

К. т. н. А. Г. СОРОЧАН

Украина г. Донецк, НИИ комплексной автоматизации
E-mail: niika@dn.farlep.netДата поступления в редакцию
08.11 2004 г.Оппонент д. т. н. В. В. ДАНИЛОВ
(ДонНУ, г. Донецк)РАДИОДАЛЬНОМЕР НА ОСНОВЕ J -КОРРЕЛЯЦИОННОГО МЕТОДА ОБРАБОТКИ СИГНАЛА

Впервые предложен радиодальномер, реализованный на основе корреляционной обработки сигнала. Получены полезные соотношения, дающие оценку предложенного метода.

Корреляционные методы обработки получили широкое распространение в радиотехнических системах, однако в радиолокационных станциях применение этих методов ограничено. Прежде всего это связано с неблагоприятным влиянием эффекта Доплера на корреляционную функцию, т. к. в этом случае максимум корреляционной функции $R(z)$ при $z = 0$ уменьшается и изменяется ход корреляционной функции. Поэтому локация движущихся целей с помощью корреляционной пеленгации сильно затруднена [1, с. 112]. В [2] предложен метод измерения дальности, основанный на J -корреляционной обработке сигнала [3].

Цель работы — статистический анализ радиодальномера на основе J -корреляционной обработки сигнала, определение потенциальной точности измерения.

Структурная схема радиодальномера приведена на рисунке, где Ан.1, Ан.2 — передающая и приемная антенны, соответственно, ЛТ — линейный тракт, УМ — усилитель мощности, КГ — кварцевый генератор, РЛЗ — калиброванная регулируе-

мая линия задержки, СМ — смеситель, X1—X3 — первый — третий множители, ЛЗ — линия задержки, ФНЧ — фильтр нижних частот, УПФ — узкополосный полосовой фильтр, ГНЧ — генератор низкой частоты, УЦО — устройство цифровой обработки сигнала.

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

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

где U и φ — амплитуда и начальная фаза сигнала.

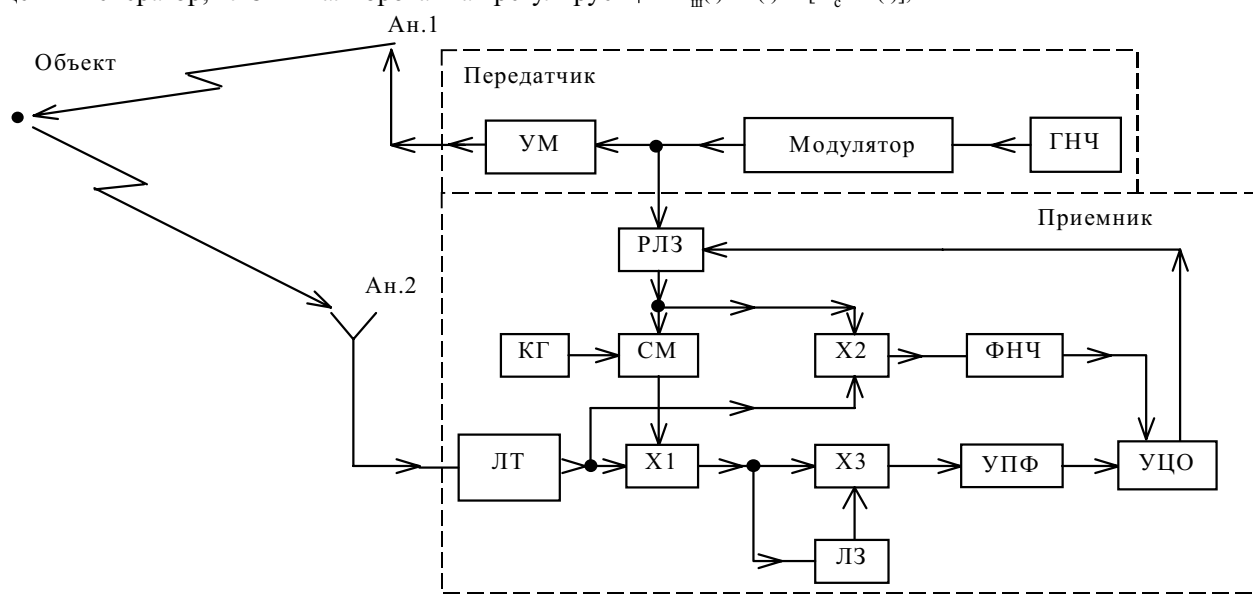
Сигнал (1) делится на две части, одна из которых после усиления излучается в пространство. Отраженный от объекта сигнал с пространственно-временной задержкой $\tau = 2D/C$ (D — расстояние до объекта, C — скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве) поступает на вход приемника, в котором выходной сигнал усилителя ВЧ, содержащий две составляющие — сигнальную $U_c(t-\tau)$ и шумовую $U_{ш}(t)$, можно представить как

$$S(t) = U_c(t-\tau) + U_{ш}(t) = U_c \cos[W_c(t-\tau) + W_d t + \beta \sin(\Omega(t-\tau) + \varphi)] + U_{ш}(t), \quad (2)$$

где U_c — амплитуда сигнала;

$U_{ш}(t)$ — нормальный стационарный шумовый процесс в полосе частот $\Delta\Omega$ со средней частотой $W_c > \Delta\Omega$;

$$U_{ш}(t) = A(t) \cos[W_c t + \Phi(t)];$$



Структурная схема радиодальномера

$\Delta\Omega$ — входная полоса приемника;
 $A(t)$ — огибающая;
 $\Phi(t)$ — мгновенная фаза, равномерно распределенная на интервале $0-2\pi$;
 W_d — частота доплеровского сдвига (для движущегося объекта).

Корреляционная функция шумового процесса описывается выражением $R_{\text{ш}}(z)=\sigma_{\text{ш}}^2\rho(z)$, у которой $\sigma_{\text{ш}}^2$ — дисперсия процесса, а $\rho(z)=\sin(\Delta\Omega z)/\Delta\Omega z$ — коэффициент корреляции.

Вторая часть сигнала (1) после задержки в РЛЗ на время θ_x и преобразования в смесителе СМ имеет вид

$$U(t-\theta_x)=U\cos[(W_c-W_r)(t-\theta_x)+\beta\sin(\Omega(t-\theta_x)+\varphi)], \quad (3)$$

где W_r — частота гетеродина.

Сигнал (3) перемножается в Х1 с отраженным сигналом (2), из результата перемножения на его выходе выделяется сигнал

$$S_1(t)=[U_c(t-\tau)+U_{\text{ш}}(t)]U(t-\theta_x)=$$

$$=K_1U_c\cos[W_r t+W_d t+2\beta\sin(0,5\Omega(\theta_x-\tau)]\times$$

$$\times\cos\Omega[t-0,5\Omega(\tau+\theta_x)]+\varphi+\varphi]+2K_1A(t)\cos[W_c t+\Phi(t)]\times$$

$$\times\cos[(W_c-W_r)(t-\theta_x)-\beta\sin(\Omega(t-\theta_x)+\varphi)],$$

где K_1 — коэффициент пропорциональности;
 $\varphi=W_c(\theta_x-\tau)-W_r\theta_x$.

Полученный сигнал $S_1(t)$ делится на две равные части $S_1'(t)=S_1''(t)=0,5S_1(t)$, одна из которых $S_1'(t)$ задерживается на время τ_1 . Значение задержки определяется интервалом корреляции шумового напряжения. Сигналы $S_1'(t)$ и $S_1''(t)$, детерминированные функции которых выражены в виде ряда суммы гармонических составляющих с коэффициентами разложения по функциям Бесселя, определяются в виде

$$S_1'(t)=0,5K_1U_c\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(\beta')\cos[(W_r+W_d)t+$$

$$+n\Omega[t-0,5(\tau+\theta_x)]+n\varphi+\varphi]+K_1A(t)\cos[W_c t+\Phi(t)]\times$$

$$\times\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(\beta)\cos[(W_c-W_r)(t-\theta_x)+n\Omega(t-\theta_x)+n\varphi]=S_c'(t)+S_{\text{ш}}'(t); \quad (4)$$

$$S_1''(t)=0,5K_1U_c\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(\beta')\cos[(W_r+W_d)(t-\tau_1)+$$

$$+n\Omega[(t-\tau_1-0,5(\tau+\theta_x)]+n\varphi+\varphi]+K_1A(t-\tau_1)\times$$

$$\times\cos[W_c(t-\tau_1)+\Phi(t)]\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(\beta)\cos[(W_c-W_r)(t-\theta_x-\tau_1)+$$

$$+n\Omega(t-\theta_x-\tau)+n\varphi]=S_c''(t)+S_{\text{ш}}''(t), \quad (5)$$

где $J_n(\beta)$ — функция Бесселя n -го порядка от аргумента β ;
 $\varphi=\varphi+0,5\pi$.

Сигнальные составляющие $S_c'(t)$, $S_c''(t)$ расположены на несущей частоте W_r+W_d и содержат спектральные составляющие, кратные частоте Ω , уровень которых $0,5K_1U_cJ_n(\beta')$ определяется вновь сформированным индексом модуляции

$$\beta'=2\beta\sin[0,5\Omega(\theta_x-\tau)]. \quad (6)$$

Значение β' зависит от разности временных задержек РЛЗ θ и пространственной τ . Шумовые составляющие $S_{\text{ш}}'(t)$ и $S_{\text{ш}}''(t)$ расположены на центральной частоте W_r и описываются корреляционной функцией

$$R_{\text{ш}1}(z)=B\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n^2(\beta)\sigma_{\text{ш}}^2\rho(z)\cos[(W_r+n\Omega)z],$$

где B — коэффициент пропорциональности.

Спектры сигналов (4) и (5) перемножаются в Х3. Из результата перемножения спектральных составляющих n -го порядка со спектральными составляющими $(n-1)$ и $(n+1)$ порядков фильтром УПФ с центральной частотой Ω выделяется сигнал

$$U_1(t)=S_c'(t)S_c''(t)+S_{\text{ш}}'(t)S_c''(t)+S_c'(t)S_{\text{ш}}''(t)+S_{\text{ш}}'(t)S_{\text{ш}}''(t),$$

в котором

$$S_{\text{сс}}(t)=S_c'(t)S_c''(t)=KU_c^2\times$$

$$\times\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(\beta')J_{(n-1)}(\beta')\cos[\Omega t+\Psi_{11}]; \quad (7)$$

$$S_{\text{шс}}(t)=S_{\text{ш}}'(t)S_c''(t)=KU_cA(t)\times$$

$$\times\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(\beta')J_{(n-1)}(\beta)\cos[\Omega t+\Psi_{12}+\Phi(t)];$$

$$S_{\text{сш}}(t)=S_c'(t)S_{\text{ш}}''(t)=KU_cA(t-\tau_1)\times$$

$$\times\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(\beta')J_{(n-1)}(\beta)\cos[\Omega t+\Psi_{13}+\Phi(t-\tau_1)];$$

$$S_{\text{шш}}(t)=S_{\text{ш}}'(t)S_{\text{ш}}''(t)=KA_1(t-\tau_1)\times$$

$$\times\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(\beta)J_{(n-1)}(\beta)\cos[\Omega t+\Psi_{14}+\Phi_1(t)],$$

где K — коэффициент пропорциональности;

$$\Psi_{11}=-0,5\Omega(\tau_1+\theta_x+\tau)+\varphi;$$

$$\Psi_{12}=\Psi_{13}=-0,5\Omega(\tau_1+1,5\theta_x+0,5\tau)+\varphi;$$

$A_1(t-\tau_1)$, $\Phi_1(t)$ — огибающая и фаза вновь сформированного шумового сигнала;

$$\Psi_{14}=\Psi+\varphi.$$

Сигнальная составляющая $S_{\text{сс}}(t)$ представляет собой гармонический сигнал с частотой Ω и не зависит от радиальной скорости объекта. Уровень этого сигнала определяется суммой произведений амплитуд спектральных составляющих, описываемых функционалами Бесселя $J_n(\beta')$ порядков $(n-1)$ и n . Из (6) и (7) следует, что функционал Бесселя является строгой периодической зависимостью от разностной временной задержки $(\theta_x-\tau)$ [4]. Следовательно, однозначное определение дальности ограничено. Поведение функционала Бесселя на периоде его действия определяется величиной индекса модуляции β , а однозначность отсчета измеряемой дальности определяется постоянством знака производной функционала или равенством ее нулю на интервалах временных задержек $(\theta_x-\tau)>0$ и $(\theta_x-\tau)<0$. Графическое решение выражения $S_{\text{сс}}(t)$, описывающего огибающую сигнала, показывает, что максимальная продолжительность участка с постоянным знаком производной достигается при максимальном значении индекса модуляции $\beta'_M=\beta'_M=1,6$. Тогда из выражения (6) следует, что максимальное значение индекса модуляции β излучаемого сигнала не может превышать значения $\beta_M=0,8$, т. к. $\sin[0,5\Omega(\theta_x-\tau)]$ 1. Из условия $\sin[0,5\Omega(\theta_x-\tau)]=1$ определяется максимальная дальность однозначного отсчета $D_{\text{макс}}=\pi C/2\Omega$. Из полученного выражения следует, что максимально измеряемая дальность обратно пропорциональна удвоенному значению модулирующей частоты Ω .

Для полного представления случайных процессов $S_{\text{шс}}(t)$, $S_{\text{сш}}(t)$ и $S_{\text{шш}}(t)$ определим их корреляционные функции, которые запишутся в виде

$$R_{\text{сш}}(z)=\overline{S_{\text{сш}}(t)S_{\text{сш}}(t-z)}=K^2U_c^2\times$$

$$\times\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n^2(\beta')J_{(n-1)}^2(\beta)\sigma_{\text{ш}}^2\rho(z)\cos[\Omega z]; \quad (8)$$

$$R_{\text{шс}}(z) = \overline{S_{\text{шс}}(t)S_{\text{шс}}(t-z)} = K^2 U_c^2 \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta') J_{(n-1)}^2(\beta) \sigma_{\text{ш}}^2 \rho(z) \cos[\Omega z]; \quad (9)$$

$$R_{\text{шсш}}(z) = \overline{S_{\text{шсш}}(t)S_{\text{шсш}}(t-z)} = K^2 \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta') J_{(n-1)}^2(\beta) \sigma_{\text{ш}}^4 \rho^2(z) \cos[\Omega z],$$

где прямая линия означает математическое ожидание.

Из выражений (8), (9) следует, что ширина спектра шума составляющих $S_{\text{шс}}(t)$, $S_{\text{сш}}(t)$ на выходе перемножителя ХЗ равна ширине спектра шума на входе, т. е. выходной процесс является нормальным стационарным, тогда как составляющая $S_{\text{шсш}}(t)$ нормализуется после прохождения УПФ.

Среднеквадратическое отклонение шумового напряжения, образованного суммой шумовых составляющих $S_{\text{шс}}(t)$, $S_{\text{сш}}(t)$ и $S_{\text{шсш}}(t)$ на выходе УПФ с полосой $\Delta z < \Delta \Omega$ и центральной частотой Ω , определяется выражением

$$\sigma_{\text{ш1}} = K \left[\left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) J_{(n-1)}^2(\beta) \sigma_{\text{ш}}^4 + 4U_c^2 \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta') J_{(n-1)}^2(\beta) \sigma_{\text{ш}}^2 \right) \frac{\Delta z}{2\Delta \Omega} \right]^{0,5}.$$

При приближении разности временных задержек $(\theta_x - \tau)$ к нулю в устройстве устанавливается режим, при котором индекс модуляции $\beta' < 0,5$. На этом участке сигнальная составляющая будет описываться выражением

$$S_{\text{сш}}(t) = KU_c^2 \sum_{n=1}^1 J_n(\beta') J_{(n-1)}(\beta') \cos[\Omega t + \Psi_{11}], \quad (10)$$

а шумовая — оцениваться среднеквадратическим отклонением:

$$\sigma_{\text{ш1}} = K \left[\left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) J_{(n-1)}^2(\beta) \sigma_{\text{ш}}^4 + 4U_c^2 \sum_{n=1}^1 J_n^2(\beta') J_{(n-1)}^2(\beta) \sigma_{\text{ш}}^2 \right) \frac{\Delta z}{2\Delta \Omega} \right]^{0,5}.$$

При малых значениях β' и уменьшении его до нуля множитель $J_0(\beta') = 1$. Поэтому на этом участке изменения β' поведение $S_{\text{сш}}(t)$ (10) определяется множителем $J_1(\beta')$, для которого при установлении в РЛЗ временной задержки $\theta_x = \theta_0 = \tau$ индекс модуляции β' обращается в нуль, следовательно, сигнальная составляющая принимает значение, равное нулю, при этом шумовая определится выражением

$$\sigma_{\text{ш1}} = K \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{(n-1)}(\beta) \sigma_{\text{ш}}^2 \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta \Omega}}.$$

Уровень шумового напряжения на выходе измерителя дальности связан прямо пропорциональной зависимостью квадрата уровня шумового напряжения на входе, корня квадратного из отношения входной и выходной полос пропускания приемника и индекса модуляции сигнала, выраженного функциями Бесселя.

Значение задержки $\theta_x = \theta_0$ в РЛЗ определяет расстояние до объекта как $D = 0,5C\theta_0$. Точность определения дальности оценивается крутизной характеристики измерителя временной задержки, относительное значение которой вблизи локального минимума равно

$$F(\theta_x - \tau) = 0,5\beta\Omega,$$

из чего следует, что повышение точности измерения достигается увеличением модулирующей частоты (т. к. индекс модуляции ограничен).

Потенциальная точность измерения дальности оценивается среднеквадратической ошибкой измерения, которая определяется из условия равенства наименьшего различного изменения выходного напряжения сигнала, вызванного действием шума $\Delta U_{\text{ш}} = \sigma_{\text{ш1}}$, изменению выходного сигнала ΔU_c , вызванного отклонением пространственной временной задержки на величину $\Delta\theta$ за счет изменения дальности. Полагаем, что в некоторой точке $\theta_x - \tau = \tau_0$ на интервале $\Delta\theta$ средняя крутизна относительной характеристики измерителя дальности постоянна и равна $F(\tau_0) = 0,5\beta\Omega$. Тогда при небольших отклонениях задержки справедливо выражение

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

где $U_{\text{см}} = KU_c^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta'_M) J_{(n-1)}(\beta'_M)$ — максимальный уровень выходного сигнала при максимальном значении индекса модуляции $\beta' = \beta'_M$.

Из условия равенства $\Delta U_c = \Delta U_{\text{ш}}$ следует:

$$F(\tau_0) \Delta\tau U_{\text{см}} = \sigma_{\text{ш1}}, \quad (11)$$

откуда среднеквадратическое отклонение задержки определится как

$$\sigma_{\tau 1} = \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{(n-1)}(\beta) \sigma_{\text{ш}}^2 \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta \Omega}}}{U_c^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta'_M) J_{(n-1)}(\beta'_M) \beta \Omega} = \frac{0,57 \sigma_{\text{ш}}^2 \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta \Omega}}}{\beta \Omega U_c^2}.$$

Поскольку индекс модуляции β ограничен значением 0,8, повышение потенциальной точности измерения достигается увеличением модулирующей частоты и уменьшением отношения полос входа и выхода приемника.

В теоретических основах радиолокации и радиотехнических систем [5, с. 121; 6, с. 113] показано, что потенциальная точность измерения временной задержки определяется выражением

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{(U_c / \sigma_{\text{ш}})^2 (2\pi\Delta f)^2},$$

где $2\pi\Delta f = 2\Omega(1 + \beta + \sqrt{\beta})$ — ширина спектра сигнала.

Тогда представив произведение $\beta\Omega$ как

$$\Omega(1 + \beta + \sqrt{\beta}) \frac{\beta}{(1 + \beta + \sqrt{\beta})},$$

потенциальную точность измерения временной задержки определим как

$$\sigma_{\tau 1} = \frac{0,57 \sigma_{\text{ш}}^2 \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta \Omega}}}{\beta \Omega U_c^2} = 2,7 \frac{\sigma_{\tau}}{G} \sqrt{\frac{\Delta z}{\Delta \Omega}},$$

где G — квадрат отношения сигнал/шум по напряжению на входе приемника.

Последнее равенство получено при условии, что индекс модуляции зондирующего сигнала имеет

максимальное значение $\beta=0,8$. А так как в приемнике отношение полос пропускания выхода (Δz) и входа ($\Delta\Omega$) всегда не превышает 1, то при определенном входном отношении сигнал/шум точность измерения временной задержки может превышать потенциальную σ_τ .

Цифровые методы обработки сигнала позволяют получить достоверную информацию при выходном отношении сигнал/шум 10 дБ и выше, т. е. $U_{\text{см}} > 3,16\sigma_{\text{ш1}}$. Следовательно, минимальный уровень входного сигнала, при котором выполняется равенство $U_{\text{см}} = 3,16\sigma_{\text{ш1}}$, равен

$$U_{\text{см1}} = 1,7\sigma_{\text{ш}}^2 \sqrt{\frac{\Delta z}{\Delta\Omega}}.$$

Полученное выражение определяет чувствительность дальномера, которая пропорциональна корню из отношения выходной и входной полос пропускания, среднеквадратическому отклонению входного шумового напряжения. Так как $\Delta z < \Delta\Omega$, то входное соотношение сигнал/шум может достигать значений, меньших 1.

Повышение точности измерения временной задержки может быть достигнуто введением на выходе устройства логарифмического усилителя. В этом случае характеристика измерителя будет иметь вид

$$f_2(\theta-\tau) = \log[K_1 \sum_{n=1}^1 J_n(\beta') J_{(n-1)}(\beta')].$$

Из последнего равенства следует, что крутизна измерителя дальности в непосредственной близости к экстремальной точке определится как

$$F_1(\theta-\tau) = \frac{[2J_0^2(\beta') + 3J_1^2(\beta')] \beta\Omega}{9,2J_0(\beta')J_1(\beta')} = \frac{\beta\Omega}{4,6J_1(\beta')}. \quad (12)$$

Из выражения (12) следует, что при $\theta_x = \tau$ характеристика измерителя имеет разрыв второго рода [7, с. 138], т. е. при приближении к экстремальной точке крутизна характеристики стремится к бесконечности.

Воспользовавшись равенством (11), определим потенциальную точность измерителя дальности с логарифмическим усилением:

$$\sigma_{\tau 2} = \sigma_{\text{ш1}} / U_{\text{см}} F_1(\theta_x - \tau) = \frac{0,5KJ_1(\beta')\sigma_{\text{ш}}^2 \sqrt{\frac{\Delta z}{\Delta\Omega}}}{\beta\Omega \log(0,85KU_c^2)}.$$

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 последнего выражения, ошибка измерения стремится к нулю.

Незначительное усложнение схемного решения, связанное с введением перемножителя X2 и фильтра нижних частот ФНЧ, позволяет выделить частоту доплеровского сдвига. В этом случае перемножаемые третьим перемножителем 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

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

$+ K_3 \sigma_{\text{ш}} \cos[\beta \sin(\Omega(t-\theta_x) + \varphi)], \varphi_1' = W_c(\theta_x - \tau),$ который представляет собой смесь гармонического колебания с частотой, равной частоте доплеровского сдвига W_d , и шумового напряжения.

Статистический анализ радиодальномера на основе J-корреляционного метода обработки сигнала показал, что в предложенном методе измерения дальности поведение корреляционного интеграла не зависит от частоты Доплера. Метод измерения дальности обладает неоднозначностью, которая определяется параметрами зондирующего сигнала, модулирующей частотой, индексом модуляции. Определены параметры сигнала, при которых обеспечивается однозначное измерение дальности.

При определенных параметрах входного сигнала и полос приемника точность измерения временной задержки может превышать потенциальную точность, определяемую известным равенством. Повышение точности измерения достигается введением логарифмического усиления.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ланге Ф. Статистические аспекты построения измерительных систем.— М.: Радио и связь, 1981.
2. Пат. 70379 Украины. J-корреляційний спосіб вимірювання далькості і пристрій, який його реалізує / А. Г. Сорочан., С. М. Лігінов, В. І. Литвиненко.— 2004.— Бюл. № 10.
3. Сорочан А. Г. J-корреляционный метод пеленгации // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 2001.— № 11.— С. 57—65.
4. Сорочан А. Г. J-корреляционный метод пеленгации при обработке псевдошумового сигнала // Вісн. Донецького ун-ту. Сер. А: Природничі науки.— 2004.— Вип. 1.— С. 249—254.
5. Теоретические основы радиолокации / Коростелев А. А., Ключев Н. Ф., Мельник Ю. А. и др.— М.: Сов. радио, 1978.
6. Лезин Ю. С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем.— М.: Радио и связь, 1986.
7. Ильин В. А., Позняк Э. Г. Основы математического анализа. Часть I.— М.: Наука, 1980.