

Г. И. ХЛОПОВ, В. П. ЧУРИЛОВ, канд. техн. наук

ОБРАЗОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ РАДИОВИДЕНИЯ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Развитие техники миллиметрового диапазона привело к созданию новых направлений исследований, одним из которых является задача радиовидения [1]. Экспериментальные работы в этой области [2—4] доказали возможность осуществления задачи радиовидения с помощью сканирования в плоскости изображений линзы СВЧ. Однако наряду с этим стали очевидны и некоторые недостатки системы, которые в значительной мере

ограничивают возможности устройства. В работе [6] была построена математическая модель, описывающая работу системы радиовидения, а также подробно исследована разрешающая способность и потери мощности.

В настоящей работе рассматривается процесс образования изображения протяженных объектов, а также причины появле-

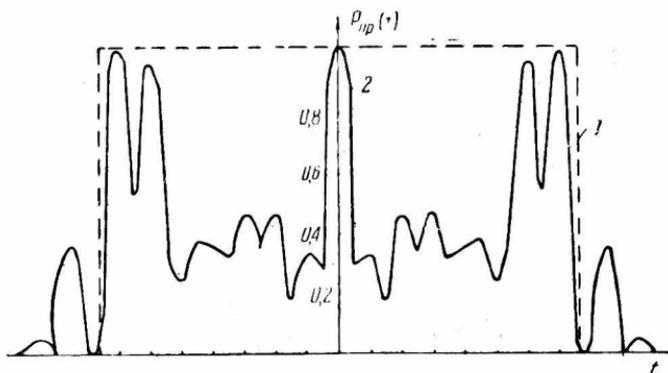


Рис. 1.

ния искажений за счет когерентной природы поля.

Рассмотрим работу следующего устройства. Передающая антенна A облучает некоторый объект, в результате чего в плоскости z_0 образуется распределение радиояркости поля объектов. В плоскости $z_1=0$ расположена непрозрачный экран, в котором перемещается отверстие с размерами $2a$. На расстоянии L от экрана помещается приемная антенна — коллектор, которая служит для перехвата энергии, излученной отверстием в экране. Как было показано [6], напряжение на согласованной нагрузке коллектора определяется выражениями

$$u_k(t) = \frac{1}{L} \sqrt{\frac{G_k}{4\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \int ds_0 E(s_0) K(s_0 t); \quad (1)$$

$$K(s_0, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int ds_1 K_0(s_1, s_0) h(s_1 t). \quad (2)$$

Здесь K — поле точечного источника в плоскости изображений или «функция рассеяния точки»;

h — функция пропускания анализатора;

G_k — коэффициент направленного действия коллектора.

В двумерном случае получено явное выражение для ядра интегрального преобразования (1):

$$K(s_0 t) = \frac{2}{k} \sqrt{\frac{D}{F z_0}} e^{jk \left[z_1 + z_0 + \frac{1}{2} \frac{x_0^2}{z_0} \right]} [\text{Si}(\chi + \chi_0) - \text{Si}(\chi - \chi_0)], \quad (3)$$

где Si — интегральный синус;

$F = \frac{D}{f}$ — «светосила» антенны;

$$\chi = \frac{kD}{2} \frac{x_0}{z_0} + \frac{kx(t)}{2} F; \quad \chi_0 = \frac{ka}{2} F.$$

Рассмотрим изображение протяженного, равномерно светящегося объекта

$$E(x_0) = \begin{cases} 1, & -l \leq x_0 \leq l; \\ 0, & -l \geq x_0 \geq l. \end{cases} \quad (4)$$

Подставляя (3) в (4) и (1), имеем

$$u_k(t) = \frac{4}{Lk^2} \sqrt{\frac{G_k z_0}{4\pi DF}} \int_{\chi-l}^{\chi+l} d\chi e^{j \frac{2z_0}{kD^2} \left(\chi - \frac{kx}{2} F \right)^2} [\text{Si}(\chi + \chi_0) - \text{Si}(\chi - \chi_0)]. \quad (5)$$

В общем случае интеграл не вычисляется, поэтому проанализируем его в зависимости от поведения фазового множителя в экспоненте. Заметим, что множитель

$$\frac{2z_0}{kD^2} = \frac{\lambda z_0}{\pi D^2} \quad (6)$$

имеет прозрачный физический смысл, а именно — это отношение угловой разрешающей способности к угловому размеру апертуры. На расстоянии дальней зоны для приемной антенны параметр (6) имеет величину порядка единицы, что затрудняет вычисление интеграла. Однако можно выделить два важных случая: когда объект находится в ближней зоне

$$z_0 \ll \frac{D^2}{\lambda}, \quad (7)$$

то можно пренебречь набегом фазы в показателе экспоненты, в то же время, когда расстояние удовлетворяет

$$1/z_0 \ll \frac{\lambda}{D^2},$$

то естественно использовать асимптотические методы вычисления интегралов. Опуская промежуточные выкладки, приводим окончательное выражение для равномерно светящегося, когерентного объекта, расположенного вблизи антенны (7):

$$P_{np}(t) = \frac{16 G_k z_0}{4\pi L^2 k^4} \frac{1}{DF} \{ \chi_0 [\text{Si}(\chi_l + \chi_0) + \text{Si}(\chi_l - \chi_0)] - \chi_0 [\text{Si}(\chi_{-l} + \chi_0) + \text{Si}(\chi_{-l} - \chi_0)] + \chi_0 [\text{Si}(\chi_l + \chi_0) - \text{Si}(\chi_l - \chi_0)] - \chi_{-l} [\text{Si}(\chi_{-l} + \chi_0) - \text{Si}(\chi_{-l} - \chi_0)] \}. \quad (9)$$

На рис. 1 построено изображение объекта (9) (кривая 2) и исходное распределение поля $E(x_0)$ (кривая 1). Видно, что в об-

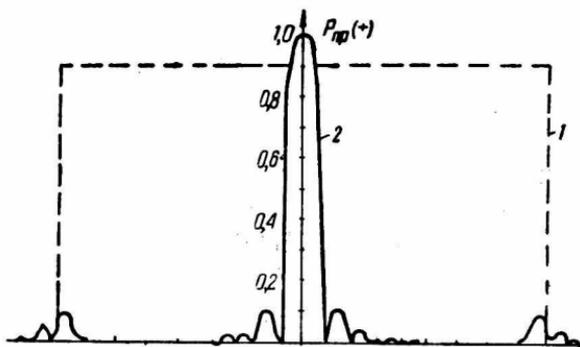


Рис. 2.

щем картина соответствует первоначальному распределению, хотя имеется влияние интерференционной структуры изображения. Это, безусловно, позволяет судить только о контурах объекта, не учитывая структуру распределения яркости внутри контура, что хорошо подтверждается данными экспериментального исследования [2, 4], где о контурах объекта можно было судить по характерной совокупности «пятен». Случай, когда объект находится на расстояниях, превышающих дальнюю зону для приемной антенны (8), представляет непосредственно практический интерес, тем более, что в периодической литературе не описаны экспериментальные данные для таких расстояний. Подынтегральное выражение (5) представляет теперь произведение быстро осциллирующей функции на медленно меняющийся множитель, что позволяет применить метод стационарной фазы для вычисления интегралов. При этом оказывается, что параметр малости в полученном выражении обеспечивает быструю сходимость в случаях, когда размеры объектов значительно превышают длину волны:

$$\sqrt{\frac{z_0}{kl^2}} \ll 1. \quad (10)$$

Не приводя вычислений, выпишем результат:

$$P_{\text{пр}}(t) = \frac{z_0 G_k}{4\pi k L^2} \left\{ K(0, t) + \sqrt{\frac{j^3 z_0}{2\pi k L^2}} [K(l, t) + K(-l, t)] \right\}^2. \quad (11)$$

Легко заметить, что первое слагаемое в (11) описывает центральное светящееся пятно, а второе слагаемое — более слабые пятна, соответствующие краям объекта, что обусловлено дифракцией падающей волны на границе (рис. 2). В обоих случаях размеры объекта считались гораздо больше угловой разрешающей способности антенны $l \gg 10\lambda/D$. До сих пор речь шла об изображении «самосветящихся» объектов, однако приведенные результаты нетрудно распространить на случай «освещенного» объекта. Действительно, при выборе размеров антенны А необходимо обеспечить равномерное освещение объекта, что, в свою очередь, требует широкой по сравнению с углом зрения диаграммы направленности облучающей антенны. Это означает, что антенна А является точечным источником по отношению к объекту, а следовательно, в выражении (1) необходимо учесть квадратичный фазовый множитель

$$E(x_0) = |E(x_0)| e^{j(k\rho + \frac{\pi}{4})}, \quad (12)$$

где

$$\rho = \sqrt{(x - x_0)^2 - z_0^2}.$$

Разлагая показатель экспоненты в приближении Френеля, имеем

$$E(x_0) = |E(x_0)| e^{-jkz_0 - jk \frac{(x - x_0)^2}{2z_0}}, \quad (13)$$

где x — координата антенны А.

При этом экспоненциальный множитель в (5) имеет тот же вид, поэтому все предыдущие выводы остаются в силе.

Таким образом, в результате проведенного анализа можно сделать выводы, что описанная система непригодна для решения задачи радиовидения ввиду когерентной природы поля. Причина заключается в способе построения анализатора изображений в виде сканирующего отверстия в непрозрачном экране (необходимо отметить, что применение сканирующего рассеивателя [3] не меняет ситуацию, что легко показать, используя принцип двойственности Бабинне). В заключение можно сказать:

1) изображение протяженных объектов в ближней зоне соответствует исходному распределению поля источников;

2) в дальней зоне изображение протяженных объектов состоит из «пятен», обусловленных зеркальными переотражениями по объекту, и более слабых светящихся участков, образованных в результате дифракционных максимумов от функции «рассеяния точки»;

3) на расстояниях, превышающих дальнюю зону антенны, система непригодна для решения задачи радиовидения, в связи с чем областью применения описанного устройства могут быть задачи сверхближней радиолокации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Jacobs H. Scanning device in a focal plane of lens antenna. — «New Scientist», 1970, vol. 47, N 716, p. 240—245.
2. Jacobs H., Shumacher J. D., Register D. Semiconductor plate for scanning in lens antenna. — «IEEE Trans», 1969, vol. ED-16, N 5, p. 183—186.
3. Levin B. J., Feingold B. R. Formation of radio image. — «Electronics», 1970, vol. 43, p. 19—27.
4. Levin B. J. Semiconductor bulck for millimeter wares. — «Proc. IEEE», 1970, vol. 58, N 4, p. 96—104.
5. Хлопов Г. И., Блакитный А. М. Построение приемной системы для визуализации радиоизображения миллиметрового диапазона. — Сб. «Радиотехника», Вып. 24. Харьков, 1972, с. 12—17.
6. Хлопов Г. И. Разрешающая способность и потери мощности в системе визуализации изображения миллиметрового диапазона. — Сб. «Радиотехника». Вып. 27. Харьков, 1973, с. 7—16.