

Выделение эталонных отражателей для автофокусировки по парциальным радиолокационным изображениям РЛС с синтезированной апертурой.

ктн., СНС А.Л., Ильин, К.И., Титов, О.А., Фуженко, А.В., Шульженко

Военно-космическая академия имени А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург,
sh_av_45@mail.ru

В работе представлен метод выделения изотропных точечных отражателей в качестве эталонов, необходимых для последующей автофокусировки радиолокационного изображения (РЛИ). Рассмотренный метод основывается на анализе парциальных РЛИ, полученных по участкам голограммы РСА, соответствующим различным ракурсам наблюдения цели. Показано, что при взаимной обработке интенсивности таких парциальных РЛИ, представляется возможным осуществить классификацию целей в элементе разрешения по виду их пространственной автокорреляционной функции. При этом точность идентификации целей определяется потенциально достижимым разрешением конкретной РСА, то есть горизонтальным размером физической антенны d_2 .

This paper presents a method for separating isotropic point reflector as standards required for subsequent autofocusing radar image (RI). This method is based on an analysis of fractional radar images received on sites of hologram SAR (Synthetic Aperture Radar), appropriate to different angles of observation of the purpose. It is shown that failing mutual processing of intensity such fractional radar images (RI), it is possible to classify purposes in resolution element according to the form of spatial autocorrelation function. Thus accuracy of identification of the purposes is defined by potentially achievable resolution of the specific SAR, that is the horizontal size of the physical aerial d_2 .

Одним из основных показателей, характеризующих информативность РСА, а соответственно получаемого с её помощью радиолокационного изображения (РЛИ), является разрешающая способность. В современных РСА при использовании сверхширокополосных сигналов разрешающая способность по наклонной дальности достигает величин порядка нескольких десятков сантиметров, однако по координате поперечной дальности достижение таких значений пространственного разрешения осложнено разрушением когерентности сигнала на интервале его обработки [1]. Это требует применения методов коррекции волнового фронта на этапе синтеза апертуры, то есть, непосредственно при формировании РЛИ.

Успех применения этих методов, известных как методы автофокусировки [2], зависит как от реализуемых алгоритмов обработки, так и от выбора эталонной цели, по РЛИ которой оценивается качество фокусирования изображения. Известно, что идеальной эталонной целью является изотропный точечный рассеиватель, однако при наблюдении заранее неизвестного сценария фоноцелевой обстановки выделить такую цель достаточно проблематично. Далее рассмотрим возможность обнаружения подобных целей при использовании парциальных РЛИ, полученных по различным участкам голограммы РСА, соответствующим различным ракурсам наблюдения цели.

Как известно [3], одномерная голограмма, зарегистрированная в каждом канале наклонной дальности РСА, может быть описана выражением:

$$\dot{S}(y) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(x) \cdot \exp\left[-\frac{a}{2}(x-y)^2\right] \cdot \exp\left[j\frac{b}{2}(x-y)^2\right] dx, \quad (1)$$

где x - координата в плоскости объекта наблюдения;

$f(x)$ - функция, описывающая отраженный от цели сигнал;

$y = vt$ - координата путевой дальности в плоскости голограммы, равная произведению скорости носителя v на текущее время полета t ;

$a = 2\pi/(\Theta R)^2$ - параметр, определяющий ширину площадки на наклонной дальности R , облучаемой антенной РСА, имеющей угловую ширину диаграммы направленности Θ ,

$b = 4\pi/(\lambda R)$ - параметр, определяющий фазовый набег радиоволны длиной λ за время наблюдения цели.

Аппроксимация формы диаграммы направленности антенны гауссовской кривой позволяет проводить анализ аналитическими методами. При этом нетрудно показать, что ширина облучаемого участка местности есть:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{a}{2}x^2\right] dx = \sqrt{\frac{2\pi}{a}} = \Theta R.$$

В свою очередь, комплексная амплитуда сигнала в плоскости u формируемого РЛИ может быть описана выражением:

$$\dot{g}(u) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(y) \exp\left[-\frac{L}{2}(y-u)^2\right] \cdot \exp\left[-j\frac{b}{2}(y-u)^2\right] dy, \quad (2)$$

где $\dot{S}(y)$ - комплексный сигнал голограммы, согласно выражению (1), а соответственно $L = 2\pi/L_s^2$, где L_s - интервал синтезирования.

При этом интенсивность РЛИ есть:

$$I(u) = \dot{g}(u) \cdot \dot{g}^*(u).$$

Применение в настоящее время цифровых методов обработки позволяет, что иногда является более выгодным, регистрировать не интенсивность, а амплитуду РЛИ:

$$G(u) = \sqrt{I(u)} = |\dot{g}(u)|.$$

Подставляя выражение (1) в формулу (2) и проведя интегрирование по y , получим выражение:

$$\begin{aligned} \dot{g}(u) &= \iint_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(x) \exp\left[-\frac{a}{2}(x-y)^2\right] \exp\left[-\frac{L}{2}(y-u)^2\right] \exp\left[j\frac{b}{2}(x-y)^2\right] \exp\left[-j\frac{b}{2}(y-u)^2\right] dy dx = \\ &= \sqrt{\frac{2\pi}{a+L}} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(x) \exp\left[-\frac{aL+b^2}{2(a+L)}(x-u)^2\right] \exp\left[j\frac{b(L-a)}{2(a+L)}(x-u)^2\right] dx, \end{aligned} \quad (3)$$

которое является интегралом свертки.

Если функция $\dot{f}(x)$ описывает сигнал, отраженный от изотропного точечного рассеивателя единичной амплитуды, расположенного в точке $x = x_0$, то есть $f(x) = \delta(x - x_0)$ - дельта-функция, то с точностью до формы диаграммы направленности физической антенны ($a = 0$) получим:

$$\dot{g}(u) = \sqrt{\frac{2\pi}{L}} \exp\left[-\frac{b^2}{2L}(u-x_0)^2\right] \left[\exp j\frac{b}{2}(u-x_0)^2\right]. \quad (4)$$

Очевидно, что отметка цели на РЛИ находится в точке $u = x_0$, а ширина отклика, определяющая разрешающую способность по линии пути, есть:

$$\Delta u = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\dot{g}(u)}{\dot{g}(x_0)} \right| du = \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{b}{2L}u^2\right] du = \sqrt{\frac{2\pi L}{b^2}} = \frac{\lambda R}{2L_s},$$

что является известным результатом [4].

При отсутствии дестабилизирующих факторов когерентность сигнала сохраняется при любом интервале синтезирования L_s , который ограничен лишь зоной засветки РСА на местности ($L_{s\max} = \theta R$). При этом последнее выражение приобретает вид $\Delta u = d_z/2$, где d_z - горизонтальный размер физической антенны РСА. Однако на практике сохранение когерентности сигнала на всем интервале наблюдения θR достичь не удастся. В связи с этим, как правило, L_s выбирается существенно меньше, чем θR , что естественно ограничивает разрешающую способность РСА вдоль линии пути. Кроме того, разбиение голограммы на отдельные фрагменты (рис. 1) дает возможность сгладить флуктуации РЛИ подстилающей поверхности при их некогерентном осреднении. Такой метод обработки хорошо известен как «многолучевая обработка» [5].

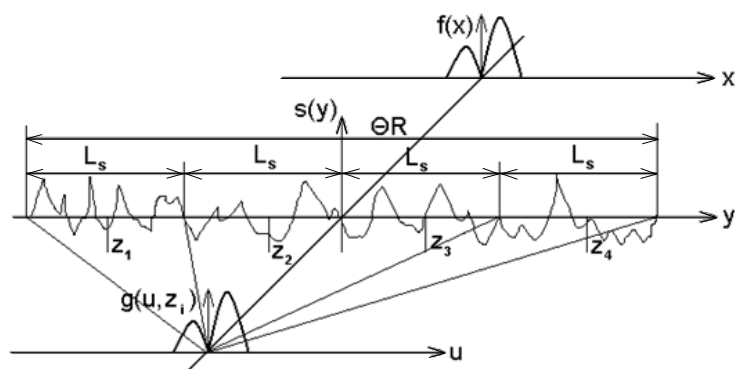


Рис. 1. Формирование парциальных РЛИ

В соответствии с принятыми обозначениями на рис. 1 $f(x)$ - функция, характеризующая отражательные свойства объекта наблюдения в плоскости цели x , $S(y)$ - сигнал голограммы, зарегистрированной на интервале θR , $g(u)$ - амплитуда РЛИ в плоскости изображения u . При этом радиоголограмма для примера разбита на четыре участка длиной L_s , по каждой из которых формируется изображение $g(u)$.

В то же время каждый участок голограммы длиной L_s можно охарактеризовать неким параметром z , определяющим положение центра интервала синтезирования на радиоголограмме. Очевидно, что данный параметр z будет характеризовать ракурс, под которым наблюдается цель при формировании голограммы, а соответственно и ракурс, при котором сформировано каждое парциальное РЛИ объекта наблюдения.

Если анализировать набор РЛИ, полученных при различных значениях параметра z , то его можно рассматривать как дополнительную координату изображения, характеризующую ракурс наблюдения объекта (рис. 2). Тогда комплексное поле РЛИ можно записать в виде:

$$\dot{g}(u, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(y) \cdot \exp\left[-\frac{L}{2}(y - u - z)^2\right] \cdot \exp\left[-j\frac{b}{2}(y - u)^2\right] dy. \quad (5)$$

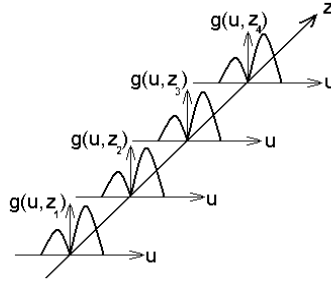


Рис. 2. Парциальные РЛИ при изменении ракурса z .

Подставляя формулу (1) в полученное выражение, получим:

$$\dot{g}(u, z) = \iint_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(x) \exp\left[-\frac{a}{2}(x-y)^2\right] \exp\left[-\frac{L}{2}(y-u-z)^2\right] \cdot \exp\left[j\frac{b}{2}(x-y)^2\right] \exp\left[-j\frac{b}{2}(y-u)^2\right] dx dy.$$

$$\dot{g}(u, z) = \sqrt{\frac{2\pi}{a+L}} \int \dot{f}(x) \exp\left[-\frac{aL(u+z-x)^2 + b^2(u-x)^2}{2(a+L)}\right] \cdot \exp\left[j\frac{b(L-a)(x-u)^2 + 2Lb(u-x)z}{2(a+L)}\right] dx. \quad (6)$$

Произведем оценку отклика на изотропный точечный рассеиватель единичной амплитуды, расположенный в точке $x = x_0$, то есть $f(x) = \delta(x - x_0)$. Тогда:

$$\dot{g}(u, z) = \sqrt{\frac{2\pi}{a+L}} \exp\left[-\frac{aL(u+z-x_0)^2 + b^2(u-x_0)^2}{2(a+L)}\right] \cdot \exp\left[j\frac{b(L-a)(x_0-u)^2 + 2Lb(u-x_0)z}{2(a+L)}\right]. \quad (7)$$

Очевидно, что отметка цели на РЛИ при $z = 0$ находится в точке $u = x_0$. При $z \neq 0$ наблюдается некоторое смещение отметки за счет синтезирования по участкам голограммы, полученными на склонах диаграммы направленности физической антенны. При $a = 0$ или при $aL \ll b^2$, что также справедливо для большинства реальных ситуаций этим смещением можно пренебречь.

Ширина отклика по координатам u и z соответственно равна:

$$\Delta u = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\dot{g}(u, 0)}{\dot{g}(x_0, 0)} \right| du = \sqrt{2\pi \frac{a+L}{aL+b^2}} \approx \sqrt{\frac{2\pi L}{b^2}} = \frac{\lambda R}{2L_s},$$

$$\Delta z = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\dot{g}(x_0, z)}{\dot{g}(x_0, 0)} \right| dz = \sqrt{2\pi \frac{a+L}{aL}} = \sqrt{L_s^2 + (\theta R)^2}.$$

Очевидно, что ширина отметки цели по путевой дальности Δu равна разрешающей способности РСА, а по координате ракурса наблюдения z определяется главным образом шириной физической диаграммы направленности антенны θR .

Интенсивность РЛИ $I(u, z)$ можно записать в виде:

$$I(u, z) = \dot{g}(u, z) \cdot \dot{g}^*(u, z),$$

где $\dot{g}(u, z)$ определяется выражением (6), а $\dot{g}^*(u, z)$ является функцией комплексно сопряженной с $\dot{g}(u, z)$. Тогда пренебрегая формой диаграммы направленности антенны ($a=0$), получим выражение:

$$I(u, z) = \frac{2\pi}{L} \iint_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(x_1) \dot{f}^*(x_2) \exp\left[-\frac{b^2}{2L}(u-x_1)^2\right] \exp\left[-\frac{b^2}{2L}(u-x_2)^2\right] \left[j\frac{b}{2}(u-x_1)^2 \right] \cdot \exp\left[-j\frac{b}{2}(u-x_2)^2\right] \exp[-jb(x_1-x_2)z] dx_1 dx_2, \quad (8)$$

которое описывает изменение интенсивности РЛИ отражателя, как по координате путевой дальности u , так и при изменении ракурса наблюдения z .

Если найти спектр пространственных частот данной функции по координате z , то получим следующее выражение:

$$I(u, \omega_z) = \int_{-\infty}^{\infty} I(u, z) \exp(j\omega_z z) dz = \frac{2\pi}{L} \iint_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(x_1) \dot{f}^*(x_2) \exp\left[-\frac{b^2}{2L}(u-x_1)^2\right] \exp\left[-\frac{b^2}{2L}(u-x_2)^2\right] \cdot \exp\left[j\frac{b}{2}(u-x_1)^2\right] \exp\left[-j\frac{b}{2}(u-x_2)^2\right] J_z(\omega_z, x_1, x_2) dx_1 dx_2, \quad (9)$$

где $J_z(\omega_z, x_1, x_2)$ является дельта-функцией вида:

$$J_z(\omega_z, x_1, x_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{j[\omega_z - b(x_1 - x_2)]z\} dz = \delta\left(x_2 - x_1 - \frac{\omega_z}{b}\right).$$

В этом случае двойной интеграл по x_1 и x_2 в выражении (9) сводится к одинарному:

$$I(u, \omega_z) = \frac{2\pi}{L} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(x) \cdot \dot{f}^*\left(x + \frac{\omega}{b}\right) \cdot \exp\left[-\frac{b^2}{2L}(u-x)^2\right] \cdot \exp\left[j\frac{b^2}{2L}(u-x)^2\right] \cdot \exp\left[-\frac{b^2}{2L}\left(u-x-\frac{\omega}{b}\right)^2\right] \cdot \exp\left[-j\frac{b}{2L}\left(u-x-\frac{\omega}{b}\right)^2\right] dx, \quad (10)$$

представляющему собой интеграл свертки. Однако, если выражение (6) являлось интегралом свертки функции отражённого от цели сигнала $\dot{f}(x)$ с функцией, описывающей элемент разрешения на РЛИ, то последнее выражение есть пространственная автокорреляционная функция отражающей способности цели $\dot{f}(x)$ или ее части ограниченной величиной элемента разрешения.

Другими словами спектр изменения интенсивности РЛИ в элементе разрешения по координате ракурса z представляет собой пространственную автокорреляционную функцию сигнала, отражённого от цели, которая находится внутри элемента разрешения. Если размеры цели больше размера элемента разрешения, то соответственно мы получаем автокорреляционную функцию той части цели, которая ограничена размерами данного элемента разрешения.

Указанное обстоятельство свидетельствует о том, что в условиях, не позволяющих достичь высокого пространственного разрешения, например при разрушении когерентности сигнала, выбор относительно малых значений интервала синтезирования в пределах сохранения когерентности сигнала позволяет осуществить классификацию целей по виду автокорреляционной функции.

Как уже было сказано выше, идеальной эталонной целью является изотропный точечный рассеиватель. Поэтому воспользуемся выражением (7) для определения интенсивности РЛИ такой цели в координатах u, z . Тогда:

$$I(u, z) = \dot{g}(u, z) \cdot \dot{g}^*(u, z) = \frac{2\pi}{a + L} \exp \left[-\frac{aL(u + z + x_0)^2 + b^2(u - x_0)^2}{a + L} \right].$$

Очевидно, что по координате u РЛИ отметка цели находится в точке $u = x_0$ и ширина её Δu соответствует величине элемента разрешения РСА. В свою очередь по координате z отметка цели находится в точке $z = 0$, а её ширина есть:

$$\Delta z = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\dot{g}(x_0, z)}{\dot{g}(x_0, 0)} \right| dz = \sqrt{\pi[L_s^2 + (QR)^2]}.$$

Соответственно спектр пространственных частот по координате z есть:

$$I(u, \omega_z) = \int_{-\infty}^{\infty} I(u, z) \exp(j\omega_z z) dz = \\ = \frac{2\pi^{\frac{3}{2}}}{\sqrt{aL(a + L)}} \exp \left[-\frac{b^2(u - x_0)^2}{a + L} \right] \exp \left[-\frac{(a + L)\omega_z^2}{4aL} \right] \exp[-j(u - x_0)\omega_z].$$

Если от круговой пространственной частоты ω_z перейти к линейной координате $z' = \omega_z/b$, что вытекает из рассмотрения, например, выражения (10), то ширина отметки цели по этой координате есть:

$$\Delta z' = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{I(u, z')}{I(u, 0)} \right| dz' = \sqrt{\frac{4\pi aL}{(a + L)b^2}} \approx \sqrt{\frac{4\pi a}{b^2}} = \sqrt{2} \cdot d_2,$$

то есть, с точностью до постоянного множителя она равна потенциально достижимому разрешению РСА по путевой дальности.

Заключение

При взаимной обработке интенсивности парциальных РЛИ, сформированных в пределах сохранения когерентности сигнала по различным участкам голограммы РСА, представляется возможным осуществить классификацию целей в элементе разрешения по виду их пространственной автокорреляционной функции. Это, в свою очередь, по минимальной ширине данной функции позволяет выделить изотропные точечные рассеиватели или цели подобные им в качестве эталонов для последующей автофокусировки РЛИ. При этом точность идентификации целей определяется потенциально достижимым разрешением конкретной РСА, то есть горизонтальным размером физической антенны d_2 .

Литература

1. Raney R.K. SAR Response for a Partially Coherent Phenomena // IEEE Trans.v.AP-28, 1980, № 6, p.777-787.
2. Неронский Л.Б., Михайлов В.Ф., Брагин И.В. Микроволновая аппаратура дистанционного зондирования поверхности Земли и атмосферы. 1999. 168с.
3. Ильин А.Л. Маров М.Н. Характеристики изображений земной поверхности, формируемых радиолокатором с синтезированной апертурой. 1989. 132 с.
4. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. 2005. 368 с.
5. Moore R.K. Trade-off between Picture Element Dimension and Noncoherent Averaging in Side-Looking Airborne Radar. IEEE Trans. 1979.v.AES-15. № 5.p.697-708.