

4. Есаулов С.М., Бабичева О.Ф., Шавкун В.М. Проектирование эталонной модели для системы диагностирования оборудования на транспорте. // Восточно-европейский журнал, 2008. – Вып. 6/2 (36). – С. 39-42.
5. Есаулов С.М., Бабичева О.Ф., Будченко А.В. Применение эталонной модели для автоматической системы диагностирования оборудования на транспорте. // Восточно-европейский журнал, 2009. – Вып. 4/7 (40). – С. 19-22.
6. Промышленные контроллеры и устройства удаленного и распределенного ввода/вывода. –К.: А-ТЕКС, 2007.- 90 с.
7. Архангельский А.Я. Программирование в С++Builder 5.- М.: Бином, 2000.- 587 с.
8. Патент Україна №41820 U G05B13/02 Система керування технологічним об'єктом. //Есаулов С.М., Бабічева О.Ф., Шавкун В.М., Бабаков С.В., Севастьянов О.С. – 10.06.2009. Бюл.№11.

Розглядається кореляційний радіодальномір на основі J-кореляційного методу обробки. Отримані співвідношення, що визначають потенційну точність вимірювання часової затримки та роздільну здатність

Ключові слова: виявлення, пеленгація, кореляційна функція, спектр, відношення сигнал/шум, дисперсія, коефіцієнт кореляції, лінія затримки, режекція, згортка спектрів, крутість характеристики, потенційна точність, роздільна здатність

Рассматривается корреляционный радиодальномер на основе J-корреляционного метода обработки. Получены соотношения, определяющие потенциальную точность измерения временной задержки, разрешающую способность

Ключевые слова: обнаружение, пеленгация, корреляционная функция, спектр, отношение сигнал/шум, дисперсия, коэффициент корреляции, линия задержки, режекция, свертка спектров, крутизна характеристики, потенциальная точность, разрешающая способность

Correlated radio-range station based on J-correlation processing technique is considered. Correlations for determining potential accuracy of time delay measurement and resolvability are obtained

Key words: a detection, a direction finding, a correlation function, a spectrum, a signal-to-noise ratio, a variance, a correlation coefficient, a delay line, rejection, a spectra convolution, a slope of curve, a potential exactitude, a resolving power

УДК 621.396.712.3

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ И РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ РАДИОДАЛЬНОМЕРА НА ОСНОВЕ J-КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ

А.Г. Сорочан

Кандидат технических наук, доцент
Донецкий национальный технический университет
ул. Артема, 58, г. Донецк, Украина, 83001
Контактный тел.: 8-066-250-07-60

Корреляционный метод обработки сигналов имеет широкое применение в различных радиотехнических устройствах, однако в радиолокационных станциях

применение этого метода ограничено. Прежде всего, это связано с неблагоприятным влиянием доплеровского сдвига частоты на корреляционную функцию,

т.к. в этом случае максимум корреляционной функции уменьшается и изменяется ход самой корреляционной функции [1, 2]. Кроме того, точность измерения любого измерительного прибора определяется крутизной характеристики измерителя в точке измерения.

В дальномерах измерение дальности основано на определении временной задержки зондирующего сигнала, прошедшего расстояние передатчик – цель – приемник. В корреляционном методе временная задержка определяется по максимуму корреляционного интеграла. Как правило, корреляционный интеграл непрерывных сигналов имеет колоколообразный вид. Крутизна в вершине корреляционного интеграла равна нулю, а в некоторой ее окрестности она мала, что приводит к формированию некоторой зоны нечувствительности, в которой точность измерения временной задержки низка. Величина этой зоны определяется шириной спектра зондирующего сигнала, но несмотря на расширение спектра зондирующего сигнала, ошибка остается весьма весомой. По этим причинам корреляционные методы не нашли своего широкого развития в построении радиотехнических систем. В [3] предложен метод измерения дальности, основанный на J-корреляционной обработке сигнала. Методы J-корреляционной обработки сигналов изложены в ряде работ [4, 5, 6, 7].

Цель работы

Цель работы - на основании статистического анализа радиодальномера с J-корреляционной обработкой сигнала, проведенного в [6], определить потенциальные возможности измерения временной задержки и разрешающей способности в радиодальномере.

Структурная схема радиодальномера приведена на рис. 1, где Ц1 и Ц2 – первая и вторая цели; Ан.1, Ан.2 – передающая и приемная антенны соответственно; УМ - усилитель мощности; ГНЧ – генератор низкой частоты; ЛТ – линейный тракт приемника; КГ – высокостабильный генератор; СМ – смеситель; РЛЗ – калиброванная регулируемая линия задержки; X1–X2 – перемножители; ЛЗ – линия задержки; УПФ – узкополосный полосовой фильтр; УЦО – устройство цифровой обработки.

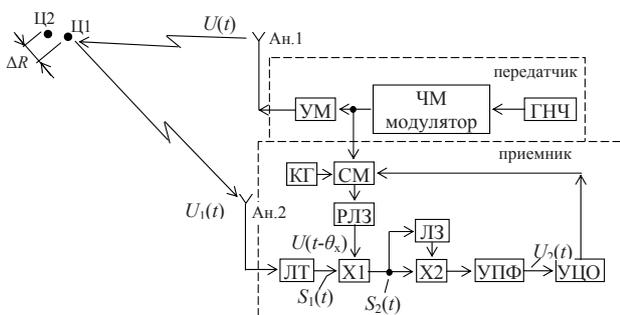


Рис. 1. Структурная схема радиодальномера на основе J-корреляционной обработки. Метод минимума

Потенциальная точность J-корреляционного измерителя дальности

В радиодальномерах измеряемым параметром является временная задержка сигнала зондирования τ ,

которая фиксируется с определенной погрешностью $\Delta\tau$, характеризуемой дисперсией σ_τ^2 или среднеквадратическим значением σ_τ . Полагаем, что систематическая составляющая погрешности отсутствует. Устранены также погрешности, вызванные несовершенством аппаратуры, внешние помехи и условия распространения радиоволн. В таком случае погрешность измерения уменьшается до минимально возможного значения, определяемого собственными шумами линейного тракта приемника дальномера. При этом точность измерения достигает своего максимального значения, называемого потенциальной точностью.

Оценим потенциальные возможности J-корреляционного измерителя дальности. Зондирующим сигналом является сигнал с угловой модуляцией

$$U(t) = U \cos [W_c t + \beta \sin(\Omega t + \varphi)],$$

где U и φ – амплитуда и начальная фаза сигнала; W_c – несущая частота; β – индекс модуляции; Ω – модулирующая частота.

Пусть ΔU_c – наименьшее различимое изменение выходного напряжения сигнала. Изменение уровня сигнала может быть вызвано действием шумового напряжения или изменением дальности объекта. Изменение выходного напряжения, вызванное действием шума, обозначим через $\Delta U_{ш1}$, которое будет равно $\sigma_{ш1}$. То есть $\Delta U_{ш1} = \sigma_{ш1}$, где $\sigma_{ш1}$ – среднеквадратическое отклонение шумового напряжения, действующего на выходе радиодальномера. В тоже время изменение выходного напряжения, вызванное отклонением пространственной временной задержки на величину $\Delta\tau$ (за счет изменения дальности объекта) равно ΔU_c . Кроме того, полагаем, что в некоторой точке $\tau_0 = \theta_x - \tau$, расположенной в окрестности экстремума характеристики и принадлежащей интервалу $\Delta\tau$, ее средняя крутизна постоянна и равна $F(\tau_0) = 0,5\beta\Omega$ [6]. Тогда при небольших отклонениях задержки в соответствии с теоремой Лагранжа справедливо равенство

$$\Delta U_c = F(\tau_0)\Delta\tau U_{см},$$

где $U_{см} = KU_c^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta'_m) J_{(n-1)}(\beta'_m)$ – максимальный уровень выходного сигнала при максимальном значении индекса модуляции $\beta' = \beta'_m$ [6]; K – коэффициент пропорциональности; $J_n(\beta)$ – функция Бесселя n-го порядка от аргумента β .

Тогда, положив равными отклонения ΔU_c и $\Delta U_{ш1}$, получим равенство

$$F(\tau_0)\Delta\tau U_{см} = \sigma_{ш1}.$$

Откуда отклонение пространственной временной задержки определится как

$$\Delta\tau = \frac{1}{\frac{U_{см}}{\sigma_{ш1}} F(\tau_0)} = \frac{2\sigma_{ш1}}{U_{см}\beta\Omega} = \frac{2}{\frac{U_{см}}{\sigma_{ш1}}\beta\Omega} = \sigma_\tau. \tag{1}$$

Значение $\sigma_{ш1}$ определено в [6] равенством

$$\sigma_{ш1} = K \left[\sigma_{ш}^4 \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) J_{(n-1)}^2(\beta) + 4 \frac{U_c^2}{\sigma_{ш}^2} \sum_{n=-1}^1 J_{(n-1)}^2(\beta) \right) \frac{\Delta z}{2\Delta\Omega} \right]^{0.5},$$

где Δz и $\Delta\Omega$ – полосы пропускания фильтра УПФ и ЛТ приемника.

В приведенном выражении среднеквадратическое отклонение шумового напряжения зависит от входного отношения сигнал/шум. Следовательно, при отношении сигнал/шум, меньшем единицы, шумовое напряжение

$$\sigma'_{ш1} = K\sigma_{ш}^2 \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{(n-1)}(\beta) \right) \frac{\Delta z}{2\Delta\Omega}.$$

При отношении сигнал/шум большем единицы

$$\sigma''_{ш1} = K\sigma_{ш}^2 \left(2 \frac{U_c}{\sigma_{ш}} \sum_{n=-1}^1 J_{(n-1)}(\beta) \right) \frac{\Delta z}{\Delta\Omega}.$$

Следовательно, при дальнейшем анализе, в котором необходимо учитывать уровень шумового напряжения на выходе устройства, следует исходить из отношения сигнал/шум, действующего на входе устройства. Тогда на основании (1) среднеквадратическое отклонение пространственной временной задержки, при отношении сигнал/шум на входе меньше единицы, равно

$$\sigma'_{\tau} = \frac{2}{\frac{U_c^2}{\sigma_{ш}^2} \beta \Omega \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{(n-1)}(\beta)} \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta\Omega}} = \frac{1,15}{\left(\frac{U_c}{\sigma_{ш}} \right)^2 \beta \Omega} \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta\Omega}}$$

При входном отношении сигнал/шум больше единицы

$$\sigma''_{\tau} = \frac{4}{\left(\frac{U_c}{\sigma_{ш}} \right)^2 \beta \Omega \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_M') J_{(n-1)}(\beta_M')} \sqrt{\frac{\Delta z}{\Delta\Omega}} = \frac{2,3}{\left(\frac{U_c}{\sigma_{ш}} \right)^2 \beta \Omega} \sqrt{\frac{\Delta z}{\Delta\Omega}}. \quad (2)$$

Повышение точности измерений может быть достигнуто введением на выходе устройства логарифмического усилителя. В этом случае характеристика измерителя будет иметь вид [6]:

$$F_2(\theta_x - \tau) = \log \left[K_1 \sum_{n=-1}^1 J_n(\beta') J_{(n-1)}(\beta') \right],$$

где K_1 – коэффициент пропорциональности.

Крутизна характеристики $F_2(\theta_x - \tau)$ в экстремальной точке $\theta_x - \tau$ имеет разрыв второго рода, т.е. при приближении к экстремальной точке крутизна характеристики стремится к бесконечности. В этом случае крутизна характеристики в окрестности экстремальной точки определится как

$$F_1(\theta_x - \tau) = \frac{[2J_0^2(\beta') + 3J_1^2(\beta')] \beta \Omega}{9,2J_0(\beta') J_1(\beta')} = \frac{\beta \Omega}{4,6J_1(\beta')} \quad (3)$$

Воспользовавшись равенством (1) определим потенциальную точность измерителя дальности с логарифмическим усилением

$$\sigma'_{\tau} = \frac{0,57}{\left(\frac{U_c}{\sigma_{ш}} \right)^2 F(\tau_0)} \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta\Omega}} = \frac{2,6 \cdot J_1(\beta')}{\left(\frac{U_c}{\sigma_{ш}} \right)^2 \beta \Omega} \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta\Omega}}.$$

При приближении временной задержки θ_x в РЛЗ к значению, равному задержке в пространстве τ , индекс модуляции β' стремится к нулю и, как следует из выражения (3), крутизна характеристики измерителя стремится к бесконечности, а определяемая ошибка – к нулю.

Разрешающая способность J-корреляционного измерителя дальности

Для оценки разрешающей способности измерителя дальности будем полагать, что в пространстве расположены два точечных неподвижных объекта, имеющие одинаковые угловые координаты, но отстоящие друг от друга на некотором расстоянии ΔR . Будем считать, что временная задержка, вызванная распространением сигнала в пространстве, от первого объекта равна τ , от второго $\eta = \tau + \Delta\tau$, где $\Delta\tau$ определяется пространственным расстоянием между объектами.

Пусть зондирующий сигнал представляет собой сигнал с угловой модуляцией

$$U(t) = U \cos[W_c t + \beta \sin(\Omega t + \varphi)].$$

В таком случае отраженный от объектов сигнал запишется в виде

$$U_1(t) = U_1 \cos[W_c(t - \tau) + \beta \sin(\Omega(t - \tau) + \varphi)] + U_1 \cos[W_c(t - \eta) + \beta \sin(\Omega(t - \eta) + \varphi)],$$

где U_1 – амплитуды отраженных сигналов первого и второго объектов, при условии равенства эффективных поверхностей рассеивания; W_c – несущая частота сигнала зондирования.

Выходной сигнал ЛТ приемника

$$S_1(t) = U_{c1}(t - \tau) + U_{c2}(t - \eta) + U_{ш}(t) = U_c \cos[W_c(t - \tau) + \beta \sin(\Omega(t - \tau) + \varphi)] + U_c \cos[W_c(t - \eta) + \beta \sin(\Omega(t - \eta) + \varphi)] + U_{ш}(t),$$

где U_{c1}, U_{c2} – сигналы от первого и второго объектов отражения; U_c – амплитуды входных сигналов; $U_{ш}(t) = A(t) \cos[W_c t + \Phi(t)]$ – нормальный стационарный шумовой процесс, занимающий полосу частот $\Delta\Omega$ со средней частотой $W_c > \Delta\Omega$; $A(t)$ – огибающая; $\Phi(t)$ – мгновенная фаза, равномерно распределенная на интервале $0 - 2\pi$.

Корреляционная функция шумового процесса описывается выражением $R_{ш}(z) = \sigma_{ш}^2 \rho(z)$, в котором $\sigma_{ш}^2$ – дисперсия процесса, а $\rho(z) = \frac{\sin(\Delta\Omega z)}{\Delta\Omega z}$ – коэффициент корреляции.

Сигнал $S_1(t)$ поступает на вход первого множителя X_1 . На другом его входе действует сигнал зондирования от передающей части станции, смещенный на частоту W_{Γ} гетеродина Γ и прошедший линию задержки РЛЗ с задержкой θ_x , который запишется как

$$U(t - \theta_x) = U \cos[(W_c - W_r)(t - \theta_x) + \beta \sin(\Omega(t - \theta_x)) + \varphi] .$$

Сигнал на выходе перемножителем X1 запишется в виде

$$\begin{aligned} S_2(t) &= [U_{c1}(t - \tau) + U_{c2}(t - \eta) + U_{m1}(t)]U(t - \theta_x) = \\ &= K' U_c \cos[W_r t + \beta_1 \cos[\Omega(t - 0,5(\tau + \theta_x))] + \varphi_1] + \\ &+ K' U_c \cos[W_r t + \beta_2 \cos[\Omega(t - 0,5(\eta + \theta_x))] + \varphi_2] + \\ &+ K' A(t) U \cos[W_r t + \beta \sin(\Omega(t - \theta_x) + \varphi + \varphi_1 + \Phi(t))] =, \\ &= S_{c1}(t) + S_{c2}(t) + U_{m1}(t) \end{aligned}$$

где K' – коэффициент пропорциональности; $\beta_1 = 2\beta \sin(0,5\Omega(\theta_x - \tau))$ и $\beta_2 = 2\beta \sin(0,5\Omega(\theta_x - \eta))$ – вновь сформированные индексы модуляции;

$$\varphi_1' = (W_c - W_r)\theta_x ; \varphi' = W_c(\theta_x - \tau) - W_r\theta_x .$$

В полученном выражении индексы модуляции β_1 и β_2 определены разностью задержек в РЛЗ θ_x и пространственными временными задержками τ и η .

Сигнал $S_2(t)$ разделяется на две части $S_2'(t)$ и $S_2''(t)$. Одна из них, $S_2''(t)$, задерживается на время τ_1 и перемножается со второй частью сигнала. На выходе второго перемножителя X2 фильтром УПФ выделяется сигнал

$$\begin{aligned} U_2(t) &= S_2'(t)S_2''(t - \tau_1) = S_{c1}'(t)S_{c1}''(t - \tau_1) + S_{c1}'(t)S_{c2}''(t - \tau_1) + \\ &+ S_{c2}'(t)S_{c1}''(t - \tau_1) + S_{c2}'(t)S_{c2}''(t - \tau_1) + S_{c1}''(t - \tau_1)U_{m1}'(t) + \\ &+ S_{c2}''(t - \tau_1)U_{m1}'(t) + S_{c1}'(t)U_{m1}''(t - \tau_1) + S_{c2}'(t)U_{m1}''(t - \tau_1) + U_{m1}'(t)U_{m1}''(t - \tau_1) \end{aligned}$$

где

$$S_{c1}'(t)S_{c1}''(t - \tau_1) = K_2 U_c^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_1) J_{(n-1)}(\beta_1) \cos[\Omega t - 0,5\Omega(\theta + \tau + \tau_1) + n\Omega\tau_1]$$

$$S_{c1}'(t)S_{c2}''(t - \tau_1) = K_2 U_c^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_2) J_{(n-1)}(\beta_2) \cos[\Omega t - 0,5\Omega(\theta + \tau + \tau_1) + n\Omega\tau_1]$$

$$S_{c2}'(t)S_{c1}''(t - \tau_1) = K_2 U_c^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_2) J_{(n-1)}(\beta_1) \cos[\Omega t - 0,5\Omega(2\theta + \tau + \eta + \tau_1)]$$

$$S_{c2}'(t)S_{c2}''(t - \tau_1) = K_2 U_c^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_1) J_{(n-1)}(\beta_2) \cos[\Omega t - 0,5\Omega(2\theta + \tau + \eta + \tau_1)]$$

K_2 – коэффициент пропорциональности.
Сумма

$$\begin{aligned} &S_{c1}''(t - \tau_1)U_{m1}'(t) + S_{c2}''(t - \tau_1)U_{m1}'(t) + S_{c1}'(t)U_{m1}''(t - \tau_1) + \\ &+ S_{c2}'(t)U_{m1}''(t - \tau_1) + U_{m1}'(t)U_{m1}''(t - \tau_1) \end{aligned}$$

представляет собой шумовую составляющую, среднеквадратическое отклонение которой

$$\sigma_{m2} = K_2 \sigma_m^2 \left[\left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) J_{(n-1)}^2(\beta) + 4 \frac{U_c^2}{\sigma_m^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta_1) J_{(n-1)}^2(\beta) + \right.$$

$$\left. + 4 \frac{U_c^2}{\sigma_m^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta_2) J_{(n-1)}^2(\beta) \right) \frac{\Delta z}{2\Delta\Omega} \Big]^{0,5} . \quad (4)$$

Разрешающую способность оценивают наименьшим расстоянием между объектами, при котором возможно их раздельное наблюдение. Поэтому полагаем, что значение $\Delta\tau$ – мало. В этом случае сигнальная составляющая напряжения $U_2(t)$ на выходе УПФ определится в виде

$$\begin{aligned} S_{cc1}(t) &= S_{c1}'(t)S_{c1}''(t - \tau_1) + \\ &+ S_{c1}'(t)S_{c2}''(t - \tau_1) + S_{c2}'(t)S_{c1}''(t - \tau_1) + \\ &+ S_{c2}'(t)S_{c2}''(t - \tau_1) . \end{aligned}$$

Тогда на участке временных задержек в РЛЗ $\tau \leq \theta_x \leq \eta$ индексы модуляции β_1 и β_2 будут меньше 0,5. Следовательно, порядок функций Бесселя не будет превышать $n = 1$. Поэтому сигнальная составляющая $S_{cc1}(t)$ запишется в виде

$$S_{cc1}(t) = S_0 = K_2 U_c^2 [J_1(\beta_1) + J_1(\beta_2)] = K_2 U_c^2 \beta \Omega \Delta\tau .$$

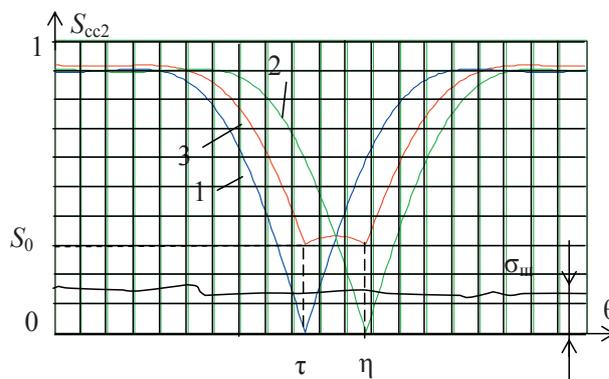


Рис . 2. Зависимость относительного уровня выходного напряжения от временной задержки θ_x в РЛЗ для двух объектов

Из полученного равенства следует, что уровень сигнальной составляющей на участке временных задержек в РЛЗ $\tau \leq \theta_x \leq \eta$ пропорционален величине $\Delta\tau$, что очевидно из рис. 2 и рис. 3.

На рис. 2 и рис. 3 отображены зависимости относительного уровня выходного напряжения от временной задержки θ_x в РЛЗ для двух объектов. Кривые 1 и 2 – при раздельном наблюдении первого и второго объектов; 3 – при их совместном наблюдении.

Количественной оценкой разрешающей способности принято считать среднеквадратическое отклонение $\sigma_{\Delta\tau}$, которое определяется из условия превышения выходного сигнала вдвое уровня шумового напряжения, т.е. из равенства $S_0 = \sigma_{m2}$. Следовательно, среднеквадратическая ошибка измерения разностной пространственной временной задержки, полученной в результате действия шумового напряжения, запишется в виде

$$\Delta\tau = \frac{\sigma_{m2}}{K_2 U_c^2 \beta \Omega} .$$

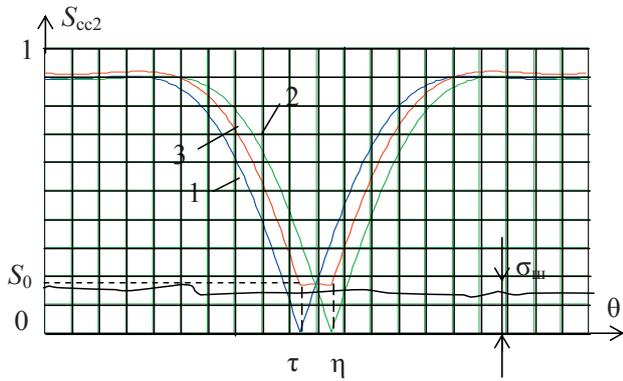


Рис. 3. Зависимость относительного уровня выходного напряжения от временной задержки θ в РЛЗ для двух объектов

Для определения среднеквадратического отклонения $\sigma_{\Delta\tau}$ рассмотрим два случая, когда отношение сигнал/шум < 1 и когда отношение сигнал/шум > 1 .

При отношении сигнал/шум < 1 среднеквадратическое отклонение шумового напряжения можно записать в виде

$$\sigma_{m2} = K_2 \sigma_m^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{(n-1)}(\beta) \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta\Omega}}$$

Следовательно, разрешающая способность определится среднеквадратической ошибкой в виде

$$\sigma_{\Delta\tau} = \frac{\sigma_{m2}}{K_2 U_c^2 \beta \Omega} = \frac{1}{\left(\frac{U_c}{\sigma_m}\right)^2 \beta \Omega} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{(n-1)}(\beta) \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta\Omega}}$$

Из полученного выражения следует, что разрешающая способность радиодальномера обратно пропорциональна квадрату отношения сигнал/шум и произведению $\beta\Omega$. Произведение $\beta\Omega$ можно трактовать как крутизну характеристики измерителя или как ширину спектра сигнала зондирования.

При отношении сигнал/шум больше единицы среднеквадратическое отклонение шумового напряжения будет иметь вид

$$\sigma_{m2} = \sqrt{2} K_2 \sigma_m^2 \frac{U_c}{\sigma_m} \sqrt{\frac{\Delta z}{\Delta\Omega}} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} (J_n^2(\beta_1) + J_n^2(\beta_2)) J_{(n-1)}^2(\beta) \right]^{0.5} \quad (5)$$

Так как измерения временных интервалов производятся в окрестности экстремальной точки характеристики, то следует полагать значения разности задержек $(\theta_x - \tau)$ и $(\theta_x - \eta)$ малыми. Тогда индексы модуляции $\beta_1 = 2\beta \sin(0,5\Omega(\theta_x - \tau))$ и $\beta_2 = 2\beta \sin(0,5\Omega(\theta_x - \eta))$ будут равны соответственно $\beta_1 = \beta\Omega(\theta_x - \tau)$ и $\beta_2 = \beta\Omega(\theta_x - \eta)$, которые также малы. Учитывая, что функция Бесселя первого порядка $J_1(\beta)$ при малых значениях аргумента β равна $J_1(\beta) = 0,5\beta$, то равенство (5) запишется в виде

$$\sigma_{m2}'' = \sqrt{2} K_2 \sigma_m^2 \frac{U_c}{\sigma_m} \sqrt{\frac{\Delta z}{\Delta\Omega}} \left[\left(\frac{\beta\Omega}{2}\right)^2 ((\theta_x - \tau)^2 + (\theta_x - \eta)^2) \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{(n-1)}^2(\beta) \right]^{0.5}$$

В полученном выражении разности $(\theta_x - \tau)$ и $(\theta_x - \eta)$ можно рассматривать как среднеквадратические ошибки измерения пространственных временных задержек, определяемых расстоянием до объектов, т.е. σ_{τ_1}'' и σ_{τ_2}'' . Полагаем, что цели одинаковы и имеют равные эффективные площади рассеяния. В этом случае среднеквадратические ошибки $\sigma_{\tau_1}'' = \sigma_{\tau_2}'' = \sigma_{\tau}''$ определяются равенством (2). Тогда

$$\sigma_{m2}'' = \sqrt{2} K_2 \sigma_m^2 \frac{U_c}{\sigma_m} \left(\frac{\beta\Omega}{2}\right) \sigma_{\tau}'' \sqrt{\frac{\Delta z}{\Delta\Omega} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{(n-1)}^2(\beta)}$$

Следовательно, среднеквадратическая ошибка измерения разности временной задержки определится в виде

$$\sigma_{\Delta\tau}'' = \frac{\sigma_{m2}''}{K_2 U_c^2 \beta \Omega} = \sigma_{\tau}'' \frac{\sqrt{\frac{\Delta z}{\Delta\Omega} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{(n-1)}^2(\beta)}}{\sqrt{2} \left(\frac{U_c}{\sigma_m}\right)}$$

С учетом (2) и свойства квадратов функций Бесселя, что $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{(n-1)}^2(\beta) = 1$, получим

$$\sigma_{\Delta\tau}'' = \frac{2,3}{\sqrt{2}} \frac{\Delta z}{\left(\frac{U_c}{\sigma_m}\right)^3 \beta \Omega \Delta\Omega}$$

Из полученного выражения следует, что среднеквадратическое отклонение разрешающей способности измерителя дальности обратно пропорционально кубу отношения сигнал/шум и параметрам сигнала: индексу модуляции и модулирующей частоте.

Для m объектов с одинаковыми эффективными поверхностями рассеяния и равными расстояниями между соседними объектами разрешения (т.е. с равными $\Delta\tau$ - разностями временных задержек между ними), амплитуда сигнальной составляющей определяется как

$$S_m = K_2 U_c^2 [J_1(\beta_1) + J_1(\beta_2) + \dots + J_1(\beta_m)] = \left[\frac{(m-1)m}{2} \right] K_2 U_c^2 \beta \Omega \Delta\tau$$

где K_2 – коэффициент пропорциональности.

Тогда для действующего на входе отношения сигнал/шум < 1 среднеквадратическое отклонение шума определено выражением (4), а разрешающая способность будет определена в виде

$$\sigma_{\Delta\tau m}'' = \frac{1}{\left[\frac{(m-1)m}{2} \right] \left(\frac{U_c}{\sigma_m}\right)^2 \beta \Omega} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{(n-1)}(\beta) \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta\Omega}}$$

Из полученного выражения следует увеличение разрешающей способности в рассматриваемом методе от числа объектов разрешения.

При отношениях сигнал/шум больше единицы среднеквадратическое отклонение шумового напряжения по аналогии с (5) запишется в виде

$$\sigma''_{m2} = \sqrt{2}K_2\sigma_m^2 \frac{U_c}{\sigma_m} \sqrt{\frac{\Delta z}{\Delta\Omega}} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} (J_n^2(\beta_1) + J_n^2(\beta_2) + \dots + J_n^2(\beta_m)) J_{(n-1)}^2(\beta) \right]^{0.5}$$

После несложных преобразований получаем:

$$\sigma''_{m2} = \sqrt{2}K_2\sigma_m^2 \frac{U_c}{\sigma_m} \left(\frac{\beta\Omega}{2}\right) \sigma''_{\tau} \sqrt{\sum_{m=1}^N (m-1)^2} \cdot \sqrt{\frac{\Delta z}{\Delta\Omega} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{(n-1)}^2(\beta)}$$

Тогда разрешающая способность радиодальномера для m объектов с учетом того, что $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{(n-1)}^2(\beta) = 1$, будет оцениваться выражением

$$\sigma''_{\Delta tm} = \frac{\sqrt{2 \sum_{n=1}^m (n-1)^2} (\sigma''_{\tau})}{[(m-1)m] \left(\frac{U_c}{\sigma_m}\right)} \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta\Omega}}$$

где m – число объектов.

На рис. 4 приведена графическая зависимость отношения

$$y(m) = \frac{(m-1)m}{2 \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^m (n-1)^2}}$$

как функции числа объектов, из которой следует, что с ростом m множитель $y(m)$ растет незначительно. Так разрешающая способность увеличится в два раза, если число объектов разрешения будет более 6.

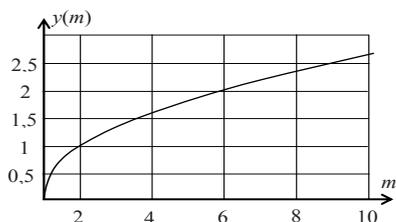


Рис. 4. Графическая зависимость повышения разрешающей способности радиодальномера при увеличении числа объектов наблюдения

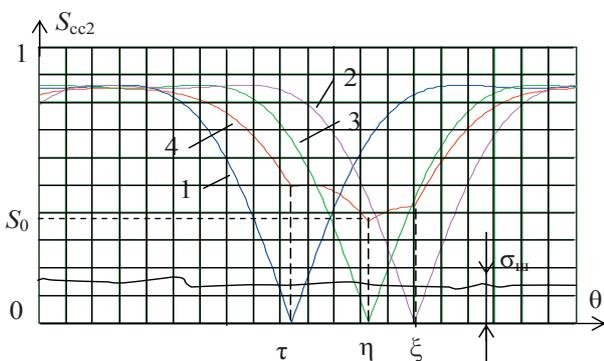


Рис. 5. Зависимость относительного уровня выходного напряжения от временной задержки θ в РЛЗ для трех объектов отражения, где кривые 1,2 и 3 соответствуют раздельному наблюдению объектов; кривая 4 – при их совместном наблюдении

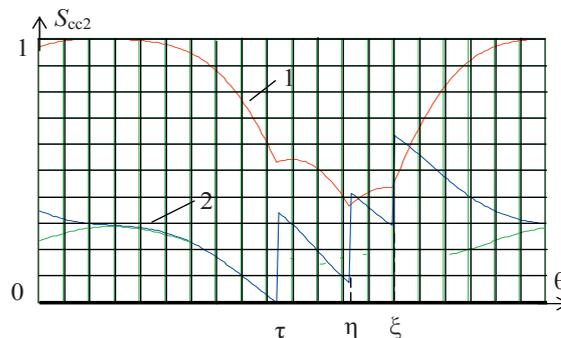


Рис. 6. Результат дифференцирования выходного напряжения при совместном наблюдении трех объектов (1 – относительный уровень выходного напряжения от временной задержки в РЛЗ, 2 – первая производная)

Таким образом, разрешающая способность измерителя дальности повышается с увеличением числа объектов разрешения. На рис.5 показано поведение сигнальной составляющей $S_{cc1}(t)$ для трех объектов отражения. Из результатов, приведенных на рис. 2 и рис. 4 очевидно, что эффективным способом разрешения объектов является дифференцирование выходного сигнала, т.к. в экстремальных точках τ , η и ξ производная имеет точки разрыва. Результат дифференцирования сигнальной составляющей для трех объектов приведен на рис. 6.

Проведенный анализ радиодальномера на основе J-корреляционной обработки сигнала показывает возможность достижения высоких потенциальных характеристик. Точность измерений зависит от входного отношения сигнал/шум, параметров сигнала и устройства, реализующего метод. Показано, что с увеличением числа объектов разрешающая способность повышается.

Литература

1. Ланге Ф. Статистические аспекты построения измерительных систем. – М.: Радио и связь, 1981. – 167с.
2. Современная радиолокация (анализ, расчет и проектирование систем) / перевод с англ. под ред. Ю.Б. Кобзарева М.: Сов. радио 1969. – 704с.
3. Патент № 70379 UA, G01S 13/34, G01S 13/40. J-корреляційний спосіб вимірювання далькості і пристрій, який його реалізує / А.Г. Сорочан, С.М. Лігінов, В.І. Литвиненко. – 2004. – Бюл.№10.
4. Сорочан А.Г. J-корреляционный метод пеленгации // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2001. – №11. – С.57 – 65.
5. Сорочан А.Г. Второй способ J-корреляционного метода пеленгации // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – № 10. – С.53 – 60.
6. Сорочан А.Г. Радиодальномер на основе J-корреляционного метода обработки сигнала (метод минимума) // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2005. - №2. – С. 18 – 21.
7. Сорочан А.Г. Частотный радиодальномер с J-корреляционной обработкой сигнала //2-га міжнародна науково-практична конференція «Інтегральні інтегровані радіотехнічні комплекси» ПРТК-2009, Київ, КНАУ. – С. 356 – 357.