

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ДИНАМИЧЕСКОЙ ОШИБКИ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ДАЛЬНОСТИ ДО ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПО СФЕРИЧНОСТИ ФРОНТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ

Цуканов О.Ф., Якорнов Е.А.

*Институт телекоммуникационных систем
КПИ им. Игоря Сикорского, г. Киев, Украина
E-mail: yakornov@its.kpi.ua*

Method of estimating dynamic errors in determining the distance to the radio source in the sphere of front of an electromagnetic wave

The technique allows to improve the accuracy of determining the distance of the radio source according to the spherical phase front of electromagnetic wave based on the assessment of dynamic errors. The dynamic error is determined by simulation results and then used for distance calculation.

В работе [1] рассмотрена задача оценки дисперсии дальности до источника радиоизлучения (ИРИ) при его нахождении в зоне Френеля по сферичности фронта электромагнитной волны (ЭМВ), принимаемой линейной антенной решеткой (АР), на основе измерения разности фазовых сдвигов ($\Delta\varphi$). Эта оценка позволяет обоснованно выбирать, например, максимальное количество элементов решетки. За основу оценки был принят параметр $\alpha^* = 1/r^*$, введенный в [2], как параметр, характеризующий сферичность (кривизну) фронта ЭМВ, где r – дальность до ИРИ.

Используя основные положения работы [1] рассмотрим методику оценки динамической ошибки возникающей из-за неточностей измерений $\Delta\varphi$, под которой будем понимать несоответствие выбранной степени полинома аппроксимации реальному изменению фазовых сдвигов. Это позволит повысить точность оценки дальности до ИРИ по сферическому фронту его ЭМВ.

Обозначим расстояние от ИРИ до произвольной точки раскрыва АР как

$$R(L, \theta, r) = \sqrt{(r^2 + L^2 + 2rL \cos \theta)}, \quad (1)$$

где L - ширина раскрыва АР, θ – пеленг на ИРИ (предполагается известным).

Выражение (1) можно записать в виде степенного ряда [3, с.26-29], которое при ограничении членами третьего порядка запишется в виде $R(L, \theta, r) = r \cdot L \cdot \cos \theta + (L^2/2 \cdot r) \cdot \sin^2 \theta + (L^3/2 \cdot r^2) \cdot \cos \theta \cdot \sin^2 \theta$. Тогда изменение фазы на входе АР можно представить в виде [2]

$$\varphi(L, \theta, r) = -k \cdot L \cdot \cos \theta + k \cdot (L^2/2 \cdot r) \cdot \sin^2 \theta + (L^3/2 \cdot r^2) \cdot \cos \theta \cdot \sin^2 \theta + n(L, \theta, r), \quad (2)$$

где $k=2\pi/\lambda$ - волновое число; $n(L, \theta, r)$ - случайные флуктуации фазы. Или

$$\varphi(L, \theta, r) = \Delta \varphi(L, \theta, r) + \Delta \Delta \varphi(L, \theta, r) + n(L, \theta, r), \quad (2.a)$$

где первое слагаемое $\Delta \varphi(L, \theta, r)$ - изменение фазы за счет разности хода лучей между приемными антеннами и равно $\Delta \varphi(L, \theta, r) = -k \cdot L \cdot \cos \theta$; а второе –

$\Delta\Delta\varphi(L, \theta, r)$ - изменение фазы за счет кривизны фазового фронта ЭМВ соответственно равно

$$\Delta\Delta\varphi(L, \theta, r) = k \cdot (L^2/2 \cdot r) \cdot \sin^2 \theta + (L^3/2 \cdot r^2) \cdot \cos \theta \sin^2 \theta \quad (3)$$

Для оценки дальности по сферичности фронта ограничимся вторым членом разложения (2) в ряд и представим его в виде

$$\Delta\Delta\varphi(L, \theta, r) = G L^2 \alpha + n(L, \theta, r), \quad (4)$$

где $G = k \cdot \sin^2 \theta / 2$.

На рис 1 показана зависимость $\Delta\Delta\varphi$ от r , определяемая в соответствии (1) и (4) без учета $n(L, \theta, r)$ (плавная кривая) и с ее учетом.

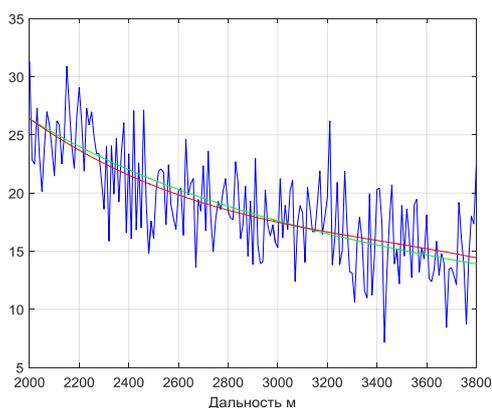


Рис. 1. Зависимость $\Delta\Delta\varphi$ от r

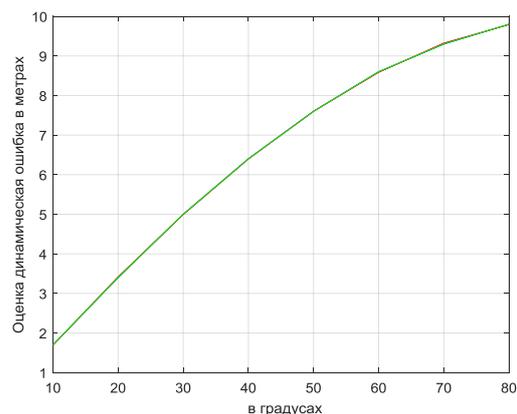


Рис. 2. Зависимость Δr от θ .

После дискретизации (4) для постоянного значения θ запишем его в виде $\overline{\Delta\Delta\varphi}(L, \alpha^*) = \overline{X}(L, \alpha^*) + \overline{n}(L)$, где $\overline{X}(L, \alpha^*)$ - вектор изменения фазы в раскрыве АР.

Далее используем метод определения оценок по максимуму отношения правдоподобия [3] для функции с полностью известными параметрами, кроме измеряемых параметров, и с учетом нормального закона распределения случайных изменений фазы $\overline{n}(L)$ получаем

$$\ln [\overline{\Delta\Delta\varphi}(L, \alpha^*)] = \overline{\Delta\Delta\varphi}(L, \alpha^*)^T \overline{g}(L, \alpha^*) - 0.5 \overline{X}(L, \alpha^*)^T \overline{g}(L, \alpha^*),$$

$$\overline{g}(L, \alpha^*) = \Phi^{-1} \overline{X}(L, \alpha^*),$$

где $\overline{g}(L, \alpha^*) = \Phi^{-1} \overline{X}(L, \alpha^*)$, Φ^{-1} - обратная корреляционная матрица фазовых флюктуаций сигнала.

Максимально правдоподобная оценка соответствует выражению

$$\hat{\alpha} = \frac{\overline{\Delta\Delta\varphi}(L, \alpha^*)^T \overline{g}(L)}{\overline{X}(L)^T \overline{g}(L)} \quad (5)$$

где $\overline{X}(L)$, $\overline{g}(L)$ - нормированные по α $\overline{X}(L, \alpha^*)$, $\overline{g}(L, \alpha^*)$;

$$\overline{X}(L)^T = GL^2/M^2 \left[\left(\frac{M}{2}\right)^2, \left(\frac{M}{2} - 1\right)^2, 2, 1, 0, 1, 2 \left(\frac{M}{2} - 1\right)^2, \left(\frac{M}{2}\right)^2 \right], \quad (6)$$

ожидаемый сигнал в векторной форме, M - количество приемных элементов АР.

Дисперсия ошибки измерения будет равна $\sigma_{\alpha}^2 = \frac{1}{\overline{X}(L)^T \overline{g}(L)}$.

Положим, что фазовые флуктуации некоррелированные. При этом весовой вектор будет соответствовать выражению $\bar{g}(L) = \frac{\bar{X}(L)}{\sigma_{\Phi}^2}$.

Окончательное выражение для оптимальной оценки из (4) и (5) с учетом (6) имеет вид $\hat{\alpha}^* = \frac{\bar{Y}(L, \alpha^*)^T \bar{X}(L)}{\bar{X}(L)^T \bar{X}(L)}$. Учитывая, что $\bar{X}(L)^T \bar{X}(L)$ можно представить в виде известной суммы [4] запишем полученное в [1,2] аналитическое выражение для оценки кривизны фазового фронта в виде

$$\hat{\alpha}^* = 1/r = \frac{15 M^2 \sum_{i=1}^{\frac{M}{2}} i^2 \Delta\varphi_i - \Delta\varphi_{-i}}{G L^2 (M/2)(M/2+1)(M+1)[3(M/2)^2] + 3(M/2) - 1}, \quad (7)$$

где $\Delta\varphi_i, \Delta\varphi_{-i}$ разности фаз между симметричными элементами АР относительно центрального. Выражение (7) позволяет минимизировать случайную ошибку измерения фазы, но динамическую ошибку не уменьшает. Попытка увеличения количества слагаемых в (3) приведет к необходимости расчета оценки $\hat{\alpha}^*$ численными итерационными методами что существенно усложнит практическую реализацию устройства.

Мы рассмотрели методику оценки динамической ошибки при определении дальности до ИРИ для фиксированного пеленга. Однако из вышеприведенных соотношений следует, что динамическая ошибка оценки дальности зависит также и от θ .

Запишем выражение для оценки дальности с учетом (7) в виде $\hat{r} = r + \Delta r$, где Δr обозначено значение динамической ошибки. Определим Δr как разницу результатов моделирования с помощью выражений (1) и (3), при различных значениях θ . При этом коэффициенты аппроксимации Δr от θ определяются методом наименьших квадратов. Зависимость динамической ошибки Δr от значений пеленгов θ приведены на рис. 2.

Результаты имитационного моделирования показывают, что учет динамической ошибки по дальности в зависимости от значения пеленга θ позволяет повысить точность оценивания дальности в сантиметровом диапазоне волн, в среднем на 3-7 метров.

Полученные результаты работы могут быть использованы при разработке аппаратуры многопозиционных систем и систем разнесенного приема для определения местоположения ИРИ с высокой точностью.

Литература

1. Цуканов О.Ф., Якорнов Е.А. Оценка дисперсии дальности до источника радиоизлучения по результатам измерения фазовых сдвигов для выбора максимального количества элементов антенной решетки. Матеріали Десятої Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми телекомунікацій» (ПТ-16) К.: НТУУ «КПІ», 2016, с. 210-211.
2. Патент № 2322681 (Россия) Способ определения дальности до забрасываемого передатчика помех и устройство для его реализации. Кл. МПК: G01S11//00 Боровиков С.Г., Ястребов Ю.В., 2008 г.
3. Кремер И.Я., Кремер А.И., Петров В.М. и др. Пространственно-временная обработка сигналов. - М.: Радио и связь, 1984, 224 с.
4. Интегралы и ряды. Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.И. - М.: Наука, 1981, с.597.