электронный журнал
МОЛОДЕЖНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ВЕСТНИК
Издатель ФГБОУ ВПО "МГТУ им. Н.Э. Баумана". Эл No. ФС77-51038.

УДК 623.746

Применение методов углового сверхразрешения в неэквидистантной линейной антенной решетке пассивного радиолокатора

***Шкодина А.П.**, студент*
Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана,
кафедра «Проектирование и технология производства электронной аппаратуры»

Научный руководитель: Жураковский В. Н., к.т.н,
Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана
bauman@bmstu.ru

Рассматривается задача нахождения пеленгов источников узкополосных сигналов принимаемых шестиэлементной неэквидистантной антенной решеткой пассивного бортового радиолокатора. На рис 1. представлено взаимное положение антенных элементов и источников в пространстве, которые генерируют волновое поле, измеряемое и в пространстве и во времени антенной решеткой.

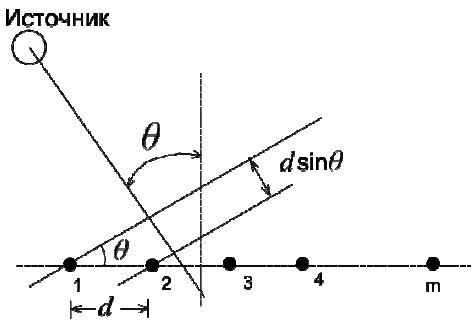

Рис. 1. К проблеме определения угловых координат источников излучения

Если на антенную решетку падает плоская волна только от одного источника излучения, то выходной сигнал k-ого антенного элемента антенной решетки может быть записан в виде [1]:

$$\overline{y}_k(t) = \overline{h}_k(t) * x(t - \tau_k) + \overline{e}_k(t)$$

где $\overline{h}_k(t)$ это импульсная характеристика k-ого сенсора, '*' – операция свертки, τ_k – время, необходимое для распространения волны от опорной точки к k-ому антенному элементу и $\overline{e}_k(t)$ - аддитивный шум. За x(t) обозначено значение сигнала в опорной точке в момент времени t.

Модель сигнала может быть записана в частотной области в виде:

$$\bar{Y}_k(\omega) = \bar{H}_k(\omega) X(\omega) e^{-i\omega\tau_k} + \bar{E}_k(\omega) \qquad (1)$$

Полагая сигнал на входе x(t) узкополосным с известной центральной частотой ω_c, выражение (1) преобразуется к виду (спектр сигнала представлен на рис. 2):

$$\bar{Y}_k(\omega) = \bar{H}_k(\omega)[S(\omega-\omega_c) + S^*(-\omega-\omega_c)]e^{-i\omega\tau_k} + \bar{E}_k(\omega)$$

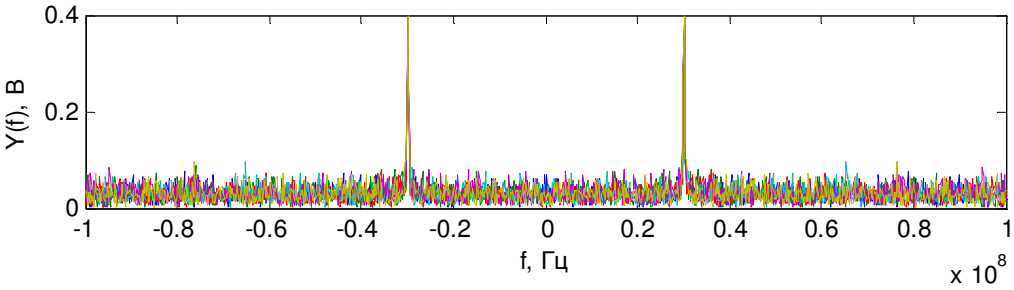

Рис. 2. Спектр сигнала на частоте ω=130 МГц, ω_c=150 МГц, ω_d=200 МГц

Преобразование Фурье демодулированного сигнала содержит низкочастотную и высокочастотную составляющие (спектр представлен на рис. 3):

$$\tilde{Y}_k(\omega) = \bar{H}_k(\omega+\omega_c)[S(\omega) + S^*(-\omega-2\omega_c)]e^{-i(\omega+\omega_c)\tau_k} + \bar{E}_k(\omega+\omega_c)$$

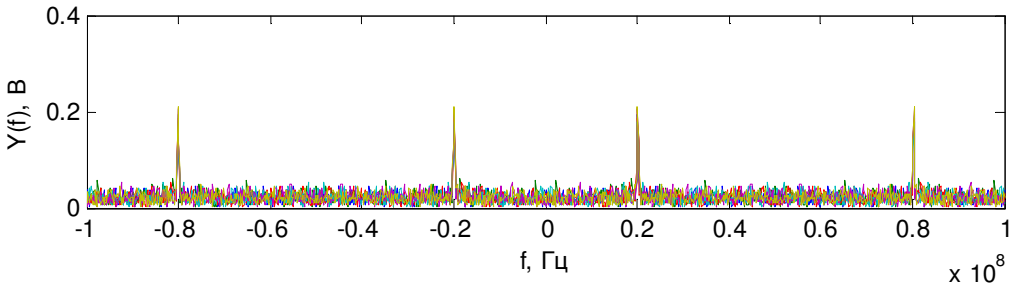

Рис. 3. Спектр демодулированного сигнала на частоте ω=130 МГц, ω_c=150 МГц

Чтобы избавиться от компонент спектра на частоте $\omega=2\omega_c$, сигнал пропускают через фильтр низких частот с полосой соответствующей S(ω). В результате обработки получают квадратуры огибающей сигнала, которые являются действительной и мнимой частями комплексного сигнала (спектр комплексного сигнала представлен на рис. 4):

$$Y_k(\omega) = H_k(\omega+\omega_c) S(\omega) e^{-i(\omega+\omega_c)\tau_k} + E_k(\omega+\omega_c)$$

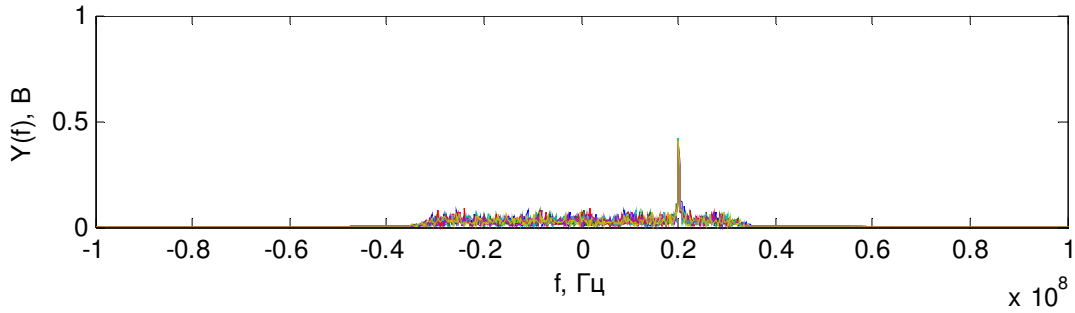

Рис. 4. Спектр сигнала после ФНЧ на частоте ω=130 МГц, ω_c=150 МГц, ω_d=200 МГц

Функциональная схема процесса получения квадратур сигнала показана на рис. 5.

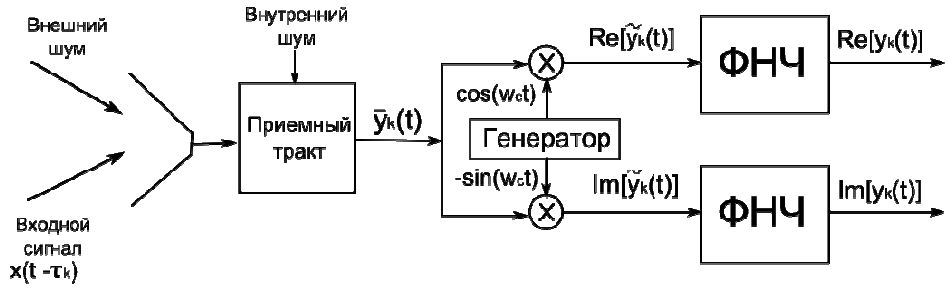

Рис. 5. Схема получения квадратур комплексной огибающей сигнала

Полученный таким образом сигнал на выходе антенной решетки представляет собой комплексный вектор-строку размерности [1x6], компоненты которого можно рассматривать как отсчеты пространственного сигнала с частотой ω_s:

$$y(t) = [a(\theta_1)\ldots a(\theta_n)]\begin{bmatrix} s_1(t) \\ \vdots \\ s_n(t) \end{bmatrix} + e(t) \triangleq As(t) + e(t)$$

где

$$a(\theta) = [1, \quad e^{-i\omega_c d_1 \sin\theta / c}, \ldots, e^{-i\omega_c d_m \sin\theta / c}]^T, \ \omega_s = 2\pi f_s = \omega_c \frac{d\sin\theta}{c}$$

На рис. 6 представлены относительные набеги фаз узкополосного сигнала от одного источника излучения для различных углов прихода волны.

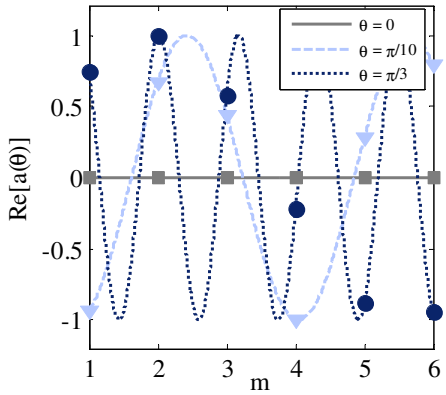

Рис. 6. К определению набегов фаз на антенных элементах

Формирование диаграммы направленности (ДН) методом Бартлетта (см. рис. 7) не позволяет разрешить источники, находящиеся на угловом расстоянии приблизительно меньше 7° (ширины ДН по уровню половинной мощности). Мощность пространственного спектра по методу Бартлетта рассчитывается по формуле:

$$P_B(\theta) = E^H \cdot R \cdot E,$$

где E – управляющий вектор (вектор-гипотеза), R – корреляционная матрица сигнала.

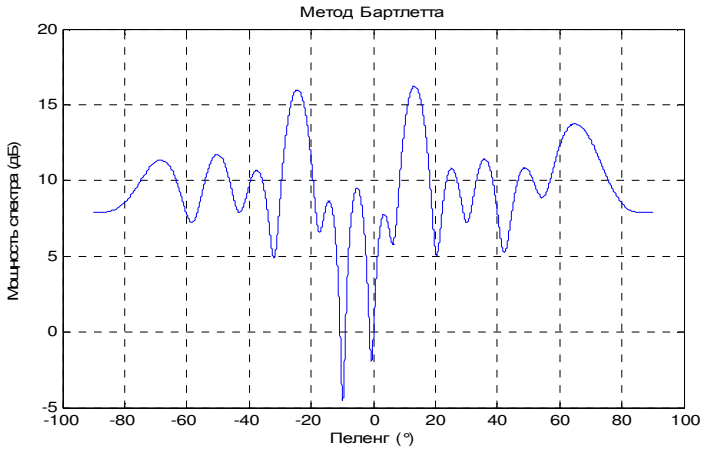

Рис. 7. Пеленгационный рельеф, метод Бартлетта, θ_0=[-24°, 13°], ОСШ=20 дБ

Методы Кейпона и MUSIC относятся к сверхразрешающим (рис. 8). Расчет мощности пространственного спектра производится соответственно по формулам:

$$P_C(\theta) = \frac{1}{E^H \cdot R^{-1} \cdot E}$$

$$P_M(\theta) = \frac{1}{E^H \cdot (\sum_{k=M+1}^{N} V_k V_k^H) \cdot E},$$

где R^{-1} – обратная КМ, M – число источников сигнала, V_k – шумовые собственные вектора КМ, N - число антенных элементов.

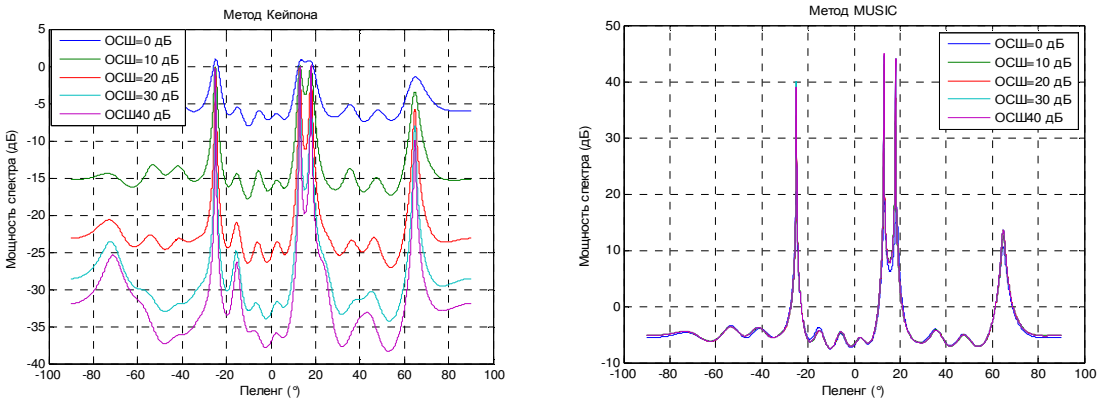

Рис. 8. Пеленгационный рельеф, методы Кейпона и MUSIC, θ_0={-25°, 13°, 18}

Проведенный при моделировании сравнительный анализ точностных характеристик методов получения пространственного спектра показал, что, несмотря на то, что метод MUSIC теоретически дает лучшее разрешение, чем метод Кейпона [2], при больших ОСШ частично коррелированные источники узкополосного сигнала лучше разрешаются методом Кейпона (см. рис. 9).

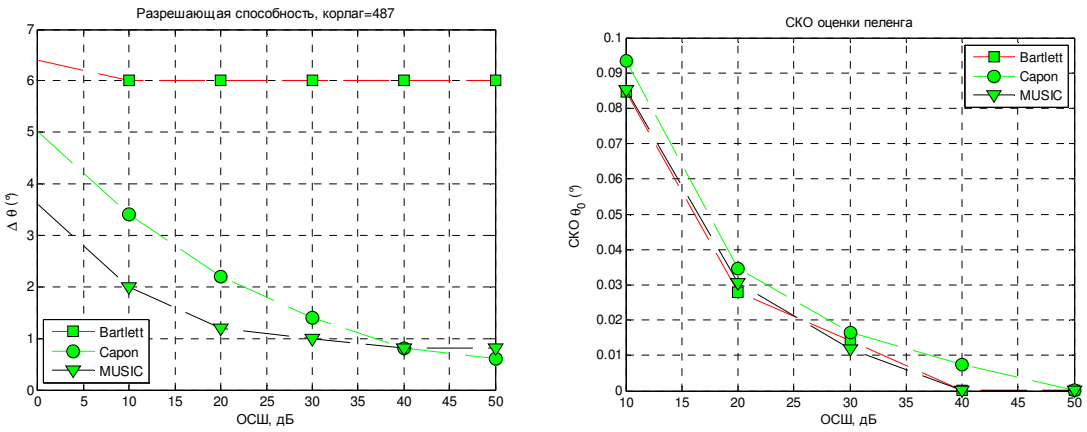

Рис. 9. Разрешающая способность и СКО оценки пеленга двух источников сигнала

Список литературы

1. P. Stoica and R. Moses, Spectral Analysis of Signals. Prentice Hall, NJ, 2005. 427 с.;
2. Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г. Методы оценивания параметров источников сигналов и помех, принимаемых антенной решеткой. Изд.: ННГУ. 2007. 100 с.
3. Jonson D.H. The Application Spectral Estimation Methods to Bearing Estimation Problem // Proc IEEE. 1982. Vol. 70. No. 9. P. 1018-1028.