

УДК 621.396.969.181.4

*А.Г. Сорочан*Научно-исследовательский институт комплексной автоматизации,
г. Донецк, Украина

Разрешающая способность радиодальномера на основе J -корреляционного метода обработки сигнала (метод минимума)

Проводится статистический анализ метода измерения дальности, реализованного на основе корреляционной обработки сигнала, при входном сигнале от двух и более объектов. Получены соотношения, определяющие разрешающую способность метода для двух и m объектов.

С появлением J -корреляционного метода обработки сигнала стало возможным решение ряда проблем пеленгации, связанных с повышением точности измерения временной задержки входных сигналов [1], [2], повышения чувствительности приемников обнаружения [3], повышения дальности действия радиолокационных станций [4], [5]. Привлекательным этот метод обработки стал и для радиодальномеров, для которых до настоящего времени считалось нецелесообразным применение корреляционного метода. Это связано с неблагоприятным влиянием эффекта Доплера на корреляционную функцию, так как в этом случае максимум корреляционной функции $R(z)$ при $z = 0$ уменьшается и изменяется ее ход. Поэтому локация движущихся целей с помощью корреляционной пеленгации сильно затруднена [6]. В [7] предложен метод измерения дальности, основанный на J -корреляционной обработке сигнала [1], всесторонний анализ которого является актуальной задачей.

Цель работы – анализ разрешающей способности радиодальномера на основе J -корреляционного метода обработки сигнала.

На рис. 1 приведена структурная схема радиодальномера, состоящая из передатчика, в состав которого входят: Ан.1 – передающая антенна, УМ – усилитель мощности, модулятор, ГНЧ – генератор низкой частоты; и приемника в составе: Ан.2 – приемной антенны, ЛТ – линейного тракта, КГ – кварцевого генератора, РЛЗ – калиброванной регулируемой линии задержки, СМ – смесителя, Х1 – Х3 – первого – третьего перемножителей, ЛЗ – линии задержки, ФНЧ – фильтра нижних частот, УПФ – узкополосного полосового фильтра, УЦО – устройства цифровой обработки.

В модуляторе на частоте W_c формируется ЧМ сигнал, модулированный по частоте гармоническим колебанием с частотой Ω и индексом модуляции β , т.е.

$$U(t) = U \cos[W_c t + \beta \sin(\Omega t + \varphi)], \quad (1)$$

где U и φ – амплитуда и начальная фаза сигнала соответственно.

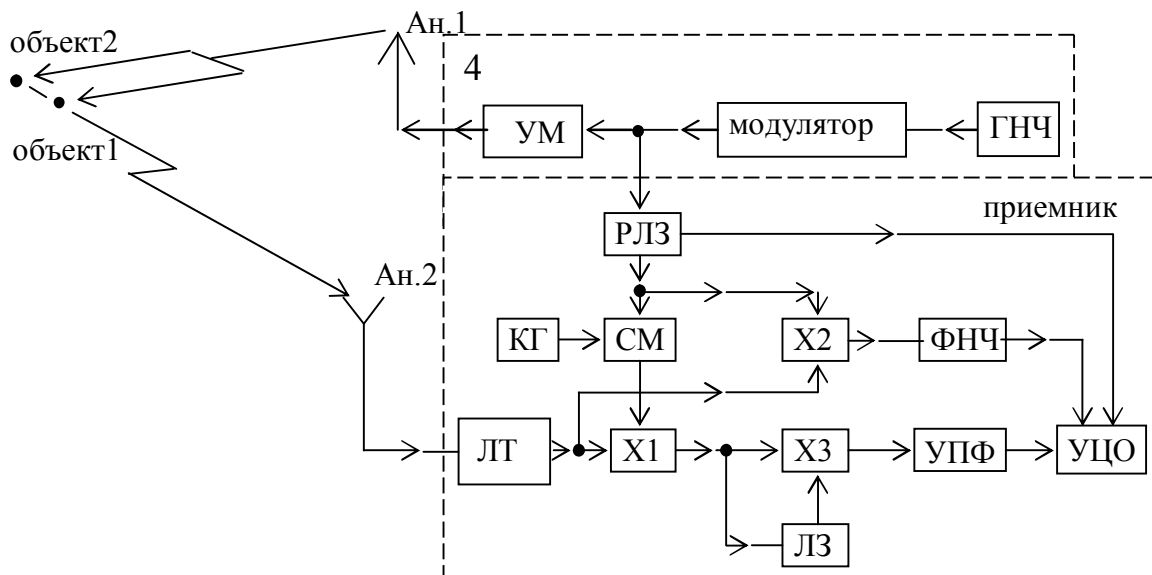


Рисунок 1 – Структурная схема радиодальномера

Сигнал (1) делится на две части, одна из которых после усиления излучается в пространство. Будем полагать, что в пространстве расположены два точечных неподвижных объекта, которые имеют одинаковые угловые координаты, но расположены друг от друга на некотором расстоянии. 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. В таком случае, отраженный от объектов сигнал запишется в виде

$$U_1(t) = U_{c1}\cos[W_c(t - \tau) + \beta\sin(\Omega(t - \tau) + \varphi)] + U_{c2}\cos[W_c(t - \eta) + \beta\sin(\Omega(t - \eta) + \varphi)].$$

Выходной сигнал линейного тракта приемника

$$S_2(t) = U_{c1}(t - \tau) + U_{c2}(t - \eta) + U_{ш}(t) = \\ = U_c\cos[W_c(t - \tau) + \beta\sin(\Omega(t - \tau) + \varphi)] + U_c\cos[W_c(t - \eta) + \beta\sin(\Omega(t - \eta) + \varphi)] + U_{ш}(t),$$

где U_{c1}, U_{c2} – сигналы от первого и второго объектов отражения;

U_c – амплитуды входных сигналов (при условии одинаковой эффективной площади рассеяния объектов).

Другая часть сигнала (1) поступает в приемник и на выходе линии задержки РЛЗ запишется в виде

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

где θ_x – временная задержка в РЛЗ.

В результате перемножения сигналов $U(t - \theta_x)$ и $S_2(t)$ на выходе перемножителя Х2, выделяется сигнал

$$S_3(t) = [U_{c1}(t - \tau) + U_{c2}(t - \eta) + U_{ш}(t)]U(t - \theta_x) = \\ = K'U_c\cos[W_r t + \beta_1\cos\Omega[t - 0,5\Omega(\tau + \theta_x)] + \varphi_1] + U_c\cos[W_r t + \beta_2\cos\Omega[t - 0,5\Omega(\eta + \theta_x)] + \varphi_2] + \\ + 2K'A(t)\cos[W_c t + \Phi(t)]U_c\cos[(W_c - W_r)(t - \theta_x) - \beta\sin(\Omega(t - \theta_x) + \varphi)] = S_{c1}(t) + S_{c2}(t) + U_{ш}(t),$$

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.

В полученном сигнале $S_3(t)$ каждая сигнальная составляющая имеет свой индекс модуляции, определяемый разностью θ_x – временных задержек в РЛЗ и соответствующих пространственных задержек τ и η .

В результате деления сигнала $S_3(t)$ на две равные части $S_3'(t)$ и $S_3''(t)$, задержки одной из них – $S_3''(t)$ – на время τ_1 и перемножения со второй частью сигнала, на выходе перемножителя ХЗ фильтром УПФ выделяется сигнал

$$U_2(t) = [S_3'(t)][S_3''(t - \tau_1)] = S_{c1}'(t)S_{c1}''(t - \tau_1) + S_{c1}'(t)S_{c2}''(t - \tau_1) + S_{c2}'(t)S_{c1}''(t - \tau_1) + S_{c2}'(t)S_{c2}''(t - \tau_1) + S_{c1}''(t - \tau_1)U'_m(t) + S_{c2}''(t - \tau_1)U'_m(t) + S_{c1}'(t)U''_m(t - \tau_1) + S_{c2}'(t)U''_m(t - \tau_1) + U'_m(t)U''_m(t - \tau_1),$$

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

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

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

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

K_2 – коэффициент пропорциональности.

Сумма $S_{c1}''(t - \tau_1)U'_m(t) + S_{c2}''(t - \tau_1)U'_m(t) + S_{c1}'(t)U''_m(t - \tau_1) + S_{c2}'(t)U''_m(t - \tau_1) + U'_m(t)U''_m(t - \tau_1)$ представляет шумовую составляющую, среднеквадратическое отклонение которой:

$$\sigma_{ш2} = K_2 \left[\left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta)J_{(n-1)}^2(\beta)\sigma_{ш}^4 + 4U_c^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta_1)J_{(n-1)}^2(\beta)\sigma_{ш}^2 + 4U_c^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta_2)J_{(n-1)}^2(\beta)\sigma_{ш}^2 \right) \frac{\Delta z}{2\Delta\Omega} \right]^{0,5}. \quad (2)$$

Разрешающую способность оценивают как наименьшее расстояние между объектами, при котором возможно их раздельное наблюдение, из этого следует полагать, что значение $\Delta\tau$ – мало. В этом случае сигнальная составляющая

$$S_{cc1}(t) = S_{c1}'(t)S_{c1}''(t - \tau_1) + S_{c1}'(t)S_{c2}''(t - \tau_1) + S_{c2}'(t)S_{c1}''(t - \tau_1) + S_{c2}'(t)S_{c2}''(t - \tau_1)$$

напряжения $U_2(t)$ на участке временных задержек в РЛЗ $\tau \leq \theta_x \leq \eta$, на котором β_1 и β_2 меньше 0,5, а значение $n = 1$, будет описываться выражением

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

Из приведенного равенства следует, что уровень сигнальной составляющей на этом участке пропорционален величине $\Delta\tau$, как показано на рис. 2.

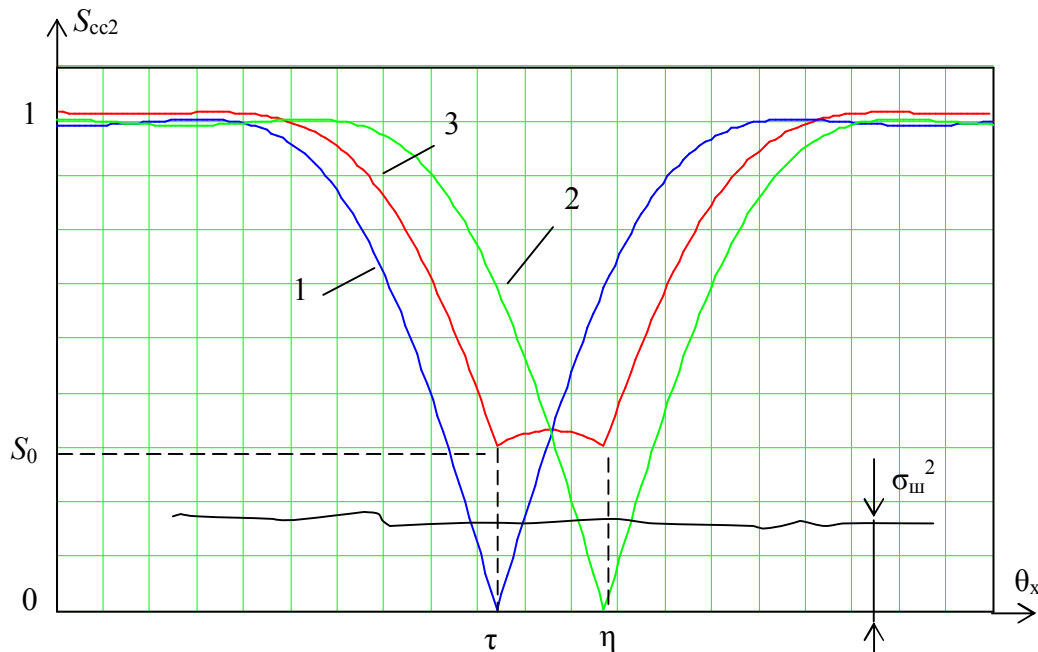


Рисунок 2 – Зависимость относительного уровня выходного напряжения от временной задержки θ_x в РЛЗ для двух объектов: 1 и 2 – при отдельном наблюдении первого и второго объектов; 3 – при их совместном наблюдении

Количественной оценкой разрешающей способности принято среднеквадратическое отклонение ($\sigma_{\Delta\tau}$), которое определяется из условия превышения выходного сигнала вдвое уровня шумового напряжения, т.е. из равенства $S_0 = \sigma_{ш2}$. Для определения среднеквадратического отклонения рассмотрим два случая, когда отношение сигнал/шум $\gg 1$ и сигнал/шум $\ll 1$.

В первом случае из (2) следует

$$\begin{aligned} \sigma'_{ш2} &= \sqrt{2} K_2 U_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{(n-1)}(\beta) [J_n^2(\beta_1) + J_n^2(\beta_2)]^{0,5} \sigma_{ш} \sqrt{\frac{\Delta Z}{\Delta \Omega}} = \\ &= \sqrt{2} K_2 U_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{(n-1)}(\beta) \beta \Omega \Delta \tau \sigma_{ш} \sqrt{\frac{\Delta Z}{\Delta \Omega}}, \end{aligned}$$

тогда из условия $S_0 = \sigma_{ш2}$, получим

$$\sigma_{\Delta\tau 1} = \sqrt{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{(n-1)}(\beta) \Delta \tau (\sigma_{ш} / U_c) \sqrt{\frac{\Delta Z}{\Delta \Omega}}.$$

Из полученного выражения следует, что среднеквадратическое отклонение разрешающей способности радиодальномера пропорционально параметрам зондирующего сигнала, входному отношению шум/сигнал, корню квадратному из отношения выходной и входной полос пропускания приемного устройства и расстоянию между объектами разрешения, причем с увеличением расстояния разрешающая

способность ухудшается. Это объясняется тем, что увеличение $\Delta\tau$ приводит к росту уровня сигнальной составляющей на участке $\tau \leq \theta_x \leq \eta$.

Во втором случае из (2) следует

$$\sigma_{ш2}'' = K_2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{(n-1)}(\beta) \sigma_{ш}^2 \sqrt{\frac{\Delta Z}{2\Delta\Omega}},$$

поэтому

$$\sigma_{\Delta\tau 2} = \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{(n-1)}(\beta) \sigma_{ш}^2 \sqrt{\frac{\Delta Z}{2\Delta\Omega}}}{U_c^2 \beta \Omega}.$$

В этом случае среднеквадратическое отклонение имеет обратно пропорциональную зависимость от крутизны характеристики измерителя дальности (т.к. $\beta\Omega = F(\theta_x - \tau)$) и пропорционально квадрату отношения шум/сигнал.

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

$$S_m = K_m U_c^2 [J_1(\beta_1) + J_1(\beta_2) + \dots + J_1(\beta_m)] = (m-1) K_m U_c^2 \beta \Omega \Delta\tau,$$

где K_m – коэффициент пропорциональности.

Таким образом, в радиодальномере при повышении числа объектов разрешения выходное отношение сигнал/шум повышается.

Среднеквадратическое отклонение шума определится выражением

$$\sigma_{шm} = \sqrt{2} K_m U_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{(n-1)}(\beta) \beta \Omega \Delta\tau \sigma_{ш} \sqrt{\frac{\Delta Z}{\Delta\Omega}}.$$

Отсюда разрешающая способность при m объектах разрешения, при отношении сигнал/шум $\gg 1$, определится как

$$\sigma_{\Delta\tau m} = \frac{\sqrt{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{(n-1)}(\beta) \sigma_{ш} \sqrt{\frac{\Delta Z}{\Delta\Omega}} \Delta\tau}{(m-1) U_c}.$$

Таким образом, в радиодальномере при повышении числа объектов отражения разрешающая способность повышается. Кроме того, точность измерения возрастает при уменьшении расстояния между объектами разрешения. Разрешающая способность прямо пропорциональна отношению шум/сигнал.

На рис. 3 показано поведение сигнальной составляющей $S_{cc1}(t)$ для трех объектов отражения при разных расстояниях между объектами разрешения.

Из рис. 2 и 3 очевидно, что эффективным способом разрешения объектов является дифференцирование выходного сигнала, т.к. в экстремальных точках τ , η и ξ производная имеет точки разрыва.

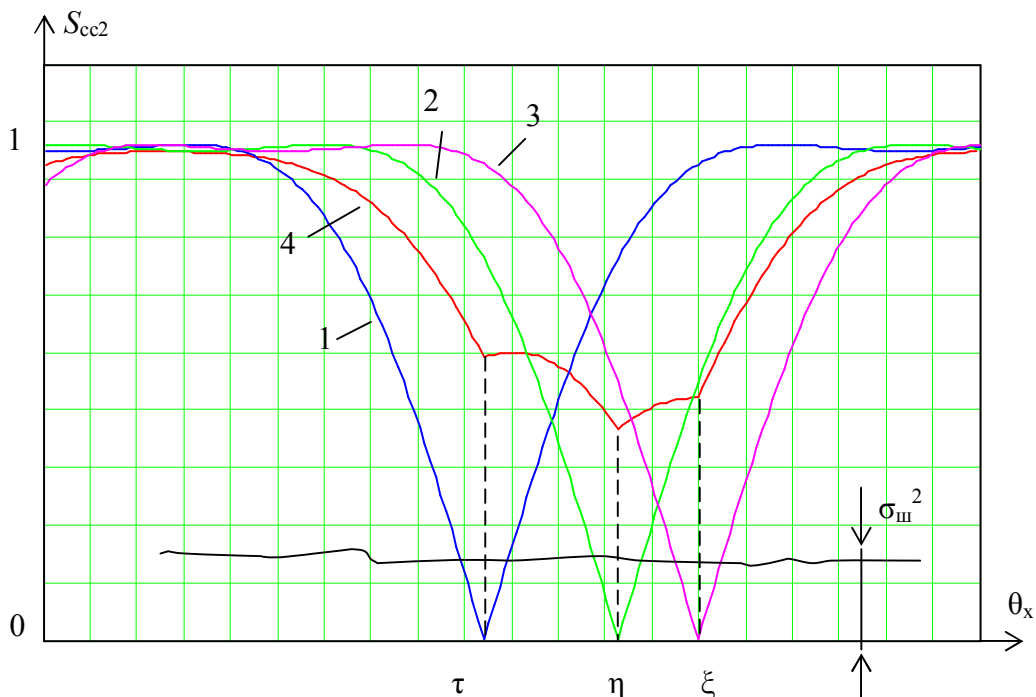


Рисунок 3 – Зависимость относительного уровня выходного напряжения от временной задержки θ_x в РЛЗ для трех объектов отражения:
 1, 2 и 3 – при раздельном наблюдении объектов;
 4 – при их совместном наблюдении

Из вышеизложенного следует, что минимальное значение разрешаемого расстояния между объектами равно

$$\Delta D_{\text{мин}} = \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{(n-1)}(\beta) \sigma_{\text{ш}} \sqrt{\frac{\Delta Z}{2\Delta\Omega}} \Delta\tau C}{2(m-1) U_c \beta \Omega} = \frac{0,25 C \sigma_{\text{ш}} \sqrt{\frac{\Delta Z}{\Delta\Omega}} \Delta\tau}{(m-1) U_c \beta \Omega}.$$

Незначительное усложнение схемного решения, связанное с введением второго множителя X2 и фильтра нижних частот ФНЧ, позволяет выделить частоту доплеровского сдвига. В этом случае перемножаемые в X2 напряжения описываются выражениями (2) и

$$U_1(t-\theta_x) = U_c \cos[W_c(t-\theta_x) + \beta \sin(\Omega(t-\theta_x) + \varphi)].$$

Из результата перемножения в X2 при установлении в РЛЗ задержки $\theta_x = \tau$ фильтром нижних частот выделяется сигнал вида

$$S_1(t) = [U_c(t-\tau) + U_{\text{ш}}(t)] U_1(t-\theta_x) = K_3 U_c \cos[W_d t + \varphi_1'] + K_3 \sigma_{\text{ш}} \cos[\beta \sin(\Omega(t-\theta_x) + \varphi)],$$

где $\varphi_1' = W_c(\theta_x - \tau)$.

Сигнал представляет собой смесь гармонического колебания с частотой, равной частоте доплеровского сдвига W_d и шумового напряжения.

Показано, что радиодальномер, выполненный на основе J-корреляционного метода обработки, обеспечивает разрешающую способность по дальности. Разрешающая способность радиодальномера определяется входным отношением сигнал/шум. При отношении сигнал/шум $\ll 1$ разрешающая способность обратно пропорциональна крутизне характеристики измерителя и пропорциональна

квадрату отношения шум/сигнал, а также корню из отношения выходной и входной полос приемника. При отношении сигнал/шум $\gg 1$ разрешающая способность повышается с уменьшением расстояния между объектами разрешения, с уменьшением отношения шум/сигнал, с увеличением числа объектов разрешения и пропорциональна отношению выходной и входной полос пропускания приемника.

Литература

1. Сорочан А.Г. J-корреляционный метод пеленгации // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2001. – № 11. – С. 57-65.
2. Сорочан А.Г. Второй способ J-корреляционного метода пеленгации // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – № 10. – С. 53-60.
3. Сорочан А.Г. Приемник импульсной радиолокационной станции с модуляционной обработкой сигнала // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2004. – № 4. – С. 22-30.
4. Сорочан А.Г. Приемник сверхдальней импульсной радиолокационной станции (ч. 1. Высоко-частотная обработка сигнала зондирования в приемнике обнаружения) // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2004. – № 9. – С. 39-46.
5. Сорочан А.Г. Приемник сверхдальней импульсной радиолокационной станции (ч. 11. J-корреляционная обработка сигнала) // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2004. – № 10. – С. 21-31.
6. Ланге Ф. Статистические аспекты построения измерительных систем. – М.: Радио и связь, 1981.
7. Пат. № 70379 Украины. J-кореляційний спосіб вимірювання далькості і пристрій, який його реалізує / А.Г. Сорочан, С.М. Лігінов, В.І. Литвиненко. – 2004; Бюл. № 10.

А.Г. Сорочан

Дозвільна спроможність радіодалекоміра на основі J-кореляційного методу обробки сигналу (метод мінімуму)

Проводиться статистичний аналіз методу виміру дальності, реалізованого на основі кореляційної обробки сигналу, при вхідному сигналі від двох і більше об'єктів. Отримані співвідношення, що визначають дозвільну спроможність методу для двох і m об'єктів.

A.G. Sorochan

Resolving Capacity of Radio Range-Finder on a Basis of J-correlation Method of Sygnal Processing (method of minimum)

Statistic analysis of range-finder method realized on the basis of correlative signal processing under inlet signal from two and more objects is carried out. The relationships are obtained which determine the resolving capacity of method for two and “m” objects.

Статья поступила в редакцию 19.11.2004.