

УДК 621.396.67:523.164 (024)

ВРЕМЯИМПУЛЬСНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

*С. В. Горюнова, С. В. Дрожжин, В. Н. Жаворонков, Д. М. Пономарев,
Л. Р. Семенова, С. П. Скулкин, В. И. Турчин*

Рассматривается способ определения диаграммы направленности путем измерения пространственно-временной зависимости поля антенны, возбуждаемой видеимпульсным сигналом, в ближней зоне и последующего преобразования измеренных данных. Приводятся алгоритмы обработки измеренных данных, требования к методике измерений и результаты экспериментального апробирования метода на зеркальной антenne диаметром 7 м на средней частоте 1,7 ГГц. В Приложении анализируется пространственно-временная зависимость поля излучения круглого плоского раскрытия, возбуждаемого широкополосным сигналом.

Перспективным направлением в развитии антенной техники является измерение параметров антенн с использованием широкополосных зондирующих сигналов. Помимо определения характеристик антенн на различных частотах применение широкополосных сигналов может повысить точность измерений за счет подавления мешающих сигналов, рассеянных окружающими предметами (например элементами вспомогательного оборудования), а в некоторых случаях способствовать получению дополнительной информации об испытуемой антenne.

Эффективным способом формирования широкополосных сигналов является генерация коротких (в СВЧ диапазоне — длительностью $10^1 - 10^2$ пс) видеимпульсов; такие сигналы нашли применение в так называемом времязимпульсном методе измерения диаграммы направленности (ДН) антенн по излучателю, помещенному в дальнюю зону испытуемой антены [1, 2].

Для определения характеристик остронаправленных антенн целесообразно распространить времязимпульсный метод на случай измерений, выполняемых в ближней зоне испытуемой антены (теория и техника последних, как известно, хорошо разработана для синусоидальных зондирующих сигналов [3, 4]). Сразу же следует отметить, что при $D/\lambda \geq 10 - 50$ (D — размер испытуемой антены, λ — длина волны) времязимпульсный метод оказывается достаточно эффективным и для узкополосных антенных систем. Действительно, размеры измерительной установки обычно соизмеримы с размером антены D , соответственно, разность времен запаздывания зондирующего сигнала и сигнала, рассеянного элементами измерительной установки, составляет (по порядку величины) D/c ; для разделения этих сигналов достаточно, чтобы антенно-фидерный тракт испытуемой антены имел полосу пропускания $\Delta\nu/\nu \sim c/D\nu = \lambda/D$.

Для применения времязимпульсного метода в ближней зоне необходимы, в частности, разработка методов преобразования временных зависимостей сигналов, измеренных в ближней зоне, в дальнюю зону, определение характерных времен запаздывания сигналов в ближней зоне, прежде всего, для оценки возможностей режекции сигналов, рассеянных окружающими предметами, и, наконец, апробация метода на типовой антenne; эти вопросы рассматриваются ниже.

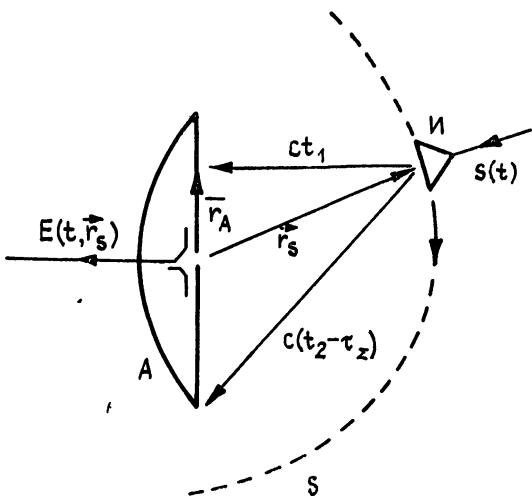


Рис. 1. Схема выполнения временнымпульсных измерений в ближней зоне:
A — испытуемая антенна, И — импульсная зондирующая антенна, t_1, t_2 — минимальное и максимальное времена запаздывания сигнала, распространяющегося от зондирующей антенны к испытуемой, S — поверхность сканирования (совокупность траекторий перемещения зондирующей антенны).

Будем считать, что измерения в ближней зоне выполняются по схеме рис. 1: для каждой характеризуемой радиусом-вектором r_s , взаимной пространственной ориентации испытуемой и зондирующей антенн на выходе испытуемой антенны регистрируется временная зависимость ближнего поля $E(t, r_s)$; в процессе измерений r_s пробегает положения, описывающие в пространстве поверхность сканирования S , например, плоскость или сферу. Преобразование измеренных данных $E(t, r_s), r_s \in S, 0 \leq t < \infty$, в ДН $f(\omega, \mathbf{x})$ на частоте ω (\mathbf{x} — единичный вектор, характеризующий угловое направление в дальней зоне) может быть осуществлено двумя способами: в частотной и временной области. Первый способ, наиболее очевидный (см. [5]), заключается в разложении $E(t, r_s)$ с помощью преобразования Фурье

$$E(\omega, r_s) = \int E(t, r_s) e^{i\omega t} dt \quad (1)$$

и последующем применении к спектральным компонентам $E(\omega, r_s)$ одной из процедур, разработанных для определения ДН на фиксированной частоте ω [3, 4], например,

$$f(\omega, \mathbf{x}) \simeq \frac{i\omega}{2\pi c} \iint_{S_0} [\mathbf{x} \cdot \mathbf{n} E(\omega, r_s)] \exp\left(i \frac{\omega}{c} \mathbf{x} \cdot \mathbf{r}_s\right) d^2 r_s, \quad (2)$$

где \mathbf{n} — нормаль к S , S_0 — область S , в которой выполняется условие $n\mathbf{x} > 0$; пределы применимости (2) см. в [3], для плоской поверхности сканирования (2) является точной формулой. Второй способ заключается в вычислении временной зависимости поля в дальней зоне,

$$f(t, \mathbf{x}) \simeq \frac{1}{2\pi c} \frac{d}{dt} \iint_{S_0} \left[\mathbf{x} \left[n E\left(t - \frac{1}{c} \mathbf{r}_s \cdot \mathbf{x}, r_s\right) \right] \right] d^2 r_s, \quad (3)$$

и последующем определении ДН на каждой частоте с помощью преобразования Фурье $f(t, \mathbf{x})$ аналогично (1). С принципиальной точки зрения оба способа эквивалентны, однако для неплоских поверхностей S ,

когда при вычислении (2) нельзя использовать алгоритм быстрого преобразования Фурье, второй способ значительно проще, так как не требует вычислений тригонометрических функций $\exp\left(i\frac{\omega}{c} \mathbf{r}_s\right)$ для каждого ω, \mathbf{r}_s ; экономия машинного времени при этом может достигать одного-двух порядков.

Реально $E(t, \mathbf{r}_s)$ регистрируется в некоторой части $S_{\text{изм}}$ «полной» поверхности S и на конечном интервале времен $t_1 < t < t_2$; \mathbf{r}_s и t при этом пробегают дискретный набор значений $\{\mathbf{r}_{s_n}\}, \{t_m\}$ с шагом Δr . В каждом конкретном случае $S_{\text{изм}}$ и Δr можно определить исходя из известных требований к этим величинам при измерениях на синусоидальном сигнале [3, 4], если предположить, что спектр зондирующего сигнала либо коэффициент передачи излучающих/приемных элементов используемой антенны отличны от нуля, в основном, в полосе частот $[\omega_1, \omega_2]$; отсюда же следует очевидное требование к интервалу между временными отсчетами: $\Delta t \leq \pi/\omega_2$.

Величины t_1 и t_2 для апертурных антенн могут быть определены по времени запаздывания сигнала, излученного в момент $t = 0$ и распространяющегося от зондирующей антенны к различным элементам раскрыва испытуемой антенны*:

$$ct_1(\mathbf{r}_s) = \min_{\mathbf{r}_A} |\mathbf{r}_A - \mathbf{r}_s|, \quad ct_2(\mathbf{r}_s) = \max_{\mathbf{r}_A} |\mathbf{r}_A - \mathbf{r}_s| + c\tau_z, \quad (4)$$

где \mathbf{r}_A — векторная координата элемента раскрыва антенны $S_A, \mathbf{r}_A \in S_A$ (см. рис. 1), $\tau_z \approx \tau_A + \tau_i$; τ_i, τ_A — характерные длительности зондирующего импульса и импульсной переходной характеристики излучающих / приемных элементов испытуемой антенны (например, облучателя зеркальной антенны). Для плоского круглого раскрыва радиуса a и плоской поверхности сканирования, отстоящей на z от раскрыва (рис. 2),

$$ct_1 = \frac{z}{\sqrt{z^2 + (\rho - a)^2}}, \quad \rho \leq a, \quad ct_2 = \sqrt{z^2 + (\rho + a)^2} + c\tau_z, \quad (5)$$

$$\rho = \sqrt{|\mathbf{r}_s|^2 - z^2}.$$

Естественно, представленные выше требования к шагу дискретизации и прочим параметрам ($\Delta r, \Delta t, S_{\text{изм}}, t_1, t_2$) являются оценочными; указаны лишь пределы, при переходе через которые ДН будет определяться неверно. Вопросы выбора значений этих параметров, с точки зрения достижения заданной точности определения ДН, достаточно сложны и выходят за рамки настоящей работы; можно, однако, предположить, основываясь на результатах оценок Δr и $S_{\text{изм}}$ для монохроматического сигнала [2, 3], что приемлемая точность достигается при отклонении от «граничных» значений на несколько десятков процентов.

Путем расчета времен запаздываний может быть также построена область расположения рассеивающих предметов V_0 , переизлучение которых не дает существенного вклада в результаты измерений:

* Из-за различия времен запаздывания сигналов, приходящих от разных элементов раскрыва, временные зависимости сигналов в ближней зоне не будут совпадать с импульсными переходными характеристиками излучающих/приемных элементов (соответствующие оценки см. в Приложении).

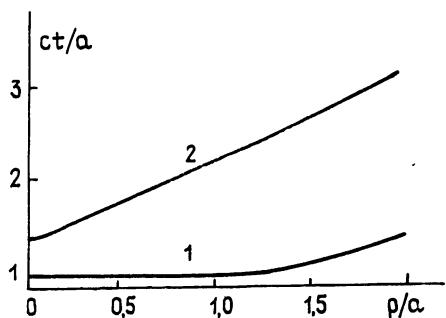


Рис. 2. Зависимости ct_1 (1) и $ct_2 - \tau_z$ (2) от ρ для круглого плоского раскрыва радиуса a и плоской поверхности сканирования, отстоящей на расстоянии $z=a$ от раскрыва.

$$\min_{r_A} |r_A - r_0| + |r_0 - r_s| \geq \max_{r_A} |r_A - r_s' + c\tau_\Sigma|, \quad (6)$$

r_0 — координата рассеивателя, $r_0 \in V_0$. На рис. 3 построена область V_0 для плоского раскрыва и плоской поверхности сканирования. Помимо рассеяния на окружающих предметах результаты измерений могут искажаться также за счет вторичного рассеяния на зондирующем антенне и элементах ее крепления (зондирующий сигнал отражается от полотна испытуемой антенны, рассеивается на зондирующем антенне и снова попадает на раскрыв испытуемой антенны), что налагает ограничение на расстояние между испытуемой и зондирующей антеннами. В частности, для уже рассматривавшейся модели планарных измерений

$$z \geq \sqrt{a^2/2 + (c\tau_\Sigma)^2/64} + 3c\tau_\Sigma/8, \quad \rho < a$$

подобные оценки легко получить для каждой конкретной геометрии измерительной установки.

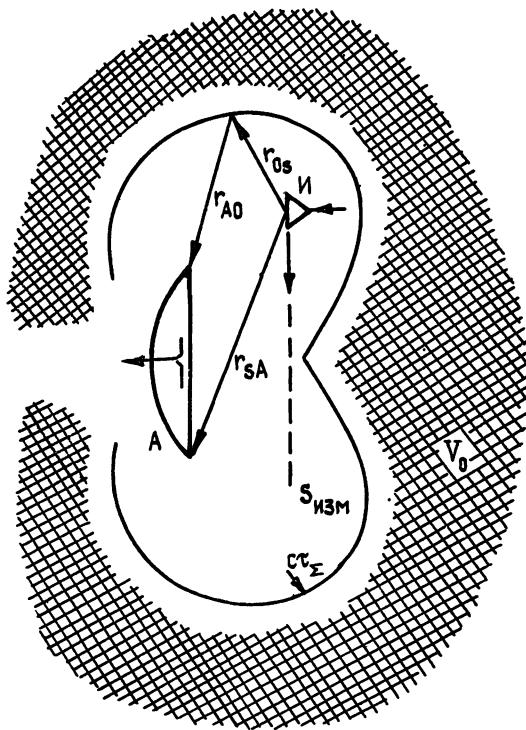


Рис. 3. Область расположения рассеивающих предметов V_0 (на рисунке заштрихована), переличение которых не дает вклада в определяемую ДН; граница области V_0 (без учета $c\tau_\Sigma$) строится исходя из условия $r_{0s} + r_{A0} = r_{sA}$ (см. (6)); $S_{изм}$ — область перемещения зондирующей антенны И.

В целях апробации метода, в том числе для выявления характера временных зависимостей сигналов апертурной антенны в ближней зоне, ранее, насколько известно, не наблюдавшихся, был проведен эксперимент по определению времязимпульсным методом в ближней зоне ДН полноповоротной зеркальной параболической антенны диаметром 7 м с облучателем, настроенным на центральную частоту $\sim 1,7$ ГГц с полосой пропускания $\sim \pm 80$ МГц ($\pm 5\%$).

Измерительная установка (см. рис. 4) включала видеозимпульсную

резистивную зондирующую антенну, формирующую импульсное электромагнитное поле с временем нарастания ~ 100 пс, выполненную аналогично [6], формирователь импульсов амплитудой ~ 10 В и длительностью фронта ~ 70 пс, стробоскопический осциллограф С7-13 с эффективной полосой частот ~ 10 ГГц и управляющий измерительно-вычислительный комплекс на базе микроЭВМ «Электроника-60», содержащий модули-управления измерительной установкой в стандарте КАМАК и стандартный комплект периферийных устройств, дополненный матричным процессором МТ-70. Измерения пространственного распределения ближнего поля выполнялись на сферической поверхности радиусом 8 м, для чего зондирующая антenna закреплялась неподвижно на мачте с углом возвышения $\gamma_0 \simeq 40^\circ$ над плоскостью вращения угломестной оси, а испытуемая антenna вращалась вокруг азимутальной и угломестной осей. Углы поворота — азимут φ и угол места γ — рассчитывались по задаваемым направляющим косинусам — проекциям x_x , x_y на оси x , y , лежащим в плоскости апертуры зеркала и вращающимся вместе с зеркалом относительно неподвижной зондирующей антенны (см. [3]):

$$\varphi = -\arcsin\left(\frac{x_y}{\cos \gamma_0}\right), \quad \gamma = -\arcsin\left(\frac{x_x}{\sqrt{1-x_y^2}}\right) + \arcsin\left(\frac{\sin \gamma_0}{\sqrt{1-x_y^2}}\right).$$

При этом $x_x = x_y = 0$, когда $\varphi = 0$ и $\gamma = \gamma_0$. При сканировании прямоугольная сетка узлов направляющих косинусов с шагом $\Delta x_x = \Delta x_y = 0,064$ проходилась по развертывающей спирали, начиная из центра. Расчет текущих φ и γ производился в управляющем вычислительном комплексе, после чего передавалась команда в автономную систему автоматизированного управления поворотным устройством на базе микроЭВМ «Электроника-60» и интерфейса КАМАК, которая устанавливала антенну в заданное положение.

Для каждой угловой ориентации испытуемой антены формировалась пачка импульсов электромагнитного поля. Сигналы, принятые испытуемой антенной, регистрировались стробоскопическим осциллографом и после оцифровывания поступали в память ЭВМ. При этом для увеличения отношения сигнал/шум и повышения точности измерений проводилось когерентное накопление сигналов по 40 реализациям. Для обеспечения высокой фазовой стабильности одновременно с сигналом от испытуемой антены регистрировался реперный сигнал, который поступал на второй вход С7-13. Реперный сигнал формировался из зондирующего сигнала, непосредственно возбуждающего видеоимпульсную антенну, с помощью направленного ответвителя и передавался к С7-13 по коаксиальному фазостабильному кабелю с малыми потерями. Оцифрованный реперный сигнал использовался для коррекции временных нестабильностей при когерентном накоплении в соответствии с алгоритмом, изложенным в [1]. Такая реализация фазовой коррекции позволила обеспечить нестабильность временного положения регистрируемых сигналов ~ 3 пс, что соответствует фазовой погрешности измерений $\sim 2^\circ$ на частоте 1,7 ГГц.

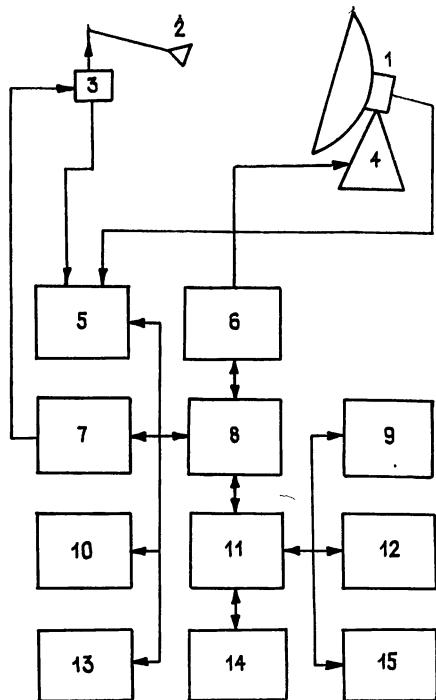


Рис. 4. Блок-схема измерительной установки:
 1 — испытуемая антенна, 2 — импульсная зондирующая антенна,
 3 — направленный ответвитель, 4 — опорно-поворотное
 устройство, 5 — двухканальный стробоскопический осцилло-
 граф, 6 — система автоматизированного управления поворот-
 ным устройством, 7 — формирователь импульсов, 8 — модули
 управления измерительной установкой в стандарте КАМАК,
 9 — накопитель на гибких магнитных дисках, 10 — графиче-
 ский дисплей, 11 — микроЭВМ «Электроника-60», 12 — пе-
 чатающее устройство, 13 — графопостроитель, 14 — матричный
 процессор, 15 — дисплей.

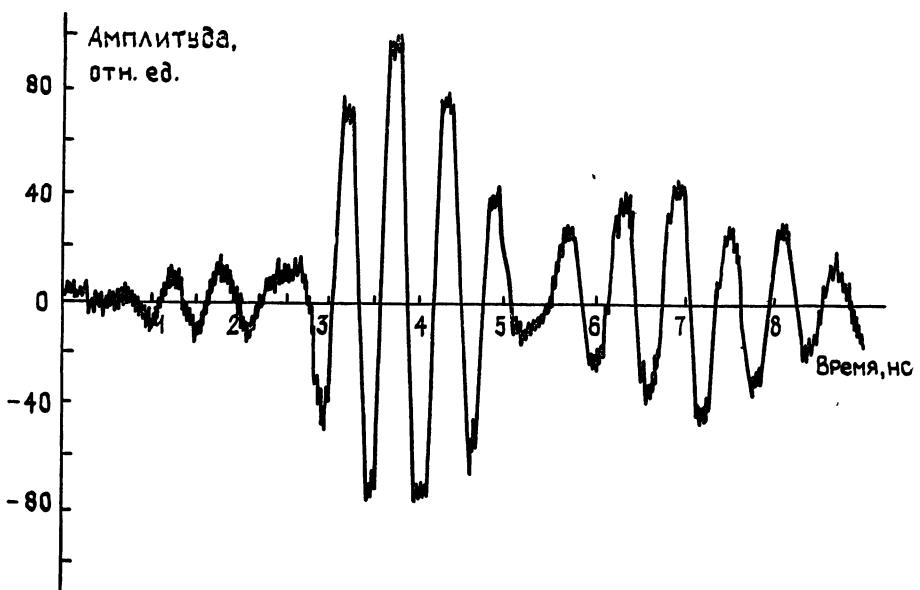


Рис. 5. Временная зависимость поля в ближней зоне ($\chi_x = \chi_y = 0$).

По результатам измерений в соответствии с [3] рассчитывались временные зависимости поля в дальней зоне, и далее с помощью пре-

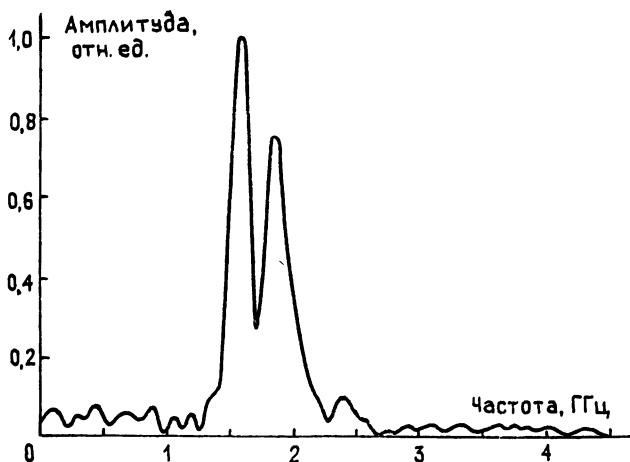


Рис. 6. Амплитудный спектр сигнала, показанного на рис. 5.

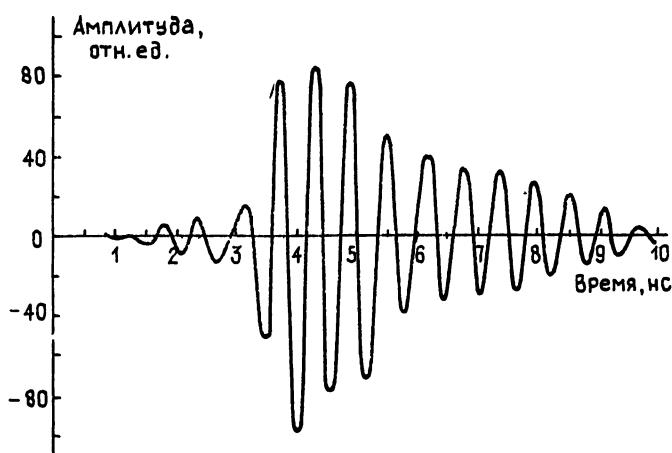


Рис. 7. Синтезированная временная зависимость поля в дальней зоне в направлении максимального приема.

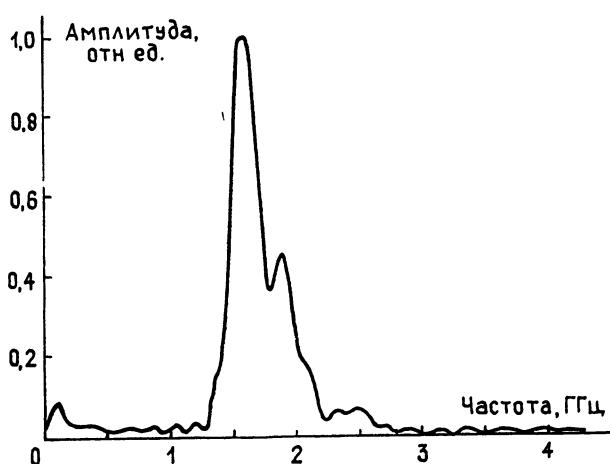


Рис. 8. Амплитудный спектр сигнала, показанного на рис. 7.

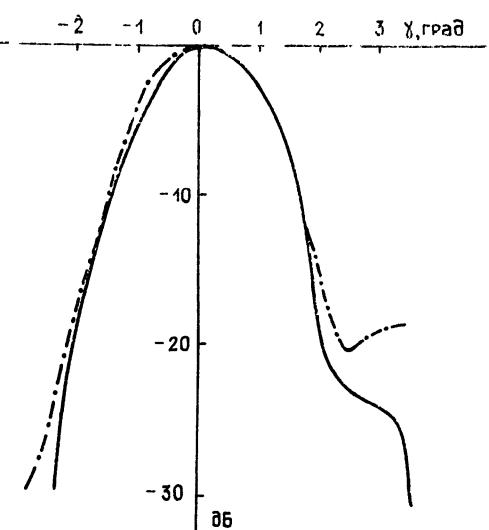


Рис. 9. Угломестные сечения ДН: восстановленное ного приема, на рис. 8 — ее на частоте 1,7 ГГц по результатам измерений спектр, характеризующий, в ос- в ближней зоне (— · — · —) и измеренное новном, АЧХ облучателя. На по радиоизлучению Солнца (—).

ленное на частоте 1,7 ГГц азимутальное сечение ДН, на том же графике — контрольное сечение, измеренное радиоастрономическим методом по Солнцу. Различие сечений на уровнях ниже —20 дБ объясняется, в частности, тем, что в ближней зоне измерялась только одна, азимутальная компонента $E(t, r_s)$, в то время как для определения каждой (например азимутальной) компоненты диаграммы направленности по результатам измерений на сферической поверхности должны обрабатываться совместно как азимутальная, так и угломестная компоненты ближнего поля [3]; неучет последней при больших углах сканирования приводит к ошибкам примерно такого порядка.

Проведенные измерения показали реализуемость времяимпульсного метода определения ДН в ближней зоне для достаточно остронаправленной испытуемой антенны при использовании стандартного измерительного оборудования; результаты измерений качественно совпали с теоретическими оценками временных зависимостей сигналов апертурных антенн в ближней зоне.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Рассмотрим на примере круглого плоского раскрыва характерные особенности поля апертурной антенны, излучающей широкополосный сигнал. Найдем вначале $E_\delta(t, \mathbf{r})$ -поле апертуры, каждый элемент которой излучает в момент $t=0$ δ -импульс; пренебрегая векторным характером поля, представим $E_\delta(t, \mathbf{r})$ (с точностью до константы) интегралом

$$E_{\hat{r}}(t, r) = \iint_{S_A} g(r_A) \delta(t - |r_A - r|/c) d^3 r_A / |r_A - r|, \quad (\Pi.1)$$

где S_A — область, занимаемая раскрывом, $g(r_A)$ — распределение амплитуд излучаемых импульсов на раскрыве; на бесконечности угловое распределение поля $f_\delta(t, \kappa) = \lim_{R \rightarrow \infty} RE_\delta(t - R/c, R\kappa)$, соответственно, представляется в виде

$$f_{\delta}(t, x) = \iiint g(r_A) \delta(t + r_A x/c) d^3 r_A . \quad (\Pi.2)$$

В случае круглого плоского раскрыва радиуса a с $g(rA) = 1$ (П.1), (П.2) могут быть выражены в элементарных функциях:

80

$$E_\delta(t, \rho, z) = \begin{cases} 0, & t < t_1 \text{ или } t > t_2 \\ 2\pi c, & t_1 < t < t_1^{(0)}, \text{ если } \rho < a \\ c \left[\pi + 2 \arcsin \left(\frac{a^2 - \rho^2 - l^2}{2\rho l} \right) \right], & t_1^{(0)} < t < t_2 \end{cases}, \quad (\text{П.3})$$

где ρ, φ, z — цилиндрические координаты (от φ поле не зависит); начали координату помещено в центр раскрыва, ось z перпендикулярна раскрыву; $l = \sqrt{(ct)^2 - z^2}$, $t_1^{(0)} = \sqrt{z^2 + (a-\rho)^2}/c$, $t_2 = \sqrt{z^2 + (a+\rho)^2}/c$, $t_1 = z/c$ при $\rho < a$ и $t_1 = t_1^{(0)}$ при $\rho > a$; все корни принимают положительные значения. Графики $E_\delta(t, \rho, z)$ для нескольких значений ρ см. на рис. 10а. Из (П.3), в частности, следует, что зависимость E_δ от времени существенно различна при $\rho < a$ и при $\rho > a$: при $\rho < a$ (в области геометрического продолжения раскрыва — так называемом «прожекторном луче») $E_\delta(t, \rho, z)$ имеет вид длинного импульса с резко выраженным фронтом и менее резко выраженным спадом; в области бокового излучения при $\rho > a$ фронт и спад сильно сглажены, а амплитуда и длительность уменьшаются с возрастанием ρ . В дальней зоне (П.3) в соответствии с (П.2) переходит в

$$f_\delta(t, \theta) = \begin{cases} (2c/\sin^2 \theta) \sqrt{a^2 \sin^2 \theta - c^2 t^2}, & |ct| < a \sin \theta \\ 0, & |ct| \geq a \sin \theta \end{cases}, \quad (\text{П.4})$$

θ — полярный угол; при $\theta \rightarrow 0$ $f_\delta(t, \theta) \rightarrow \pi a^2 \delta(t)$.

Фактически (П.1) — (П.4) представляют собой импульсные переходные характеристики собственно апертуры антенны в ближней и дальней зонах; для произвольного зондирующего импульса $s(t)$ и произвольной импульсной переходной характеристики излучающих элементов $h_A(t)$ зависимость поля $E(t, r)$ от времени представляется интегралом свертки:

$$E(t, r) = s(t) * h_A(t) * E_\delta(t, r), \quad (\text{П.5})$$

* означает операцию свертки. Реально фурье-спектры $K(\omega)$, $K_A(\omega)$ функций $s(t)$, $h_A(t)$ отличны от нуля в некотором диапазоне частот $[\omega_1, \omega_2]$, причем $|K(0)| = K_A(0) = 0$ (при постоянном возбуждении антенны не излучают) и $\int s dt = \int h_A dt = 0$, так что свойства $E(t, r)$ определяются, в основном, производной dE_δ/dt . Последняя при $\rho < a$ имеет два характерных «всплеска» в окрестности фронта и спада $E_\delta(t, r)$, причем второй «всплеск» при $\rho \neq 0$ более растянут и меньше по амплитуде; это иллюстрируется рис. 10б, на котором представлен результат свертки $E_\delta(t, \rho, z) * s(t)$ для $s(t) = \omega_2 \exp(-\omega_2 t) - \omega_1 \exp(-\omega_1 t)$, $t > 0$. Отсюда следует, что в области $\rho < 0$ в ближней зоне апертурной антенны формируются как бы два импульса: первый, в основном, повторяет по форме $h_A(t)$, а второй имеет меньшую амплитуду и более растянут. На рис. 10г показан результат свертки $E_\delta(t, \rho, z) * h_A(t)$ для $h_A(t) \sim \exp(-t/\tau) [(t/\tau) \cos(\omega'_0 t + \varphi) + (1/\omega'_0 t) \sin(\omega'_0 t)]$, $\omega'_0 = (\omega_0^2 - 1/\tau^2)^{1/2}$, $\varphi = \arcsin(\omega_0^2/2\omega'^3\tau)$, $t > 0$ (импульсная переходная характеристика двух последовательных колебательных контуров, настроенных на частоту ω_0 — рис. 10в). Отмеченная особенность — «удвоение» импульса в ближней зоне — естественно, будет иметь место, если суммарная длительность зондирующего импульса и импульсной переходной характеристики излучающих элементов $\tau_z \leq \tau_0$, где $\tau_0 = (\sqrt{z^2 + (a-\rho)^2} \dots \sqrt{z^2 + (a+\rho)^2} - z)/c$ — длительность $E_\delta(t)$; в противном случае, при $\tau_z \gg \tau_0$ немонохроматичность излучаемого сигнала не оказывается на структуре ближнего поля.

Поскольку $E(t, r)$ как функция времени в любой точке r ближней зоны отличается от $h_A(t) * s(t)$, спектральный состав поля в ближней зоне $E(\omega, r)$ будет также отличен от произведения $K(\omega)K_A(\omega)$, а именно

$$E(\omega, r) = K(\omega)K_A(\omega)E_\delta(\omega, r),$$

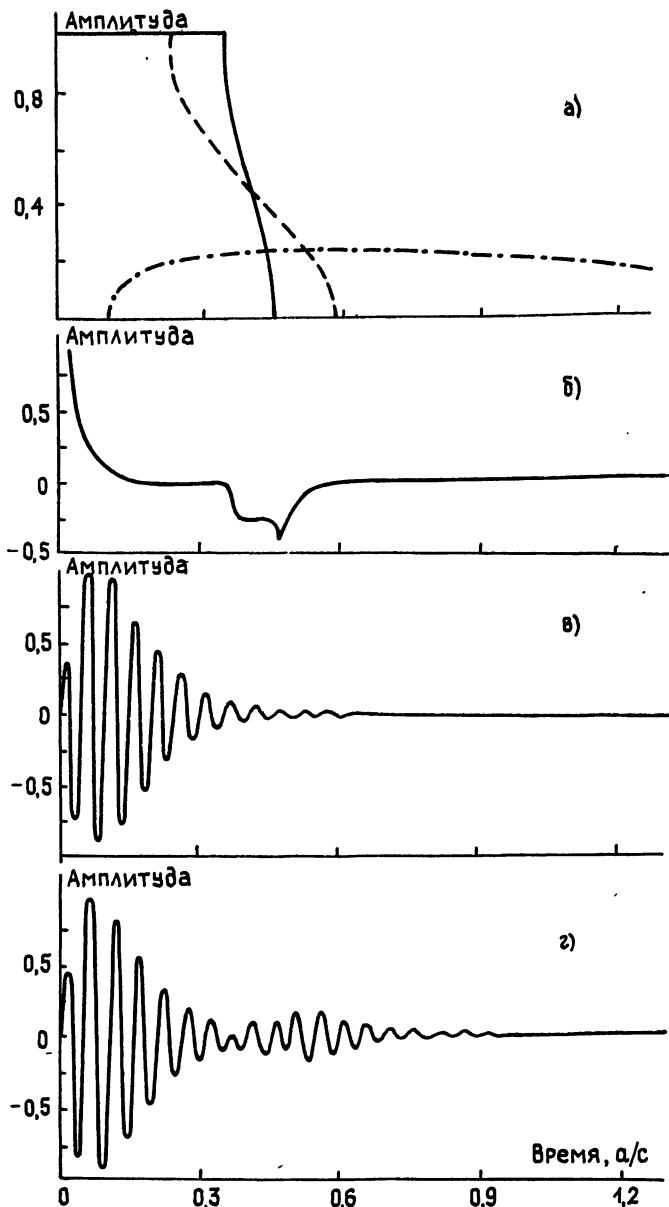


Рис. 10. а) Импульсные переходные характеристики $E_\delta(t, \rho, z)$ круглой апертуры радиуса a в ближней зоне; $z=a=3$ м; $\rho=0,075a$ (—), $\rho=0,25a$ (---), $\rho=1,5a$ (-·-·-); б) результат свертки $E_\delta(t)$ ($z=a=3,5$ м, $\rho=0,075a$) с видеоимпульсом: $\omega_1 = 2\pi \cdot 0,4$ ГГц, $\omega_2 = 2\pi \cdot 4,0$ ГГц; в) радиоимпульс, отвечающий двум последовательным колебательным контурам, настроенным на частоту 1,667 ГГц, $\tau=0,82$ нс; г) результат свертки $E_\delta(t)$ ($z=a=3,5$ м, $\rho=0,075a$) с радиоимпульсом, показанным на рис. 10в.

где $E_\delta(\omega, r)$ — поле в ближней зоне апертурной антенны, излучающей синусоидальный сигнал частоты ω ; в данном случае важно знать поведение $E_\delta(\omega, r)$ как функции ω .

В случае круглого раскрыва при $\rho < a$ $E_\delta(\omega, \rho, z)$ удобно представить в виде интеграла

$$E_\delta(\omega, \rho, z) = \frac{1}{i\omega} \left[\frac{1}{\pi} \exp\left(-i\frac{\omega}{c}z\right) \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \exp\left[i\frac{\omega}{c}r(\sin\alpha)\right] d\alpha - 1 \right], \quad (\text{П.6})$$

$r(\sin \alpha) = \sqrt{z^2 + a^2 - \rho^2 \cos 2\alpha - 2\rho \sin \alpha \sqrt{a^2 - \rho^2 \cos^2 \alpha}}$. На оси апертуры

$$E_\delta(\omega, 0, z) = (2/\omega) \sin((\omega/2c)(b-z)) \exp[i(\omega/2c)(b-z)], \quad (\text{П.7})$$

$b = \sqrt{a^2 + z^2}$, так что амплитуда спектра $E_\delta(\omega, \rho, z)$ оказывается сильно осциллирующей функцией; вне оси при не слишком больших $\rho \leq 0,6 \dots 1,3\sqrt{cb}/\omega \min(b/a, b/z)$ (П.6) можно приближенно представить в виде

$$E_\delta(\omega, \rho, z) \simeq (1/i\omega) [\exp i(\omega/c)(b-z)] J_0((\omega/c)(\rho a/b)) - 1,$$

J_0 — функция Бесселя нулевого порядка, откуда следует, что с увеличением ρ уровень осцилляций снижается; дальнейшие оценки (П.6) при больших ω и ρ могут быть выполнены исходя из вкладов точек стационарной фазы $\alpha = \pm\pi/2$ в интеграле (П.6). В качестве иллюстрации на рис. 11 приведена зависимость $|E_\delta(\omega, \rho, z)|$ от ω при фиксированных ρ и z .

Отличие спектрального состава поля в ближней зоне от спектра сигнала, излучаемого в дальней зоне в направлении максимума ДН, должно учитываться при измерениях характеристик внешних сигналов антенн, предназначенных для работы в диапазоне частот, например антенн РЛС.

Основные закономерности поля в ближней зоне $E(t, r)$ как функции времени, рассмотренные на примере круглого плоского раскрытия, будут, по всей видимости, иметь место и для апертур другой конфигурации; вопрос этот, однако, требует дальнейших исследований.

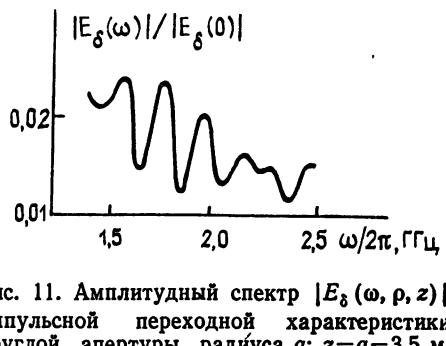


Рис. 11. Амплитудный спектр $|E_\delta(\omega, \rho, z)|$ импульсной переходной характеристики круглой апертуры радиуса a ; $z=a=3,5$ м, $\rho=0,075 a$.

ЛИТЕРАТУРА

- Глебович Г. В., Андриянов А. В., Введенский Ю. В. и др. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов / Под ред. Г. В. Глебовича. — М.: Радио и связь, 1984. — 256 с.
- Введенский Ю. В., Горячев А. В., Пономарев Д. М., Жаворонков В. Н. // Измерит. техн. 1985. № 10. С. 35.
- Захарьев Л. Н., Леманский А. А., Турчин В. И. и др. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Под ред. Н. М. Цейтлина. — М.: Радио и связь, 1985. — 368 с.
- Бахрах Л. Д., Кременецкий С. Д., Курочкин А. П. и др. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне. — Л.: Наука, 1985. — 272 с.
- Будай А. Г., Вилькоцкий М. А., Гадиха С. В. и др. В кн.: Методы и устройства радио- и акустической голографии / Под ред. Л. Д. Бахраха, А. П. Курочкина. — Л.: Наука, 1983. С. 34.
- Theodoreou E. A. et al. // IEE Proc. 1981. V. 128. Pt. H. № 3. P. 124.

Научно-исследовательский
радиофизический институт

Поступила в редакцию
4 марта 1987 г.

TIME-PULSE METHOD OF THE ANTENNA SHARACTERISTIC MEASUREMENT IN THE NEAR ZONE

S. V. Goryunova, S. V. Drozhilkin, V. N. Zhavoronkov,
D. M. Ponomarev, L. R. Semenova, S. P. Skulkin, V. I. Turchin

A method is considered for the definition of the directivity pattern by measurement of space-time dependence of the antenna field being excited by a video pulse in the near zone and the following transformation of the measured data. Algorithms of the measured data processing, demands for the methodics of measurement and the results of the experimental testing of the method by a mirror antenna of 7 m diameter at the mean frequency of 1,7 GHz are given. In the appendix the space-time dependence of the radiation field of a circular plane aperture exited by a wide-band signal is analyzed.