

УДК 621.301, 621.396

РАДИОЗОНДИРОВАНИЕ МЕСТНОСТИ В ПАССИВНОЙ КОГЕРЕНТНОЙ СИСТЕМЕ РАДИОЛОКАЦИИ¹

Е. И. Клепфер, В. В. Карпенко

ОАО «КБ «Связь»

Получена 2 декабря 2012 г.

Аннотация. В системе трёх пространственно разнесенных взаимно когерентных приёмников определена фазовая структура электромагнитного поля - голограмма, создаваемая движущимся источником излучения и облучаемыми этим источником объектами. Определено изменение кривизны волнового фронта сигнала в зависимости от эффективной отражающей поверхности и местоположения облучаемых объектов. На экспериментальном примере приёма радиосигнала от движущегося источника путём разложения изменения кривизны волнового фронта с использованием вейвлет преобразования осуществлено формирование двумерного панорамного радиоизображения объектов, находящихся в секторе наблюдения.

Ключевые слова: когерентные приемники, голограмма, радиолокация, вейвлет-преобразование.

Abstract: In the system of three spatially-diversed mutually coherent receivers, the phase structure of an electromagnetic field is determined - the hologram generated by the moving radiation source and objects irradiated by this source. Change of curvature of the signal wave-front depending on an effective reflecting surface and location of irradiated objects is defined. By experimental example of radio signal reception from the moving source by means of expansion of wave-front curvature changes with use of wavelet transformation, formation of two-dimensional panoramic radio image of the objects in the sector of control is carried out.

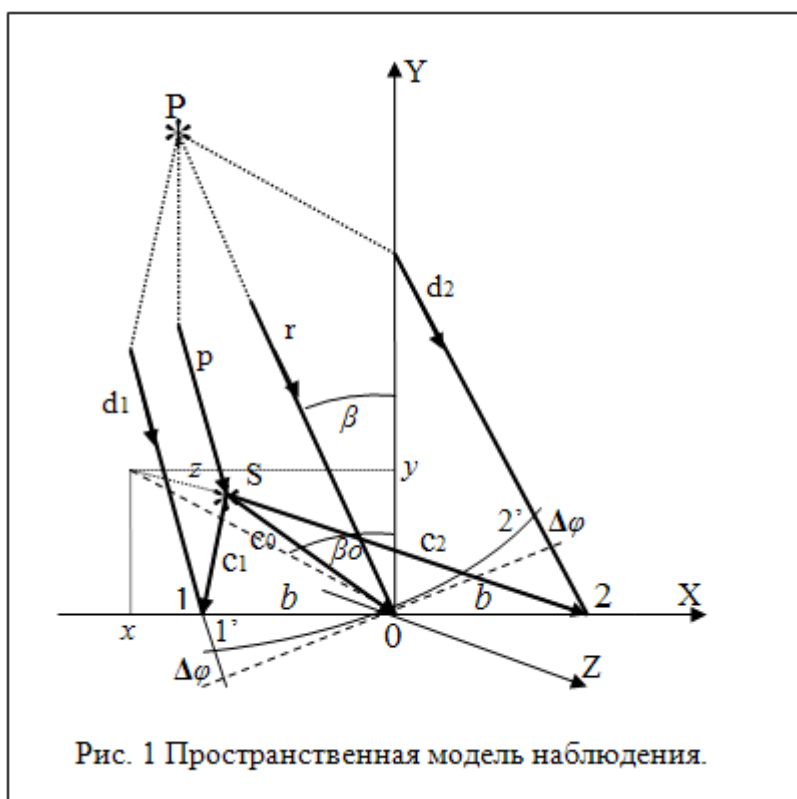
Keywords: coherent receivers, hologram, radiolocation, wavelet transformation.

¹Основные результаты доложены на 6-ой Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь»

Введение

В существующих системах пассивной радиолокации измерение координат источников радиоизлучения осуществляется триангуляционными или разностно-дальномерными методами при расстояниях между приёмными позициями от 10 до 50 км. Существенное уменьшение этих расстояний (на 2-3 порядка) возможно путём измерения разности времени между моментами приёма сигналов по кривизне фронта электромагнитной волны радиосигнала. Решение этой задачи требует разработки высокоточных методов разностно-фазовых измерений параметров априорно неизвестных сигналов и адекватной оценки влияния среды распространения, включающей подстилающую поверхность и местные предметы.

1. Модель измерения



Кривизна фронта электромагнитной волны радиосигнала при его переотражении от местных предметов, находящихся в секторе наблюдения, может определяться по разности фаз сигнала, принятого в трёх точках с известными координатами, расположенными на прямой линии. На Рис.1 представлено взаимное расположение источника радиосигнала P, отражателя S

и точек приёма 0, 1 и 2. Источник сигнала и точки приёма находятся в одной плоскости XOY прямоугольной системы координат XYZ, а отражатель смещён от этой плоскости и имеет координаты x, y, z .

Длины векторов распространения прямого (r, d_1, d_2, p) и отражённого (c_0, c_1, c_2) радиосигнала определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned}
 d_1 &= r \sqrt{\cos^2 \beta + \left(\sin \beta - \frac{b}{r}\right)^2}; \quad d_2 = r \sqrt{\cos^2 \beta + \left(\sin \beta + \frac{b}{r}\right)^2}; \\
 p &= r \sqrt{\left(\cos \beta - \frac{y}{r}\right)^2 + \left(\sin \beta - \frac{x}{r}\right)^2 + \frac{z^2}{r^2}}; \\
 c_0 &= \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}; \quad c_1 = \sqrt{y^2 + (b-x)^2 + z^2}; \\
 c_2 &= \sqrt{y^2 + (b+x)^2 + z^2}, \tag{1}
 \end{aligned}$$

где r - дальность от источника радиосигнала до центральной точки приёма,

b - расстояние между точками приёма сигнала,

β - азимут источника сигнала,

β_0 - азимут отражателя, определяемый между проекцией вектора c_0 на плоскость XOY и осью Y.

В дальнейшем полагаем, что пространственные характеристики диаграмм направленности излучателя и приёмников изотропны, а отражатель имеет эффективную отражающую поверхность s , зависящую от разности $\Delta\beta = \beta - \beta_0$ по экспоненциальному закону:

$$s = s_0 e^{-\eta \Delta\beta^2},$$

где коэффициент η определяет характеристики и пространственную протяжённость малоразмерного физически реализуемого отражателя [1], имеющего конечную эффективную отражающую поверхность с максимальным значением s_0 .

В качестве оценки кривизны волнового фронта принята суммарная фазовая задержка $2\Delta\varphi$ сигналов в точках 1' и 2' относительно нормали к вектору r , проходящей через 0:

$$2\Delta\varphi = \text{Arg}\left[U_1 \times U_0^*\right] + \text{Arg}\left[U_2 \times U_0^*\right], \quad (2)$$

где $U_0^* = A_r \exp[-j(\omega t + \varphi_r)] + A_{c_0} \exp[-j(\omega t + \varphi_{c_0})]$ - комплексно-

сопряжённая амплитуда сигнала, принимаемого в центральной точке 0;

$U_1 = A_{d_1} \exp[j(\omega t + \varphi_{d_1})] + A_{c_1} \exp[j(\omega t + \varphi_{c_1})]$ - комплексная амплитуда

сигнала в точке 1';

$U_2 = A_{d_2} \exp[j(\omega t + \varphi_{d_2})] + A_{c_2} \exp[j(\omega t + \varphi_{c_2})]$ - комплексная амплитуда

сигнала в точке 2';

$$A_r = \frac{k}{r}; \quad A_{d_1} = \frac{k}{d_1}; \quad A_{d_2} = \frac{k}{d_2}; \quad A_{c_0} = \frac{k\sqrt{s}}{pc_0}; \quad A_{c_1} = \frac{k\sqrt{s}}{pc_1}; \quad A_{c_2} = \frac{k\sqrt{s}}{pc_2};$$

$$\varphi_r = \frac{r\omega}{c}; \quad \varphi_{d_1} = \frac{d_1\omega}{c}; \quad \varphi_{d_2} = \frac{d_2\omega}{c}; \quad \varphi_{c_0} = \frac{(p+c_0)\omega}{c};$$

$$\varphi_{c_1} = \frac{(p+c_1)\omega}{c}; \quad \varphi_{c_2} = \frac{(p+c_2)\omega}{c};$$

k – коэффициент, учитывающий энергетические параметры передатчика и приемника;

ω - несущая частота сигнала;

c – скорость света.

Изменение кривизны волнового фронта сигнала за счёт переотражения

$$\delta\varphi = 2\Delta\varphi - 2\Delta\varphi_{\text{эт}}, \quad (3)$$

где $2\Delta\varphi_{\text{эт}}$ - эталонная кривизна, определяемая при моделировании

выражением (2) при условии $s=0$, а при экспериментальных измерениях – по

известным координатам (r, β) источника сигнала:

$$2\Delta\varphi_{\text{эт}} = \frac{b^2 \omega \cos^2 \beta}{r \cdot c}. \quad (4)$$

Зависимость $\delta\varphi$ от β является чётной функцией относительно азимутального направления на отражатель β_0 в широких диапазонах изменения всех остальных параметров.



На Рис. 2 приведен пример моделирования зависимости $\delta\varphi$ от разности $\Delta\beta = \beta - \beta_0$, которая отображает влияние интерференции прямой и отражённой волны на кривизну фазового фронта радиосигнала. Эта функция состоит из короткопериодической компоненты, которая определяется только величиной b , и длиннопериодической компоненты, параметры которой определяются отражателем. Параметрами длиннопериодической компоненты являются амплитуда изменений фазы волнового фронта W и ширина первой зоны интерференции T .

Параметры W и T зависят от расстояния до отражающего объекта, от величины его эффективной отражающей поверхности и от длины волны радиосигнала $\lambda = \frac{2\pi c}{\omega}$. Эти зависимости были определены путём численного моделирования функции $\delta\varphi$. Амплитуда изменения кривизны волнового фронта аппроксимируется выражением $W = 2c_o^{-1} \sqrt{s_o}$, а ширина первой зоны интерференции - $T = \sqrt{\frac{\lambda}{c_o}}$.

Таким образом, параметры W , β_0 и T функции $\delta\varphi$ передают информацию об относительном уровне отражённого сигнала и о двух пространственных координатах отражающего объекта: азимуте и дальности.

Значения этих параметров практически не зависят от величины расстояния b между точками приёма радиосигнала и от смещения z отражателя в пределах $\pm y$ при условии $b \ll r$.

При наличии в поле излучения источника континуума из N отражающих объектов между ними возникают сигналы многократного переотражения. Однако уровень мощности этих сигналов существенно меньше уровней первоначально отражённых сигналов источника от каждого объекта. С учётом этого, а также при условиях $A_{r,d} \gg A_{c_n}$ и $\Delta\varphi \leq 1$, результирующее изменение кривизны волнового фронта радиосигнала:

$$\Delta\Phi \approx \sum_{n=1}^N \delta\varphi_n. \quad (5)$$

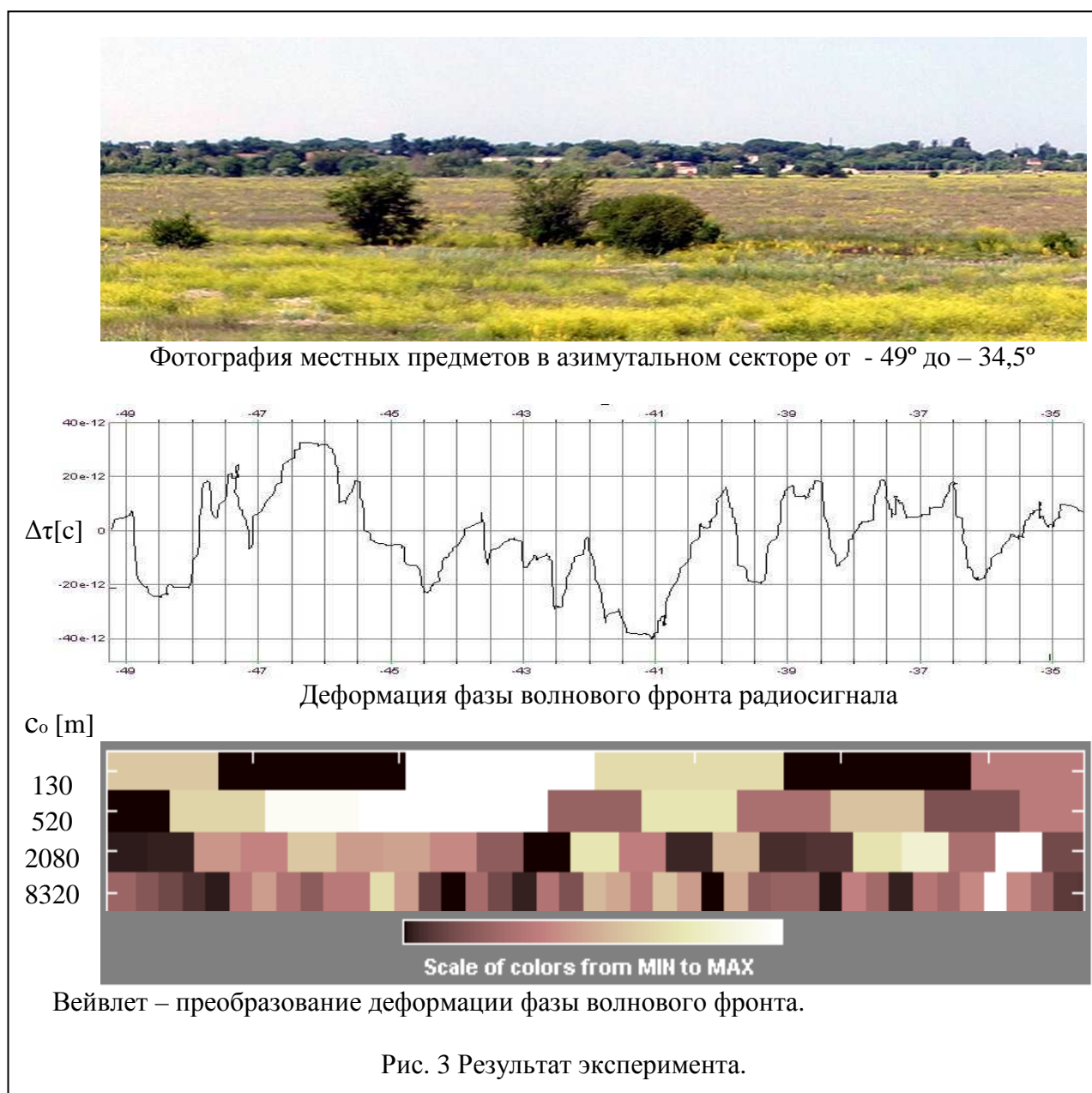
Ограничение $\Delta\varphi \leq 1$, являющееся следствием условия $b \ll r$, допускает замену слагаемых выражения (2) отношениями их мнимых и действительных частей, что и даёт возможность представления $\Delta\Phi$ в виде суммы составляющих.

2. Эксперимент по радиозондированию местности

Изменение кривизны волнового фронта $\Delta\Phi$, получаемое при перемещении источника радиоизлучения в секторе наблюдения, содержащем отражающие объекты, определяет радиоголограмму этих объектов [2]. Разложение $\Delta\Phi$ с переменным разрешением на основе использования вейвлет преобразования [3] обеспечивает возможность формирования двумерного панорамного радиоизображения. Базовая волновая функция преобразования должна выбираться из семейства вейвлетов с обеспечением максимально возможного соответствия виду функции $\delta\varphi(\Delta\beta)$.

На Рис. 3 приведён результат экспериментального радионаблюдения с построением панорамного радиоизображения местных предметов в рабочем

секторе пассивной когерентной системы радиолокации, где по оси абсцисс представлен азимут источника радиоизлучения. По оси ординат, в средней части рисунка, приведена деформация фазы вследствие отражения от местных предметов, изображенных на фотографии сверху. Здесь существенное влияние оказывают близко расположенные объекты, в данном случае кусты. В нижней части рисунка приведено вейвлет преобразование деформации фазы в зависимости от азимута и дальности до источника переотражений. Интенсивность воздействия отражателей показана с помощью градаций серого, где белому цвету соответствует максимум.



Величина деформации фазы волнового фронта представлена в единицах времени $\Delta\tau = \Delta\Phi\omega^{-1}$. Расстояние между точками приёма радиосигнала $b=120\text{м.}$, а дальность до источника излучения $r>100\text{км.}$ Инструментальная погрешность относительных фазовых измерений не превышала одну пикосекунду, которая достигалась за счёт взаимной пространственной привязки фазовых центров антенн дифференциальным методом в системе GPS и калибровки приёмных трактов с высокой точностью. Источником радиосигнала служил самолётный бортовой передатчик дециметрового диапазона длин волн. В качестве базовой волновой функции для разложения $\Delta\Phi$ применён вейвлет *coif 5* [4] с исключением короткопериодической составляющей и шума опцией «De-noise». Сравнение фотографии и радиоизображения панорамы свидетельствует об их идентичности в части отображения пространственного расположения местных предметов.

3. Заключение

Практическое значение полученных результатов заключается в обеспечении возможности с помощью вейвлет преобразования определять параметры отражающих объектов, находящихся в рабочем секторе пассивной когерентной системы радиолокации, формировать их двумерное панорамное радиоизображение и обеспечивать фильтрацию сигналов. На этой основе можно развивать адаптивные методы обработки сигналов с целью повышения точности определения координат источников излучений разностно-фазовыми системами пассивной радиолокации.

Литература

1. Островитянов Р. В., Басалов Ф. А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. – М.; Радио и связь. 1982.
2. Радиоголография и оптическая обработка информации в микроволновой технике. [Сб.ст.], под ред. Л. Д. Бахраха и А. П. Курочкина, Л., 1980.

3. Cohen A., Daubechies I., Jawerth B., Vial P., "Multiresolution analysis, wavelets and fast wavelet transform on an interval," CRAS Paris, Ser. A, t. 316, pp. 417-421.1993.

4. Matlab 7. 0.1.