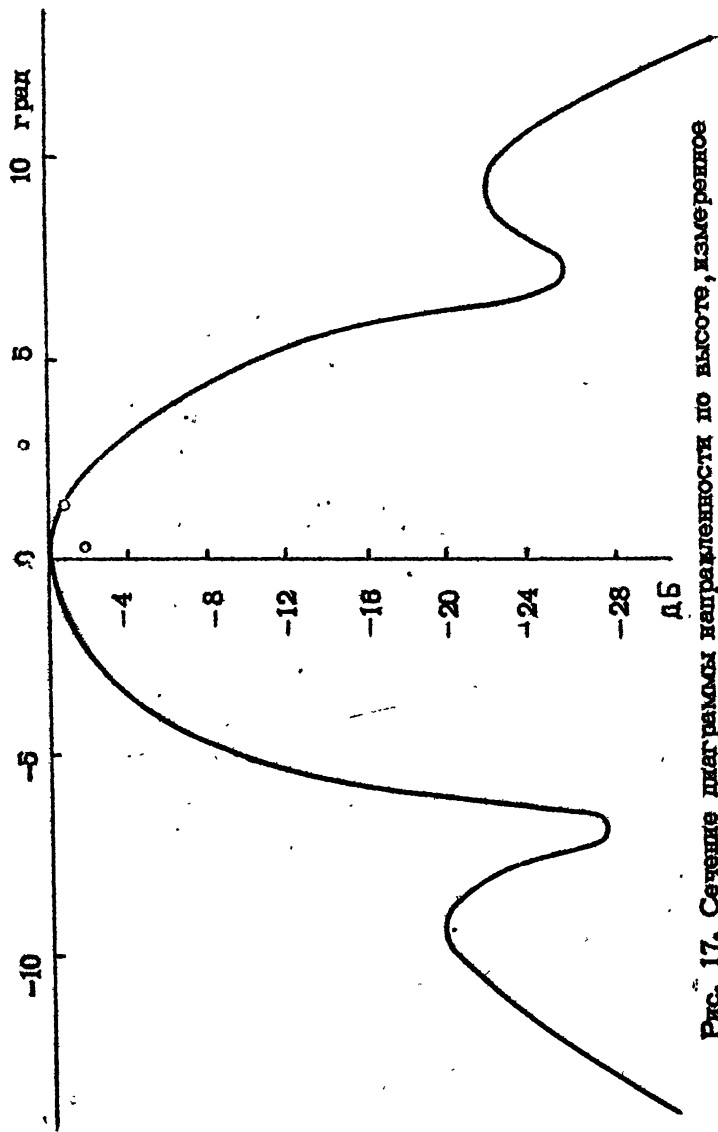


Рис. 17. Сечение диаграммы направленности по высоте, измеренное по Солнцу с помощью радиометра

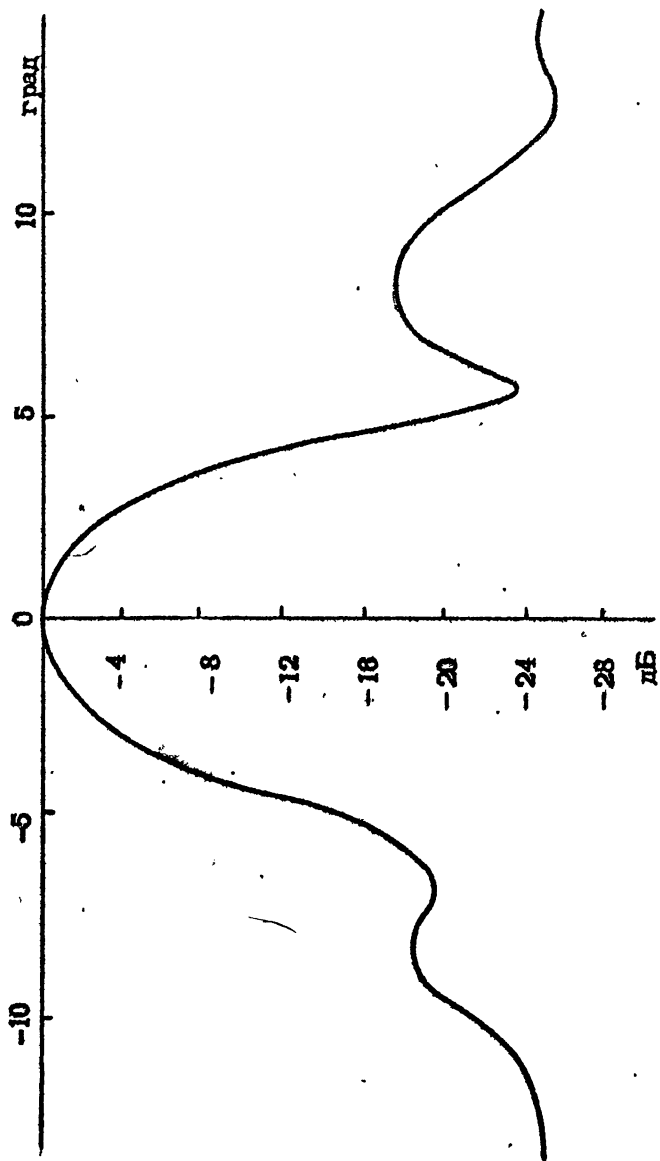


Рис. 18. Сечение диаграммы направленности по азимуту, измеренное по Селлпу с помощью радиометра

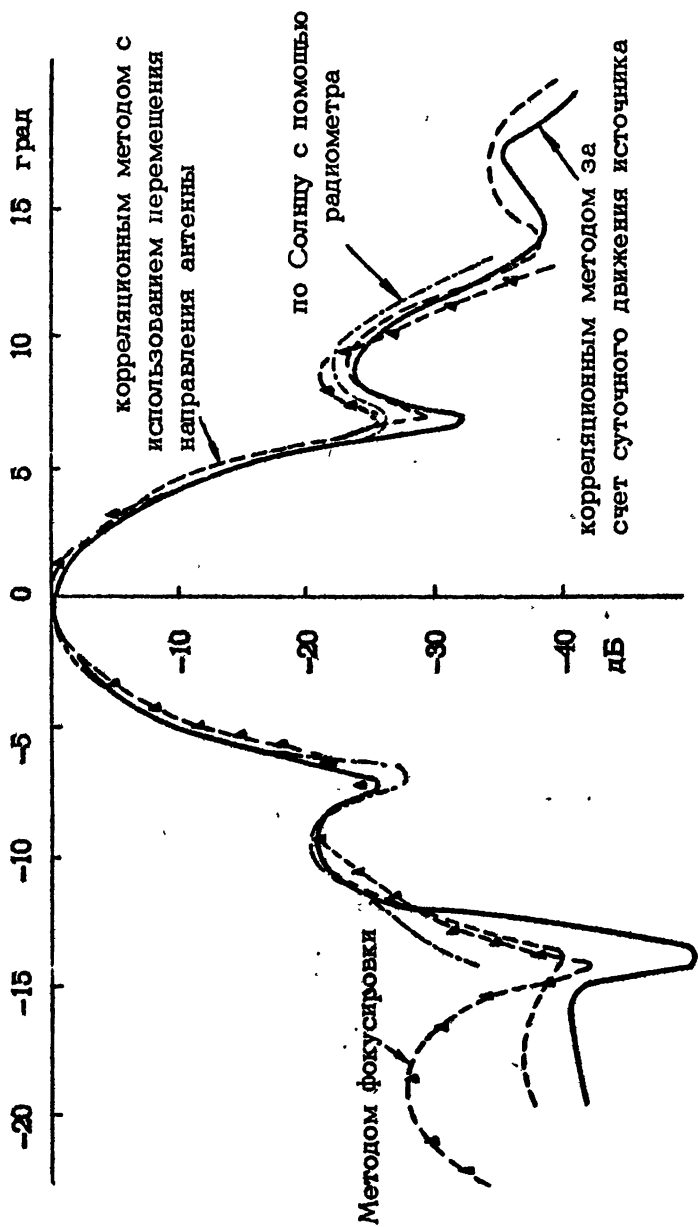


Рис. 19. Диаграммы направленности, полученные различными методами

(рис. 4, 6), метода фокусировки на источник, расположенный в зоне Френеля (рис. 14), и метода измерения по радиоизлучению Солнца с помощью радиометра (рис. 17), построены на рис. (19)..

Из сравнения сечений, построенных различными методами, видно, что реализации отличаются между собой не более чем на 1 дБ на уровне -20 дБ для координаты в диаграмме направленности -10° . Для координаты $\sim +10^\circ$ отличие в уровнях сечений диаграммы направленности несколько больше и находится в пределах 2 дБ. Как следует из рис. 19, оказалось, что с помощью корреляционного метода, используя радиоизлучение дискретного радиисточника Лебедь-А, удалось измерить диаграмму направленности до уровня, находящегося на 10-15 дБ ниже, чем предельный уровень при прямых измерениях по Солнцу (несмотря на то, что приращение шумовой температуры антенны от Солнца приблизительно на 2 порядка больше, чем от радиисточника Лебедь-А). Данные измерений двумерных (т.е. по двум независимым угловым координатам) диаграмм направленности антенны на основной и ортогональной поляризации во время измерений выводились на ПМ "Консул-260". В конце цикла измерений (продолжавшегося несколько часов) экспериментальные результаты выводились на магнитную ленту встроенного накопителя на МЛ и на перфоленту. Экспериментальные данные занесенные на перфоленту использовались для ввода в ЭЦВМ БЭСМ-6 с целью полной обработки и вывода на графопостроитель двумерных массивов ин-

формации, соответствующих амплитудной и фазовой диаграмме направленности на основной и ортогональной поляризации. На рис. (20) представлена в изометрической проекции, двумерная диаграмма направленности, построенная по экспериментальным данным с использованием системы программ "Графор", входящей в математическое обеспечение ЭЦВМ БЭСМ-6. На рис. (21) изображена в изометрической проекции двумерная диаграмма направленности, полученная с использованием стандартной программы аппроксимации экспериментальных значений.

С целью повышения отношения сигнал/шум использовалась цифровая фильтрация данных, заключающаяся в вычислении свертки экспериментальных значений с функцией вида $\frac{J_1(kr)}{kr}$, где k - волновое число, r - переменная, по которой производится интегрирование.

На рис. (22) представлена в изометрической проекции "отфильтрованная" амплитудная диаграмма направленности (в логарифмическом масштабе). На рис. (23) эта диаграмма направленности изображена в виде линий равного уровня с дискретом 2дБ. На рис. (24) построена в виде линий равного уровня фазовая диаграмма направленности антенны с дискретом 10° , приведенная к интервалу $+180^\circ$ - -180° . Сплошные широкие линии (шириной приблизительно 1 мм) соответствуют участкам на которых фазовая диаграмма направленности пересекает границу $+180^\circ$; -180° .

На рис. (25) и (26) построены центральные ортогональные сечения фазовой диаграммы направленности. На рис. (25)

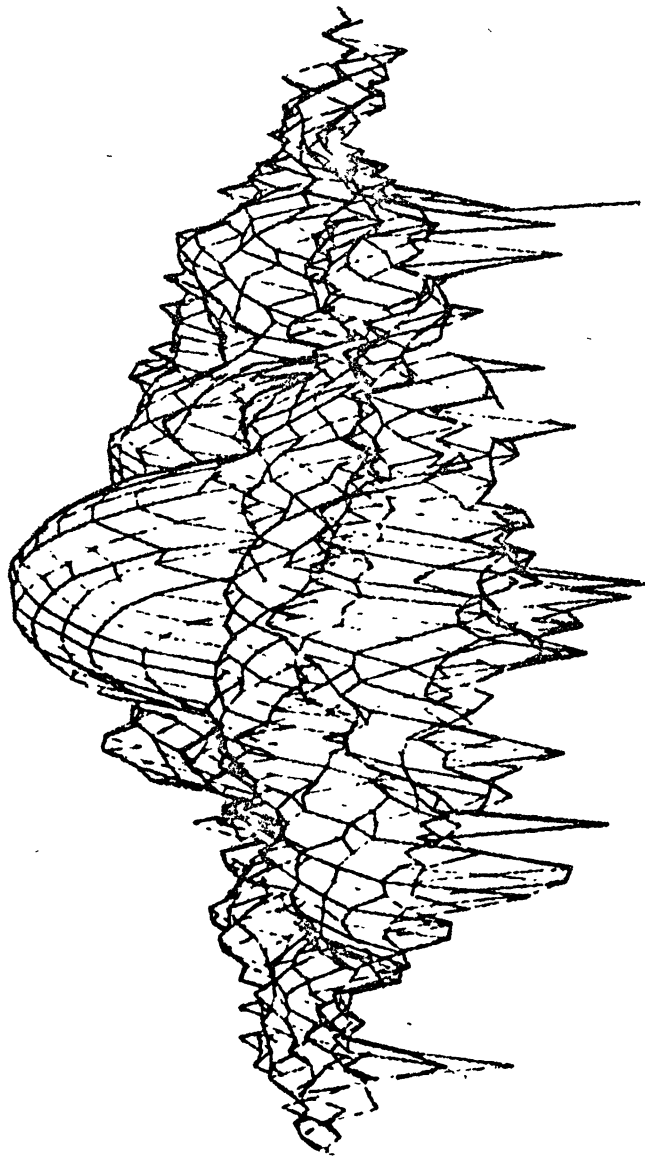


Рис. 20 Диаграмма направленности антенны, построенная по экспериментальным данным (линейная интерполяция).

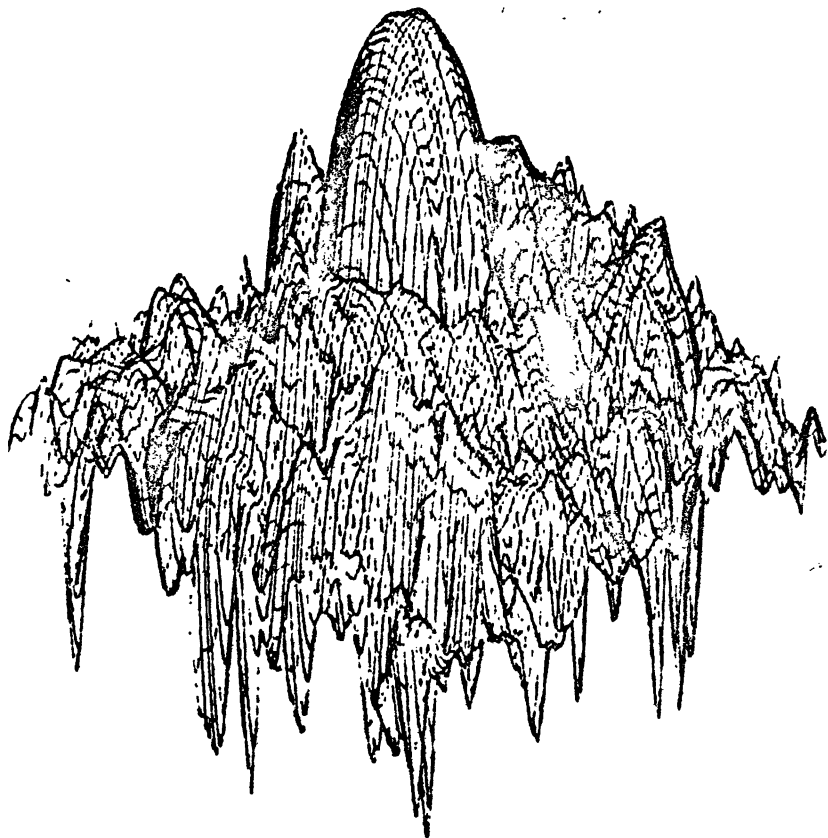


Рис. 21 Диаграмма направленности антенны,
построенная с использованием стандартных
программ аппроксимации

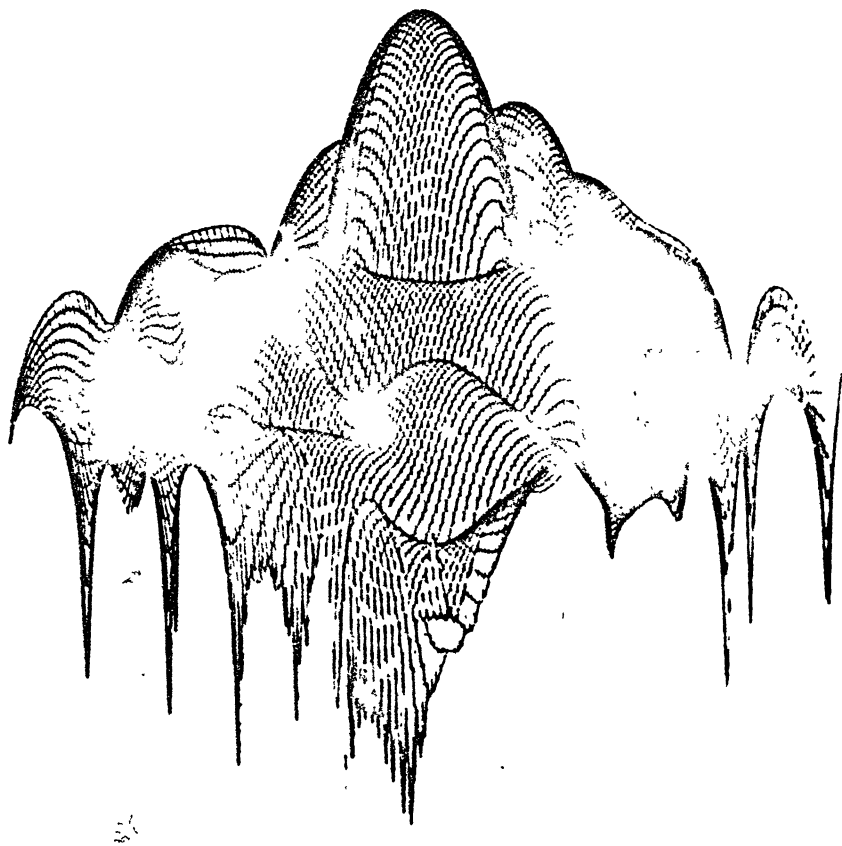


Рис. 22 Диаграмма направленности антенны, полученная в результате цифровой фильтрации экспериментальных данных

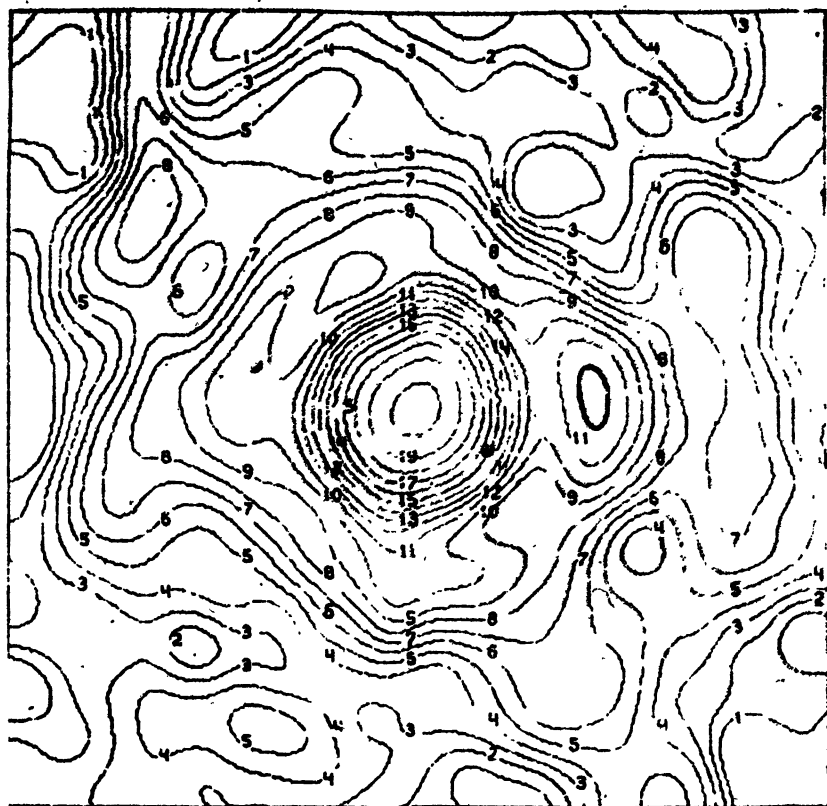


Рис. 23 Диаграмма направленности в ряде
 линий постоянного уровня (соответствует
 рис. 22 с дискретом по уровню, равным 2Дб)

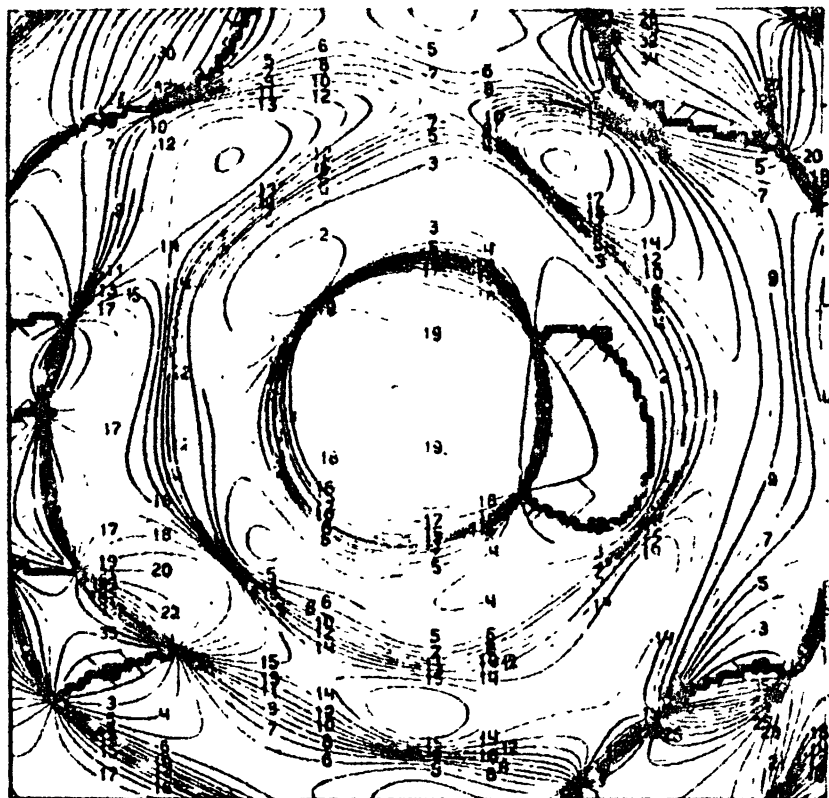


Рис. 24 Фазовая диаграмма направленности антенны, соответствующая амплитудной на рис. 23

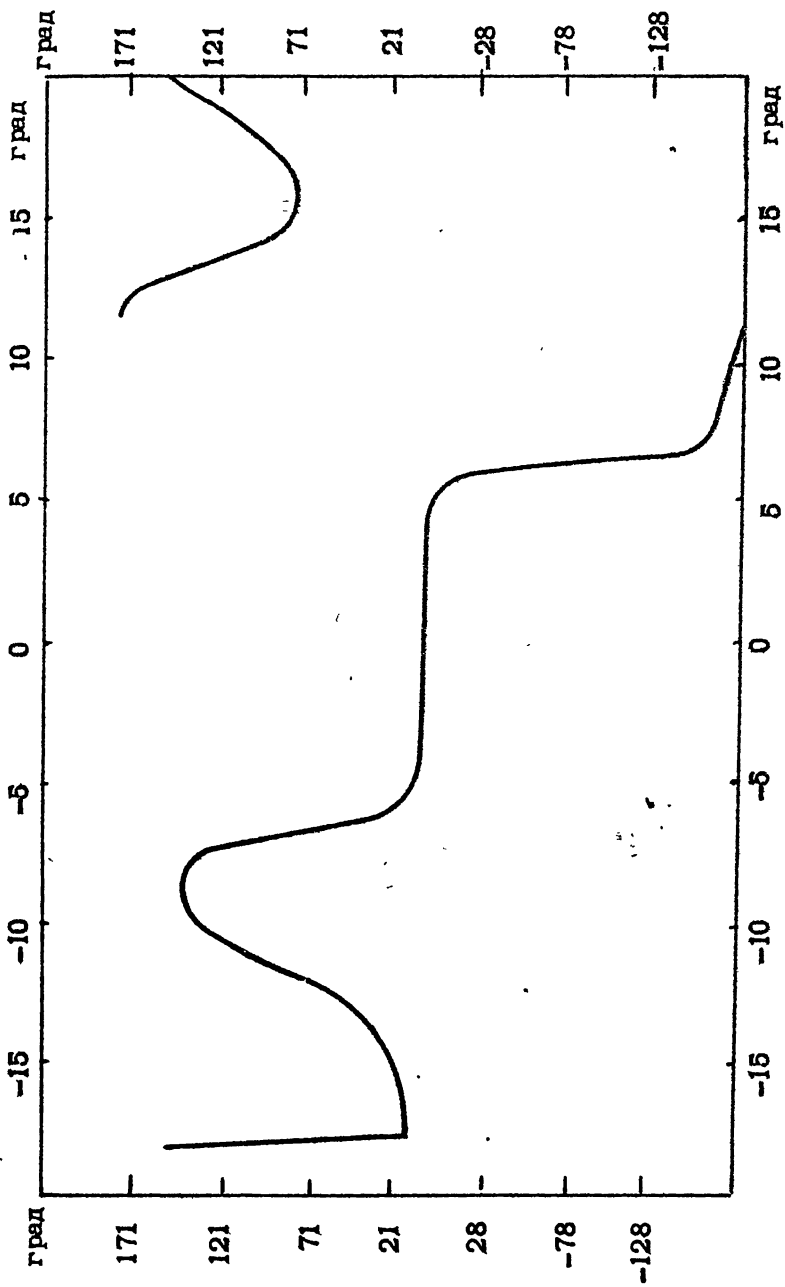


Рис. 25. Сечение по азимуту фазовой диаграммы направленности

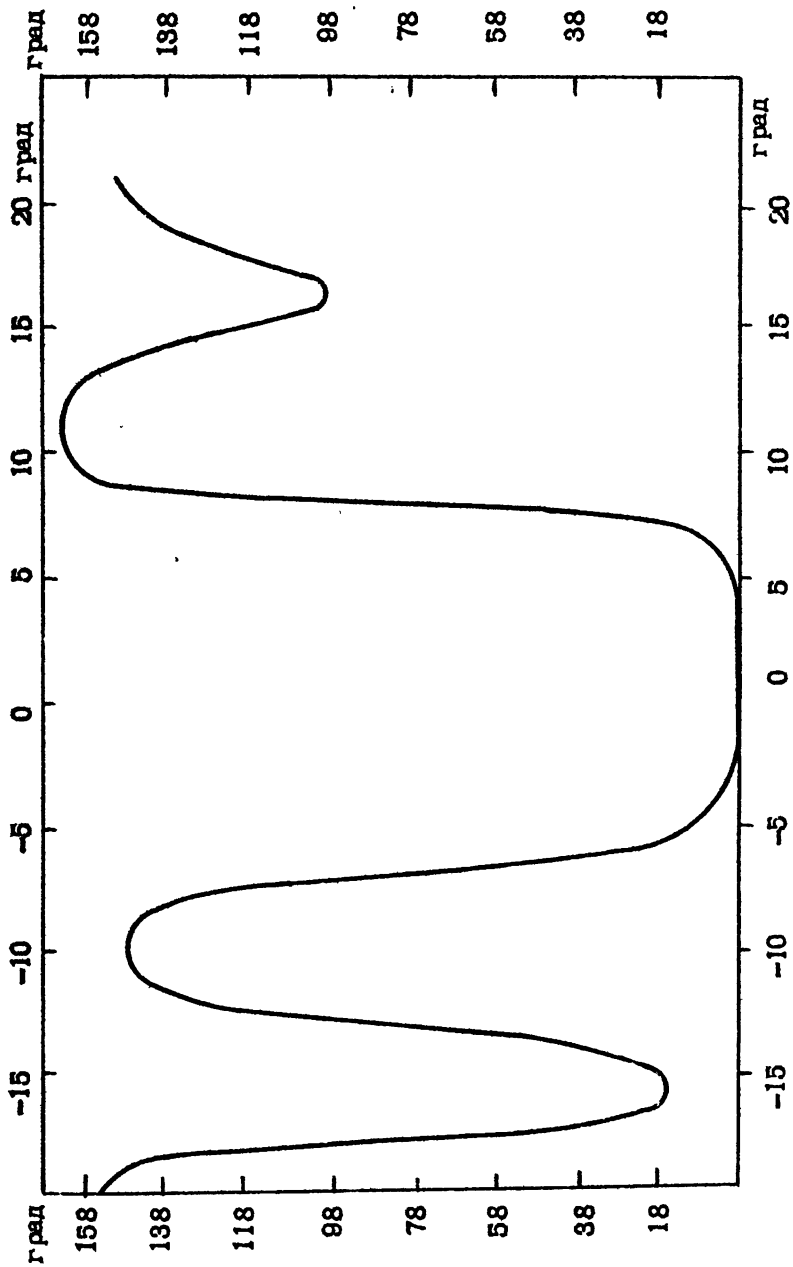


Рис. 28. Сечение по высоте фазовой диаграммы направленности

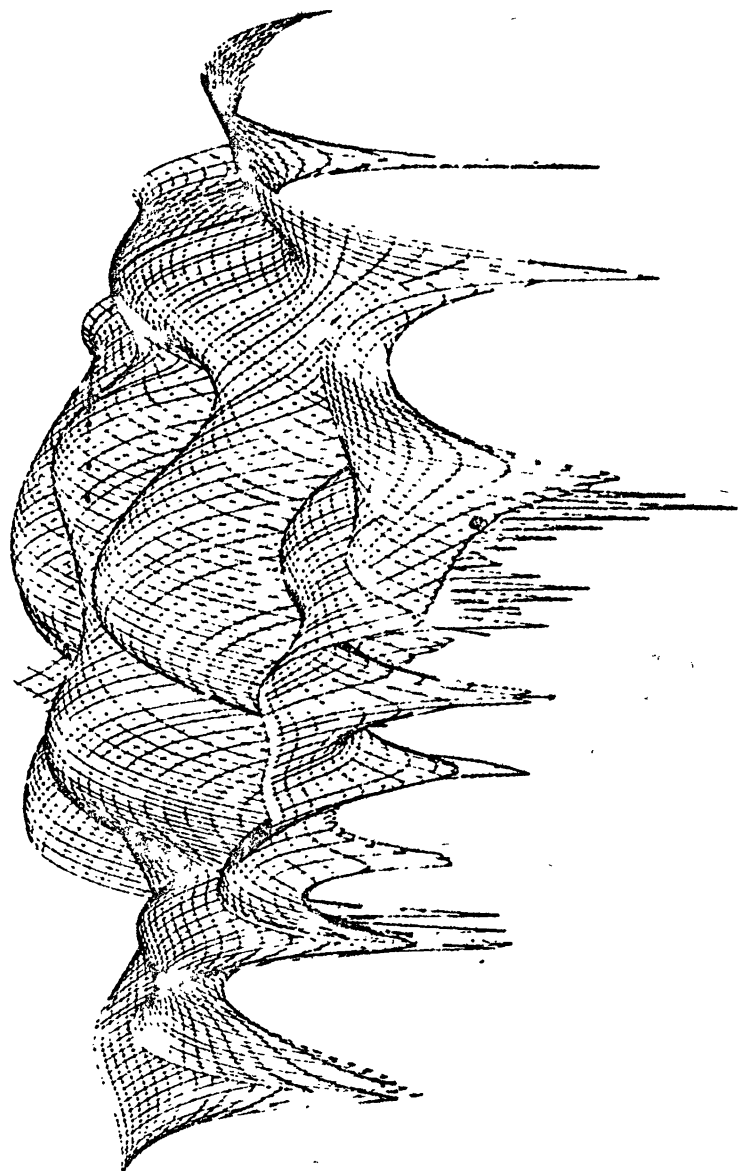


Рис. 27 Кросспольризационная диаграмма направленности антенны

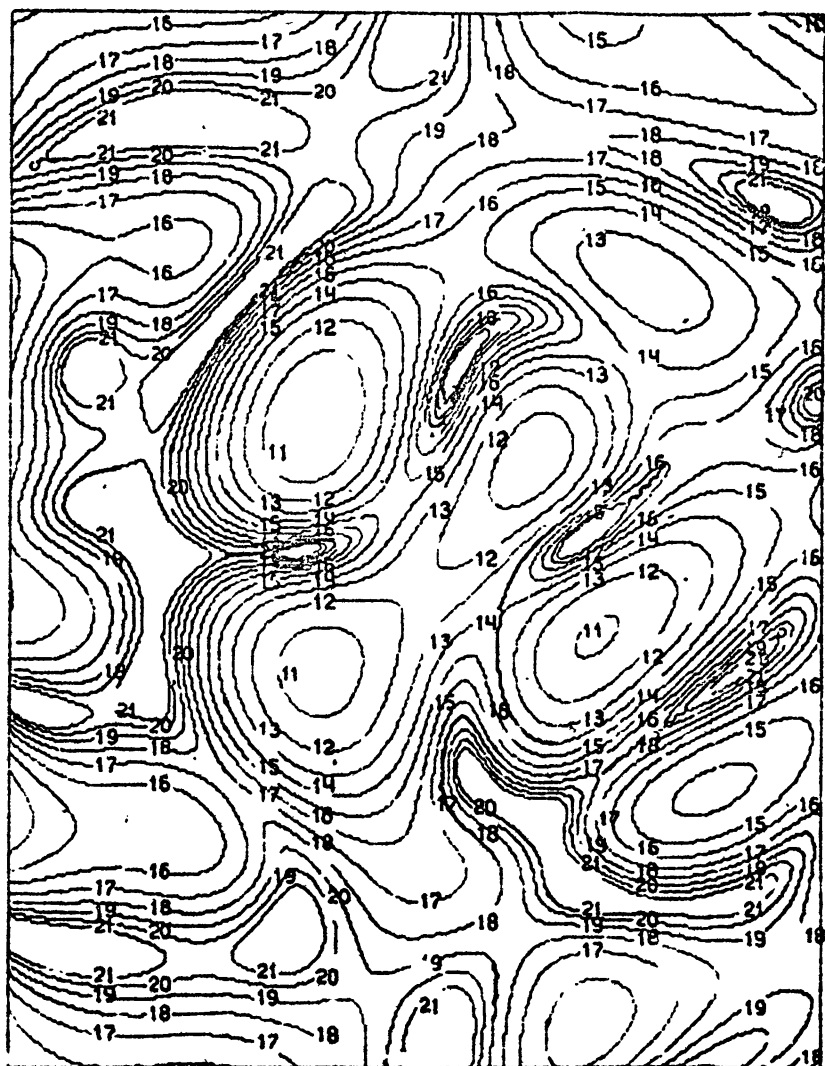


Рис. 28 Кроссполаризационная диаграмма направленности в виде линий равного уровня (соответствует рис. 27) ...

и (28) построена кроссполяризационная диаграмма направ -
ленности в виде изометрической проекции и в виде линий ра -
вного уровня. На рис. (29) изображена фазовая характери -
стика, соответствующая кроссполяризационной диаграмме нап -
равленности. На рис. (30) представлено сечение по высоте
амплитудной диаграммы направленности, измеренное корреля -
ционным методом в секторе $-60^{\circ} + +60^{\circ}$. В секторе $0 + +40^{\circ}$
построены три реализации, измеренные в разные дни, причем
реализация, отмеченная пунктирной линией, измерена на 18
дней позже, чем остальные реализации. Этим обстоятельст -
вом, возможно, определяется значительное отличие одной ре -
ализации от других, поскольку за такой промежуток време -
ни могли измениться некоторые параметры антенны. Экспери -
ментальные значения нанесены знаками: \times , \bullet , ∇ .

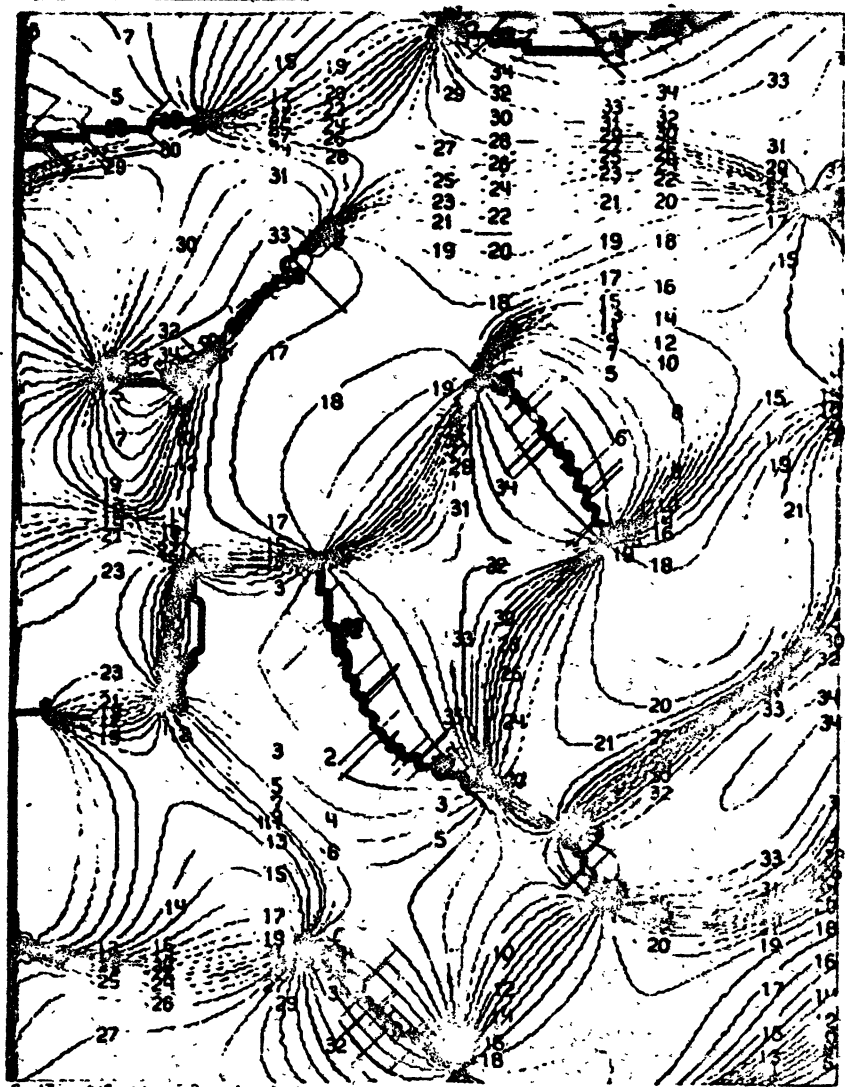


Рис. 29 Фазовая характеристика кроссполаризационной диаграммы направленности антенны

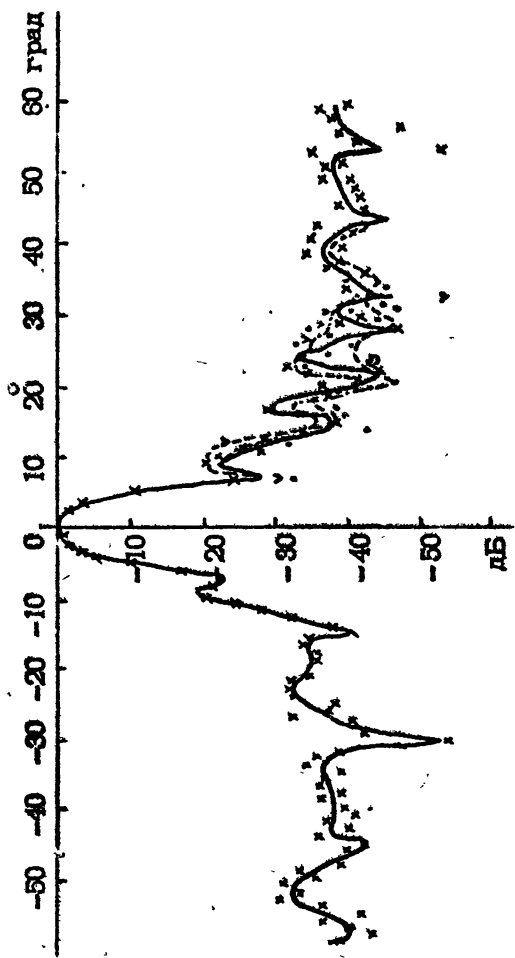


Рис. 30. Диаграмма направленности антенны в широком секторе углов, измеренная с помощью корреляционного метода (в секторе $0^\circ + 40^\circ$ приведены три реализации)

ЛИТЕРАТУРА

1. Smith P. - IEEE Trans. Ant. and Prop., 1966, v.AP-14, N° 1, p.6; v.AP-14, N5, p.660.
2. Hartsuijker, A.P., et al. - IEEE Trans. Ant. and Prop., 1972, v.AP-20, p.229.
3. Цейтлин Н.М. Антенная техника и радиоастрономия. - М.: Сов. радио, 1976.
4. Турчин В.И., Цейтлин Н.М. - Радиотехника и электроника, 1979, т. 24, № 12, с. 2381.
5. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. - М.: Наука, 1973.
6. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. - М.: Наука, 1970.
7. Беагон В.С. и др. Двухэлементный радиоинтерферометр НИРФИ, предназначенный для работы в системе апертурного суперсинтеза. Препринт, - Горький: НИРФИ 1980.
8. Дугин Н.А., Семёнова Л.Р. Пакет прикладных программ для экспериментальных исследований по малобазовой интерферометрии. Препринт № 137. - Горький: НИРФИ, 1980.

Дата поступления
статьи
3 августа 1981г.

СО Д Е Р Ж А Н И Е

	стр.
1. Основные соотношения для корреляционного метода измерения параметров антенн	3
2. Соотношения для измерения поляризационных характеристик антенн	11
3. Краткое описание интерферометра на 540 МГц	19
4. Методика эксперимента	22
5. Экспериментальные результаты измерений на частоте 540 МГц	29
6. Литература	63

Виктор Игоревич ТУРЧИН

Вячеслав Савельевич КОРОТКОВ

Андрей Владимирович КАЛИНИН

Ниналь Вениаминовна ВЕКСЛЕР

Владимир Самуилович БЕАГОН

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН ЧАСТЬ I

Подписано в печать 09.11.81 г. МЦ 00352. Формат 60 x 84/16
Бумага писчая. Печать офсетная. Объем 3,72 усл. печ. л.
Тираж 120. Заказ 2634. Бесплатно.

Горьковский ордена Трудового Красного Знамени научно-исследовательский радиопизический институт 603600, Горький ГСП-51, ул.Лядова 25/14, т. 38-90-91 д. 5-09.

Отпечатано на ротационте НИРФИ