

МЕТОД ЧАСТОТНОГО СКАНИРОВАНИЯ В РАДИОВИДЕНИИ

УДК 621.396.965

*И. Я. Бруси́н, Т. Г. Власова, Э. И. Гельфер, В. А. Зверев,
А. Д. Краснянский, С. Е. Финкельштейн*

Рассматривается применение в радиовидении синтеза апертур в частотной плоскости. Обсуждаются возможности реализации метода в пассивном режиме работы, достижимые параметры и возможность идентификации объектов

В различных схемах радиовидения (построения изображения объектов в радиодиапазоне $[\lambda^1, \lambda^2]$) требование высокой разрешающей способности вступает в противоречие с ограничением размеров реальных систем, формирующих изображение. Выходом может быть применение синтеза апертуры путем перемещения приемного элемента в пространстве, как это делается в радиоастрономии $[\lambda^3]$ и радиолокации (РСА) $[\lambda^4]$. Недостатком пространственного синтеза апертур является малое быстродействие, определяемое временем механического заполнения синтезируемой апертуры.

В настоящей статье предлагается применить в радиовидении метод синтеза апертур в частотной плоскости. Принципиальная возможность получения изображений объектов с помощью частотного сканирования была показана в $[\lambda^5-7]$. В статье обсуждается возможность реализации метода в миллиметровом диапазоне радиоволн в пассивном режиме работы, достижимые параметры и ограничения схемы, возможность восстановления изображения объекта или, по крайней мере, его идентификация по частичной информации в спектральной плоскости.

В активном режиме работы частотный апертурный синтез может быть осуществлен изменением частоты излучающего генератора. В пассивном режиме, когда изображение строится по собственному излучению объекта, необходимо провести спектральный анализ функции корреляции широкополосных сигналов, принятых в разнесенных точках $[\lambda^5, 6]$. Ввиду отсутствия полосовых фильтров в миллиметровом диапазоне предлагается, используя схему супергетеродинного приема сигнала, выделять из полученной функции корреляции узкую полосу по промежуточной частоте, а затем проводить последовательный спектральный анализ, меняя частоту гетеродина.

В соответствии с этим должна быть построена схема пассивного радиовидения с частотным сканированием.

Пусть система состоит из N разнесенных приемных антенн и находится на расстоянии z от наблюдаемого объекта. На рис. 1 изображен простейший случай двухэлементной приемной системы с базой 2ρ . Составляющая поля на частоте ω в точках приема 1 и 2 может быть записана в виде

$$E_{1,2}(\omega) = \operatorname{Re} \iint p(x, y, \omega) \exp \left[i\omega \left(t - \frac{r_{1,2}}{c} \right) \right] dx dy, \quad (1)$$

где $p(x, y, \omega)$ — комплексная амплитуда поля на объекте на частоте ω ,

$$r_{2,1} = \sqrt{z^2 + (x \pm \rho \cos \alpha)^2 + (y \pm \rho \sin \alpha)^2},$$

α — угол между осью x и базой системы. В (1) и последующих формулах опускаются несущественные постоянные множители.

Распространенным способом получения функции корреляции двух сигналов является измерение среднего значения квадрата их суммы [8, 9].

Сигналы, принятые точечными антеннами 1, 2, складываются, затем суммарный сигнал гетеродинируется, после чего УПЧ вырезает из него полосу частот

$$\begin{aligned} \omega_r - \Omega_2 < \omega < \omega_r - \Omega_1, \\ \omega_r + \Omega_1 < \omega < \omega_r + \Omega_2, \end{aligned} \quad (2)$$

где Ω_1 и Ω_2 — нижняя и верхняя границы полосы пропускания УПЧ.

Относительная ширина полосы получающегося ВЧ фильтра обычно мала: $\frac{2\Omega_2}{\omega_r} \ll 1$, а перестройка его осуществляется изменением частоты гетеродина ω_r в пределах от $\omega_1 = \frac{2\pi c}{\lambda_1}$ до $\omega_2 = \frac{2\pi c}{\lambda_2}$.

Возведение в квадрат и усреднение суммарного сигнала после УПЧ осуществляется с помощью низкочастотного квадратичного детектора. После усреднения по времени $T \gg \frac{2\pi}{\Omega_1} \gg \frac{2\pi}{\omega}$ в выражении для сигнала на выходе низкочастотной детекторной секции останутся члены вида

$$\begin{aligned} \iiint \iiint \langle p(x, y, \omega) p^*(x', y', \omega') \rangle \exp \left[i(\omega - \omega') t - i\omega \frac{r_{1,2}}{c} + \right. \\ \left. + i\omega' \frac{r'_{1,2}}{c} \right] dx dx' dy dy' d\omega d\omega' \end{aligned}$$

и сопряженные им.

Так как собственное излучение объекта некоррелировано по пространству и частоте, то функция корреляции комплексных амплитуд поля на объекте равна

$$\langle p(x, y, \omega) p^*(x', y', \omega') \rangle = J(x, y, \omega) \delta(x - x') \delta(y - y') \delta(\omega - \omega'). \quad (3)$$

Предположив также, что интенсивность излучения объекта не зависит от частоты в диапазоне перестройки гетеродина

$$J(x, y, \omega) = J(x, y),$$

с учетом (3) получим после интегрирования по x' , y' и ω' выражение для сигнала на выходе приемника:

$$S = \iiint J(x, y) \left[1 + \cos \left(\omega \frac{r_1 - r_2}{c} \right) \right] dx dy d\omega. \quad (4)$$

Проинтегрировав (4) по ω в пределах, определяемых неравенствами (2), получим

$$\begin{aligned} S = \iint J(x, y) dx dy + \iint J(x, y) \operatorname{sinc} \left[\frac{\Omega_2 - \Omega_1}{2c} (r_1 - r_2) \right] \times \\ \times \cos \left[\frac{\Omega_2 - \Omega_1}{2c} (r_1 - r_2) \right] \cos \left[\frac{\omega_r}{c} (r_1 - r_2) \right] dx dy. \end{aligned} \quad (5)$$

Очевидно, во втором интеграле наиболее быстро-меняющимся являет-

ся последний сомножитель. Если для всех точек объекта выполняется условие

$$\frac{\Omega_2 - \Omega_1}{2c} (r_1 - r_2) < \frac{\pi}{4},$$

то первые два сомножителя можно считать постоянными в пределах интегрирования, и выражение (5) примет простой вид:

$$S = \iint J(x, y) dx dy + \iint J(x, y) \cos \left(\omega_r \frac{r_1 - r_2}{c} \right) dx dy. \quad (6)$$

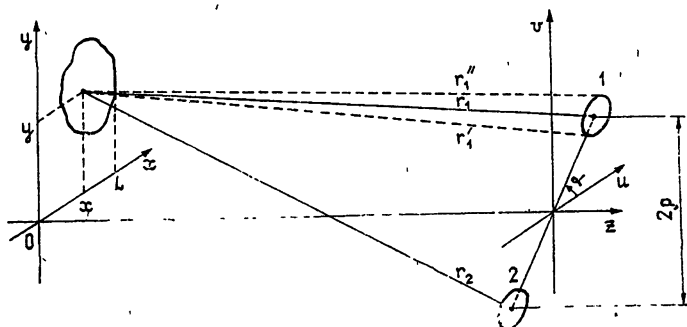


Рис. 1. Схема радиовидения в пассивном режиме.

При выводе соотношения (6) приемные антенны полагались точечными. Для реальной антенны диаметра D это допустимо, если разность фаз для крайних точек антенны (см. рис. 1) достаточно мала. В приближении Френеля

$$r_1'' - r_1' \approx \frac{D(L + \rho)}{z} < \frac{\lambda}{2}.$$

Таким образом, получаем следующее ограничение на размер антенны:

$$D < \frac{\lambda z}{2(L + \rho)}. \quad (7)$$

Если повернуть обе антенны так, чтобы центры их диаграмм направленности совпадали, то требование (7) будет смягчено:

$$D < \frac{\lambda z}{2L}^*. \quad (8)$$

В приближении Френеля

$$r_1 - r_2 = \frac{2\rho}{z} (x \cos \alpha + y \sin \alpha),$$

и тогда (6) принимает вид

$$S(u, v) = \iint J(x, y) dx dy + \iint J(x, y) \cos (ux + vy) dx dy, \quad (9)$$

где

$$u = \frac{2\rho \omega_r}{cz} \cos \alpha, \quad v = \frac{2\rho \omega_r}{cz} \sin \alpha \quad (10)$$

— пространственные частоты вдоль осей x и y .

* Неравенства (7) и (8) могут быть получены также из условия нахождения всего объекта в поле главных лепестков диаграмм направленности обеих антенн.

Из формулы (9) видно, что сигнал на выходе радиометра определяется значениями пространственного спектра

$$G(u, v) = \iint J(x, y) e^{-iux - ivy} dx dy \quad (11)$$

и может быть записан в виде

$$S(u, v) = G(0, 0) + \operatorname{Re} G(u, v). \quad (12)$$

Фурье-преобразование полученного сигнала дает информацию об объекте в виде

$$\begin{aligned} & \iint_{-\infty}^{\infty} S(u, v) e^{i(ux+vy)} du dv = \\ & = \frac{1}{2} J(x, y) + \frac{1}{2} J(-x, -y) + G(0, 0) \delta(x) \delta(y). \end{aligned} \quad (13)$$

Запись сигнала можно вести так, чтобы $J(x, y) = 0$ при $x \leq 0$ (или $y \leq 0$). При этом исключается наложение разных слагаемых в (13), и в дальнейшем можно ограничиться рассмотрением только спектра $G(u, v)$ вместо полного сигнала $S(u, v)$.

Необходимо отметить, что, хотя $G(u, v)$ — функция двух переменных, при измерении, как следует из (10), она определяется вдоль прямой, образующей угол α с осью u . Таким образом, измеряется только одномерный спектр вдоль прямой, соединяющей точки приема. При увеличении числа приемников в пространстве ($N > 2$) получим значения спектра вдоль всех отрезков прямых, соединяющих точки приема.

Эта особенность записи сигнала может быть учтена как действие фильтра, передаточная функция которого $H(u, v)$ отлична от нуля только вдоль указанных отрезков. Сигнал на выходе такого фильтра записывается как произведение

$$H(u, v) \times G(u, v).$$

Фурье-преобразование этого произведения можно представить так:

$$s(x, y) = \iint_{-\infty}^{\infty} J(x', y') h(x - x', y - y') dx' dy', \quad (14)$$

где

$$h(x, y) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} H(u, v) e^{i(ux+vy)} dudv \quad (15)$$

— отклик фильтра на точечное воздействие.

Для анализа получаемого изображения сначала предположим, что запись сигнала производится только вдоль одной прямой, совпадающей с осью u , и передаточная функция имеет вид

$$H(u, v) = \left[\Pi\left(\frac{u - u_0}{U}\right) + \Pi\left(\frac{u + u_0}{U}\right) \right] \delta(v), \quad (16)$$

где

$$\Pi(u) = \begin{cases} 1 & \text{при } |u| \leq 1 \\ 0 & \text{при } |u| > 1 \end{cases},$$

$$U = \frac{u_2 - u_1}{2}, \quad u_0 = \frac{u_2 + u_1}{2}, \quad (17)$$

$$u_{1,2} = 2 \frac{\rho \omega_{1,2}}{cz} = 4\pi \frac{\rho}{\lambda_{1,2} z}.$$

Очевидно, что

$$\frac{u_0}{U} = \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2} > 1. \quad (18)$$

У такого фильтра отклик на точечное воздействие не зависит от y :

$$h(x, y) = h(x) = 2 \frac{\sin Ux}{\pi x} \cos u_0 x. \quad (19)$$

Поэтому, например, точечный объект $J(x, y) = \delta(x - x_0) \delta(y)$ представится полосой, параллельной оси y , с зависимостью от x , описываемой функцией $h(x - x_0)$.

Согласно (18) $U < u_0$, поэтому $h(x)$ можно представить огибающей вида $\frac{\sin Ux}{\pi x}$ с высокочастотным заполнением $\cos u_0 x$. Информация об объекте заключена именно в огибающей, высокочастотное заполнение не имеет существенного значения для опознания объекта.

Очевидно, что разрешающая способность определяется расстоянием от главного максимума до первого нуля в ходе огибающей; оно равно

$$R = \frac{\pi}{U} = \frac{z \lambda_1 \lambda_2}{2\rho(\lambda_2 - \lambda_1)}.$$

Точка, отрезок и любые их совокупности, расположенные на одной прямой $x = \text{const}$, образуют класс эквивалентных объектов, не различимых по форме выходного сигнала, если запись сигнала в спектральной плоскости производилась вдоль оси u , параллельной оси x .

Рассмотрим объекты с резкой границей, у которых

$$j(x, y) = \begin{cases} J_0 = \text{const}, & x, y \in \sigma \\ 0, & x, y \notin \sigma \end{cases}$$

где σ — область плоскости (x, y) , ограниченная замкнутым контуром K . В этом случае двойной интеграл (14) по области σ можно свести к интегралу по контуру K :

$$s(x) = J_0 \oint_K P[x - x'(l)] dl \sin \varphi, \quad (20)$$

где φ — угол между элементом dl и осью x , $x'(l)$ — абсцисса точки контура, рассматриваемая как функция длины l соответствующего участка контура K , а

$$P(x) = \int_0^x h(\xi) d\xi.$$

Эта функция выражается через интегральный синус, но более наглядное представление дает приближенная формула, справедливая при $u_0 \gg U$:

$$P(x) \approx \frac{2}{u_0} \frac{\sin Ux}{\pi x} \sin u_0 x. \quad (21)$$

Выражение (20) показывает, что вклады отдельных частей контура не зависят друг от друга. Участок контура, параллельный оси x , вклада

в интеграл не дает. Максимальный вклад получается от участков, параллельных оси y . Однако этот вклад начинает резко падать, когда параллельность нарушается. В этой особенности проявляется вредное влияние высокочастотного множителя в (19) и (21). Расстояние между нулями этого множителя равно

$$d = \frac{\pi}{u_0} = \frac{2\pi}{u_2 + u_1} = \frac{z}{2\rho} \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_2 + \lambda_1}. \quad (22)$$

Если проекция участка контура на ось x удовлетворяет условию

$$\Delta x < \frac{d}{2}, \quad (23)$$

то функцию $x'(l)$ в интеграле (20) можно принять за постоянную x' , и тогда вклад этого участка оказывается пропорциональным его длине, умноженной на функцию $P(x - x')$.

Если же

$$\Delta x \geq d, \quad (24)$$

то отдельные части рассматриваемого участка дают вклады в противофазе и суммарный результат сильно падает.

Для иллюстрации полученных выше выводов о возможности восстановления изображения объекта при записи спектра вдоль одной прямой был проведен следующий эксперимент. Была собрана оптическая установка, принципиальная схема ее показана на рис. 2. В плоскости (x, y) располагалась диафрагма. Она освещалась пучком лучей, сходящихся в точку f . Распределение амплитуд световых колебаний в отверстии диафрагмы имитировало объект — функцию $J(x, y)$. На рисунке не показаны источник света (гелий-неоновый лазер) и линзы, использованные для формирования сходящегося пучка. В плоскости, проходящей через точку f , формировался спектр $G(u, v)$. Если на пути лучей располагалась линза L , то в плоскости X, Y получалось изображение объекта.

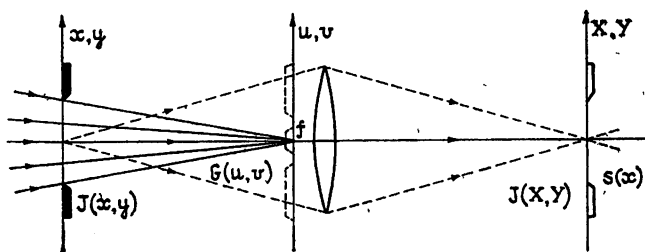


Рис. 2. Схема для оптического моделирования записи и воспроизведения изображения методом частотного сканирования.

Однако если в плоскости u, v дополнительно помещался фильтр с пропусканием (16), то в плоскости X, Y получалось распределение освещенности, пропорциональное $s^2(x)$.

В качестве фильтра использовалась щель, расположенная вдоль оси u . Ширина ее была около 4 мкм. С помощью дополнительной диафрагмы у щели перекрывали центральную часть $|u| \leq u_1$ и продолжения $|u| \geq u_2$, создавая отношение

$$\frac{u_0}{U} = \frac{u_2 + u_1}{u_2 - u_1} \approx 8.$$

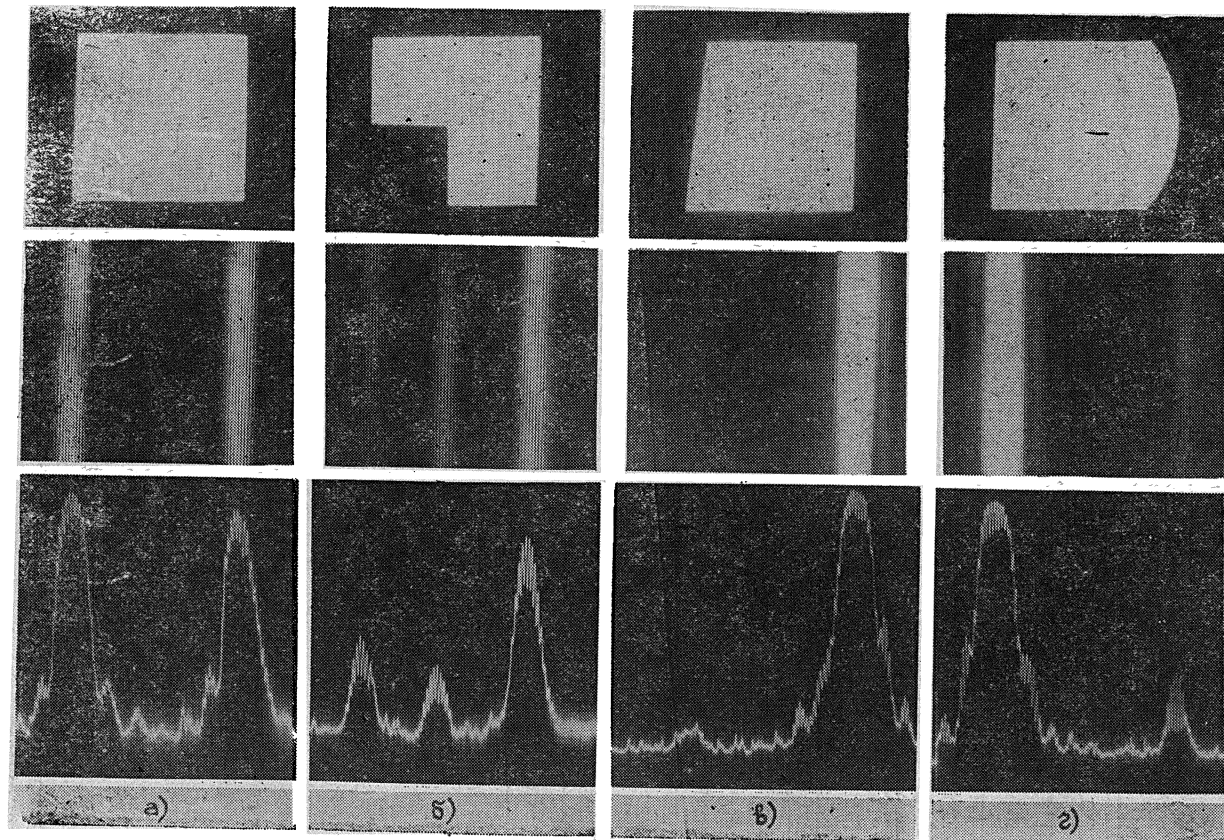


Рис 3. Верхний ряд — фотографии объектов; средний ряд — фотографии тех же объектов, но полученные при моделировании метода частотного сканирования с двумя антеннами; нижний ряд — результат фотометрирования негативных изображений среднего ряда.

На рис. 3 помещены фотографии объектов, полученные без фильтра и с фильтром. На фотографиях с фильтром (средний ряд) не отображены стороны объектов, параллельные оси x . Это полностью совпадает с выводами теории. Наиболее интенсивно переданы стороны, перпендикулярные оси x . Распределение освещенности в их изображении пропорционально $P^2(x)$. Зависимость (21) объясняет появление мелкой структуры с периодом d и ход огибающей в изображении.

В изображении фигуры со ступенькой (фотография б) интенсивность значительно меньше в передаче коротких вертикальных участков, чем в передаче длинного. Это связано с тем, что освещенность при отображении вертикальных участков должна быть пропорциональна квадрату их длины.

На фотографии в) не отобразилась и наклонная сторона трапеции. Причина следующая. Рассматривая фотографию, можно заметить, что проекция наклонной стороны на ось x содержит несколько периодов мелкой структуры d , т. е. здесь имеет место неравенство (24) и, как следствие, сильное падение освещенности, что еще усугубляется нелинейностью фотографического процесса.

На фотографии г) значительно ослаблено изображение дуги окружности, причем фактически отобразился только участок, близкий к вертикальной касательной, для которого выполняется неравенство (23).

Если для функции $J(x, y)$ характерны плавные изменения, то по выходному сигналу $s(x)$ соответствующий объект будет эквивалентен объекту с резким изменением $J(x, y)$, но с криволинейным контуром.

В заключение отметим, что при наблюдении объектов простой формы, априори известной, описываемое устройство позволяет определить габаритные размеры объекта, так же как и при пространственном синтезе апертуры вдоль одной прямой. Преимуществом системы радиовидения с частотным сканированием является быстроедействие и отсутствие сложных устройств для механического перемещения антенн. Более полная информация об объекте может быть получена за счет усложнения системы: либо увеличения числа антенн, либо поворота одной антенны вокруг другой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гельфер Э. И., Лебский Ю. В., Финкельштейн С. Е., Якунь Н. А. — Изв. вузов — Радиофизика, 1976, 19, № 10, с. 1512.
2. Гельфер Э. И., Менсов С. Н. — Радиотехника и электроника, 1977, 22, № 5, с. 914.
3. Пистолькорс А. А. — Радиотехника и электроника, 1966, 11, № 10.
4. Реутов А. П., Михайлов Б. А., Кондратенков Г. С., Бойко Б. В. Радиолокационные станции бокового обзора. — М.: Сов. радио, 1970.
5. Зверев В. А. Радиооптика. — М.: Сов. радио, 1975.
6. Гельфер Э. И., Зверев В. А., Финкельштейн С. Е. Тезисы II Всесоюзного симпозиума по миллиметровым и субмиллиметровым волнам. Харьков: 1978, 2, с. 210.
7. Verbeke, G., Tökes, S. — Ultrasonics, 1978, 16, № 6.
8. Michelson, A. A., Pease, F. G. — Astrophys. J., 1921, 53, p. 249.
9. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. — М.: Наука, 1973.

Горьковский государственный
университет

Поступила в редакцию
3 июля 1979 г.

A METHOD OF FREQUENCY SCANNING IN RADIOVISION

I. Ya. Brusin, T. G. Vlasova, E. I. Gel'fer, V. A. Zverev,
A. D. Krasnyanskiy, S. E. Finkel'shtein

The use of aperture synthesis in the frequency plane in radiovision is considered. Possibilities of the method realization in the passive regime of operation, parameters obtained and identification possibilities are discussed.