

КОРРЕЛЯЦІОННИЙ РАДИОДАЛЬНОМЕР

Сорочан А.Г.¹, д.т.н., доцент; Добряк Д.А.², к.ф.-м.н.; Заболотний Е.В.³

*^{1,3}Донецкий Национальный технический университет,
г. Донецк, Украина;*

*²Samsung Ukraine Research & Development Centre (SURC) Engineer,
г. Киев, Украина*

Радиодальномеры широко используются в системах радиолокации, навигации и управлении движением. Наиболее распространены импульсные, частотные и фазовые радиодальномеры. Все измерители дальности основаны на измерении пространственно-временной задержки зондирующего сигнала отраженного от цели. Одной из важнейших характеристик радиодальномера является точность измерения.

Простейшая схема импульсного радиодальномера приведена на рис.1.

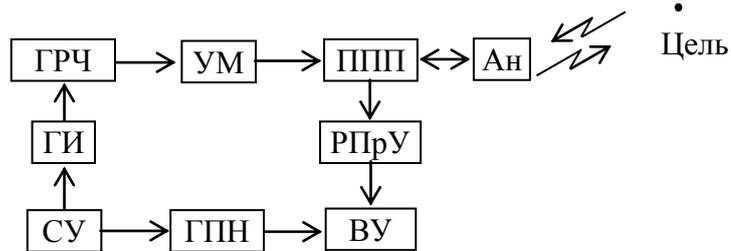


Рис.1. Импульсный радиодальномер, где ГРЧ – генератор радиочастоты; ГИ – генератор импульсов; СУ – синхронизирующее устройство; УМ – усилитель мощности; ГПН – генератор пилообразного напряжения; ППП – переключатель прием-передача; РПрУ – радиоприемное устройство; ВУ – внешнее устройство; Ан – Антенна

Принцип работы такого дальномера основан на измерении временного интервала между моментом времени излучения зондирующего сигнала и времени приема отраженного сигнала. Зондирующий сигнал представляет собой периодическую последовательность радиоимпульсов. Период следования импульсов определяется максимальной дальностью действия, которая, в свою очередь, зависит от длительности импульса. Точность измерения дальности определяется равенством [1, 2]

$$\sigma_{им} = \frac{c}{2\Delta f_3 \sqrt{\frac{2E}{N_0}}} = \frac{c \tau_{и}}{2 \sqrt{\frac{2E}{N_0}}}$$

и зависит от длительности импульса $\tau_{и}$ (Δf_3 – эффективная ширина спектра сигнала) и энергетических параметров сигнала E и шума N_0 . Уменьшение длительности импульса ведет к расширению спектра зонди-

руючого сигналу, що підвищує точність вимірювання. Мінімальна вимірювана дальність об'єкта зменшується з зменшенням тривалості імпульсу.

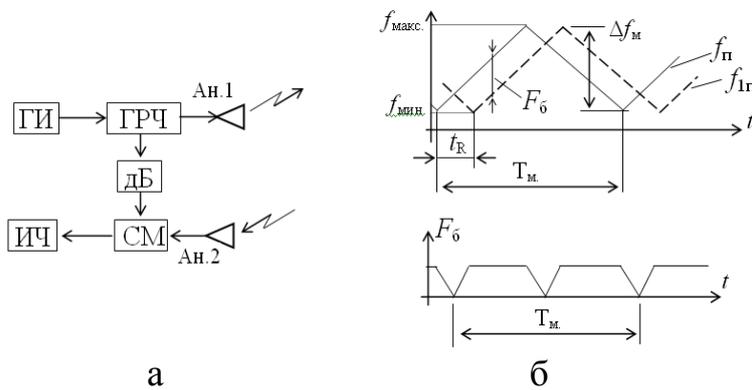


Рис. 2. Простейша структурна схема частотного дальноміра (а) і епюри (б), пояснюють принцип обробки сигналу

В таких радіодальномірах зондувальний сигнал представляє собою неперервний ЧМ сигнал. Найбільш розповсюджений сигнал зондування з лінійною частотною модуляцією по пилообразному закону.

Точність вимірювання дальності в такому радіодальномірі визначається

$$[3, 4] \text{ вираженням } \sigma_r = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{c\Delta F_0}{4\Delta f_1 F_1}, \text{ где } \Delta F_0, \Delta f_1 - \text{частоти, } F_1 - \text{частота модуляції.}$$

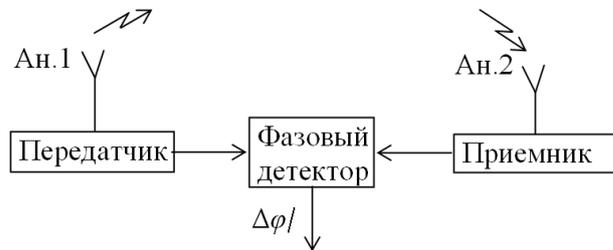


Рис. 3 Структурна схема простейшого фазового дальноміра

Фазовий метод вимірювання дальності показаний на рис.3. Вимірювання дальності фазовим методом заключається в виміщенні приращення фази гармонічного коливання масштабної частоти за час затримки відбитого сигналу. Якщо $F_1 = c/\lambda_1$ – масштабна частота, а λ_1 її довжина хвилі, то максимальний медел однозначно вимірюваної дальності $R = 0,5\lambda_1$.

Вираження, визначаюче середнькватратическу ошибку вимірювання дальності [4], має вид $\sigma_\phi = \lambda_m / 4\pi \sqrt{\frac{2E}{N_0}}$, из которого следует, что фазовому методу причесуе противоречие увеличение модулюючої частоты веде к підвищенню точности виміщень, но зменшується медел однозначно вимірюваної дальності. Крім того, недоліком методу являється відсутність розрешаючої способности.

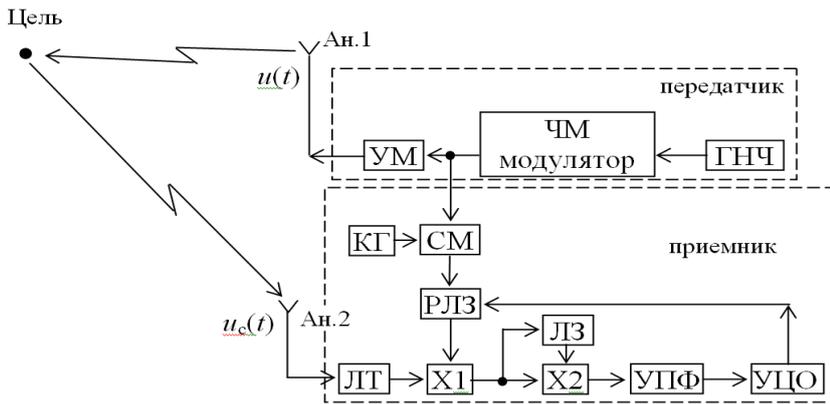


Рис. 4. Структурна схема радіодальномера на основі J -корреляційної обробки

В [5] пропонується кореляційний метод вимірювання дальності на основі J -корреляційної обробки сигналу. Структурна схема радіодальномера показана на рис. 4.

Полагаємо, що ціль рухома. Передатчик випромінює зондувальний сигнал з кутовою модуляцією, неперервний і описується виразом

$$u(t) = U_0 \cdot \cos \left[w_c t + \Delta w t + \beta \sin(\Omega t + \varphi_0) + \varphi_1 \right],$$

де U_0 – амплітуда сигналу, w_c – несуча частота, Δw – відхилення частоти пов'язане з нестабільністю частоти передатчика; β – індекс модуляції; Ω , φ_0 – частота модулюючого коливання; φ_1 – початкова фаза несучого коливання.

Випромінюваний зондувальний сигнал відбивається від цілі і поступає в антену приймача. Вхідний сигнал приймача описується виразом

$$u_c(t + \tau) = U_0 \cdot \cos \left[w_c(t + \tau) + \Delta w(t + \tau) + w_d t + \beta \sin \left[\Omega(t + \tau) + \varphi_0 \right] + \varphi_1 + \varphi_{ц} \right]$$

Сигнал $u(t)$ в результаті проходження в просторі від передатчика до цілі і назад отримав часову затримку τ . Так як ціль рухома, то відбитий сигнал отримує доплерівський зсув частоти w_d , $\varphi_{ц}$ – додатковий фазовий зсув як результат відбиття зонд-сигналу від цілі.

На другий вхід приймача з другого вихода передатчика подається сигнал $u(t)$, з якого формують опорне напругу шляхом зміщення частоти сигналу $u(t)$ вниз на величину w_r з наступною затримкою на час θ_x в каліброваній регульованій лінії затримки (РЛЗ), т.е.

$$u(t + \theta_x) = U_0 \cdot \cos \left[(w_c + \Delta w - w_r)(t + \theta_x) + \beta \sin \left[\Omega(t + \theta_x) + \varphi_0 \right] + \varphi_1 \right].$$

В результаті перемноження сигналу $u(t + \tau)$ і опорного коливання $u(t + \theta_x)$ на частоті w_a формують сигнал

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_1' \cdot \cos \left\{ (w_r + w_d)t + 2\beta \sin \left[0,5\Omega(\tau - \theta_x) \right] \cos \left[\Omega t + 0,5\Omega(\tau + \theta_x) + \varphi_0 \right] + \varphi' \right\} = \\ &= U_1' \cdot \cos \left\{ (w_r + w_d)t + \beta' \cos \left[\Omega t + 0,5\Omega(\tau + \theta_x) + \varphi_0 \right] + \varphi' \right\} \end{aligned}$$

де U' – амплітуда сигналу виділеного на виході першого перемно-

жителя X_1 ; $\beta' = 2\beta \sin[0,5\Omega(\tau - \theta_x)]$ – внонь сформований индекс модуляції сигналу $u_1(t)$, який залежить від різниці часових затримок $(\tau - \theta_x)$; $\varphi' = (w_c + \Delta w)(\tau - \theta_x) + w_r \theta_x + \varphi_{ц}$ – деяка фаза сигналу, яка також залежить від різниці просторової часової затримки τ і θ_x – затримки в РЛЗ.

Сигнал $u_1(t)$ ділиться на дві рівні частини, одна з яких затримується на постійну в часі τ_1 . Отримані сигнали

$$u_1'(t) = U_1 \cdot \cos\left\{(w_r + w_d)t + \beta' \cos\left[\Omega t + 0,5\Omega(\tau + \theta_x) + \varphi_0\right] + \varphi'\right\}$$

$$u_1''(t) = u_1(t + \tau_1) = U_1 \cdot \cos\left\{(w_r + w_d)(t + \tau_1) + \beta' \cos\left[\Omega(t + \tau_1) + 0,5\Omega(\tau + \theta_x) + \varphi_0\right] + \varphi'\right\}$$

піддаються автокорреляційній свертці. Для визначення результату свертки запишемо розклад отриманих сигналів у вигляді суми гармонічних складових, коефіцієнтами розкладу яких є функції Бесселя, в результаті отримаємо

$$u_1'(t) = U_1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta') \cdot \cos\left[(w_r + w_d + n\Omega)t + n\left[0,5\Omega(\tau + \theta_x) + \varphi_0\right] + \varphi'\right];$$

$$u_1''(t) = U_1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta') \cdot \cos\left[(w_r + w_d + n\Omega)(t + \tau_1) + n\left[0,5\Omega(\tau + \theta_x) + \varphi_0\right] + \varphi'\right],$$

де $J_n(\beta')$ – функція Бесселя n -го порядку, аргументом якої є индекс модуляції β' .

Обозначив $(w_r + w_d + n\Omega)\tau_1 + n\left[0,5\Omega(\tau + \theta_x) + \varphi_0\right] + \varphi'$ через ψ_{2n} і $n\left[0,5\Omega(\tau + \theta_x) + \varphi_0\right] + \varphi'$ через ψ_{1n} , отримаємо

$$u_1'(t) = U_1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta') \cdot \cos\left[(w_r + w_d + n\Omega)t + \psi_{1n}\right];$$

$$u_1''(t) = U_1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta') \cdot \cos\left[(w_r + w_d + n\Omega)t + \psi_{2n}\right].$$

З результату автокорреляційної свертки спектрів сигналів $u_1'(t)$ і $u_1''(t)$ як результат перемноження складових n -го порядку з спектральними складовими $(n+1)$ і $(n-1)$, фільтром УПФ з центральною частотою Ω виділяється сигнал

$$u_2(t) = U_2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta') J_{(n-1)}(\beta') \cdot \cos(w_r \tau_1) \cdot \cos[\Omega t + \varphi_0],$$

який представляє собою гармонічне коливання з частотою Ω , рівної частоті модулюючого коливання, і не залежачий від радіальної

скорости цели, т.е. от w_d , от фазового сдвига $\varphi_{ц}$, полученного при отражении от цели, от нестабильности частоты передатчика Δw .

Амплитуда выходного сигнала определяется множителем $\cos(w_r \tau_1)$, значение которого будет зависеть как от временной задержки τ_1 , так и от частоты w_r . Поскольку генератор, вырабатывающий колебание с частотой w_r – кварцевый, то значение временной задержки определяется строгим равенством $\tau_1 = \frac{2\pi}{w_r}$. В таком случае последнее выражение запишется в виде

$$u_2(t) = U_2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta') J_{(n-1)}(\beta') \cdot \cos[\Omega t + \varphi_0].$$

Отсчет дальности в корреляционном радиодальномере производится изменением временной задержки θ_x в калиброванной РЛЗ. При установлении равенства $u_2(t) = 0$ значение θ_x будет равно некоторому значению θ_0 , которое равно пространственной временной задержке τ . Следовательно, искомая дальность R определится равенством $R = \frac{c\theta_0}{2}$.

Точность измерения того или иного метода определяется поведением характеристики измерителя в окрестности точки измерения. Чем больше приращение выходного напряжения при равном изменении разности $(\tau - \theta_x)$, тем более высокоточным является измеритель. Следовательно, для оценки точности измерения необходимо определить крутизну характеристики. Поскольку в окрестности экстремальной точки временная задержка θ_x в РЛЗ близка к пространственной временной задержке τ , то индекс модуляции β' – мал, в таком случае число спектральных составляющих $n = 1$. Тогда выражение, определяющее выходное напряжение $u_2(t)$, запишется равенством

$$u_2(t) = U_2 J_0(\beta') J_1(\beta') \cdot \cos[\Omega t + \varphi_0].$$

И т.к. в этом режиме $J_0(\beta') \approx 1$, то в результате амплитудного детектирования амплитуда переменной составляющей, следовательно, выходное напряжение устройства будет описываться выражением

$$u_{\text{вых}}(t) = U_2 J_1(\beta'). \quad (1)$$

При малой разности временных задержек $(\tau - \theta_x)$ индекс модуляции мал, поэтому $\beta' = 2\beta \sin[0,5\Omega(\tau - \theta_x)] \approx 0,5\beta\Omega(\tau - \theta_x)$. Отсюда крутизна характеристики измерителя $S(\theta_x)$ в окрестности экстремальной точки равна $S(\theta_x) = 0,5\beta\Omega$, т.е. $S(\theta_x) = const$ и зависит только от параметров зондирующего сигнала индекса модуляции и модулирующей частоты. Кроме

того, при переході через екстремальну точку θ_0 знак крутизни характеристики змінюється на протилежний.

Важним параметром радіодальномера є дальність дії, яка буде визначатися видом характеристики вимірювача. Виходячи з виразу (1) і поведінки функції Бесселя $J_1(\beta')$, вихідне напруга буде однозначно визначено, якщо індекс модуляції не перевищує значення $\beta' = 2$. Тоді з раніше отриманого виразу, визначаючого індекс модуляції β' , випливає умову $\Omega(\tau - \theta_x) = \pi$, з якої максимальне значення просторової часової затримки τ_{\max} не може перевищувати значення $\frac{\pi}{\Omega}$. Отже однозначно вимірювана максимальна даль-

ність $R_{\max} = \frac{c}{2\Omega} \frac{\pi}{\Omega}$ [6], де c – швидкість поширення електромагнітної хвилі в вільному просторі. Так як точність будь-якого вимірювального приладу залежить від крутизни характеристики вимірювача в момент вимірювання, то між точністю вимірювання і однозначним вимірюванням дальності виникає протиріччя, яке може бути усунуто двома шляхами. Перший – збільшення модулюючої частоти зондуючого сигналу при наближенні до точки вимірювання. Другий – введенням в ланку, формування опорного коливання $u_c(t + \theta_x)$, додаткових постійних часових затримок.

Важною особливістю радіодальномера є те, що обробка отриманого сигналу в радіодальномері зводиться до формування на його виході однотонального гармонічного коливання з частотою Ω , рівною частоті модуляції зондуючого коливання. Це дозволяє забезпечити високу чутливість приймача.

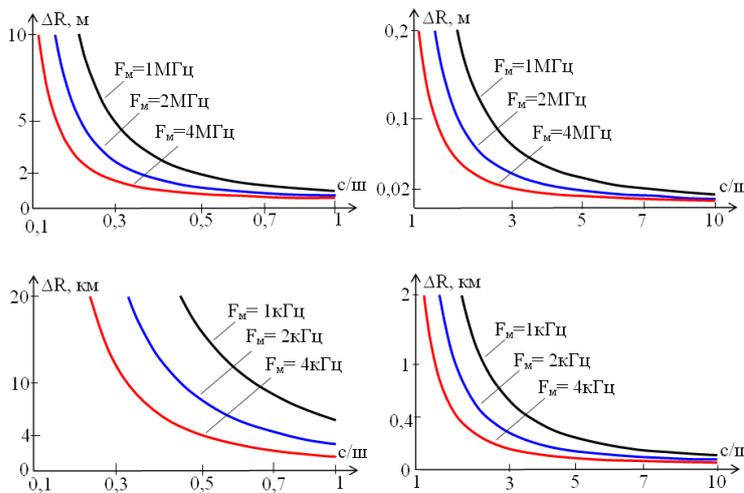


Рис. 5. Потенціальна точність радіодальномера

В роботі [6] отримано співвідношення

$$\sigma'_\tau = \frac{1,15}{\left(\frac{U_c}{\sigma_{\text{ш}}}\right)^2 \beta \Omega} \sqrt{\frac{\Delta z}{2\Delta\Omega}}$$

даюче оцінку точності вимірювання, в якому $\frac{U_c}{\sigma_{\text{ш}}}$ – вхідне відношення сигнал/шум; Δz і $\Delta\Omega$ – пропускання вихідного фільтра (УПФ) і лінійного тракту приймача, соот-

ветственно. Ниже приводятся рисунки с графическим отображением зависимости точности измерения дальности от входного соотношения сигнал/шум и частоты модуляции в зондирующем сигнале. При этом входная полоса пропускания приемника $\Delta\Omega$ выбиралась равной ширине спектра принимаемого сигнала 3МГц, коэффициент различимости $k_p=1,2$, полоса УПФ сохранялась постоянной и равной $\Delta z = 3\text{кГц}$.

В результате проведенных исследований установлено отсутствие влияния доплеровского сдвига частоты, нестабильности частоты генератора передатчика, изменения фазы при отражении от цели зондирующего сигнала на результат обработки. Результатом обработки принимаемого сигнала в приемнике является выделение высокостабильного гармонического колебания с частотой модулирующего колебания, чем обеспечивает высокая чувствительность приемника. Установлено, что потенциальная точность измерения радиодальномера

Литература

1. Радиотехнические системы. Учебник для вузов / Ю.М. Казаринов, Ю.А. Коломенский, Ю.К. Пестов и др. / Под ред. Ю.М. Казаринов. – М.: Сов. радио, 1968. – 496с.
2. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник / В.Т. Белінський, Г.І. Васюк, В.С. Вунтесмері і інш. / За ред. Ю.Л. Мазора, Є.А. Мачуського, В.І. Правди. – К.: Вища школа, 1999. – 838с.
3. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации / Моисей Ионович Финкельштейн. – [2-е пере раб. и доп.] – М.: Советское радио, 1973. – 536с.
4. Белоцерковский Г.Б. Основы радиолокации и радиолокационные устройства / Г.Б. Белоцерковский. – М.: Сов. радио, 1975. – 236с.
5. Теоретические основы радиолокации / А.А. Коростелев, Н.Ф. Клюев, Ю.А. Мельник и др. / Под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Советское радио, 1978. – 608с.
5. Патент 70379 Україна, G01S 13/34, G01S 13/40. J-кореляційний спосіб вимірювання дальності і пристрій, який його реалізує / Сорочан А.Г., Лігінов С.М., Литвиненко В.І. – № 2002010718; заявл. 29.01.2002; опубл. 15.10.2004, – Бюл. № 10.
6. Сорочан А.Г. Радиодальномер на основе J-корреляционного метода обработки сигнала (метод минимума) / А.Г. Сорочан // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2005. – № 1. – С. 18 – 21.

Сорочан А.Г., Добряк Д.А., Заболотній Є.В. Кореляційний радіодальномір. В роботі стисло характеризуються широко відомі методи вимірювання дальності. Головна увага приділяється особливостям оброблення сигналу в кореляційному методі вимірювання дальності. В якості зондуючого сигналу використовується сигнал з кутовою модуляцією з однотональним коливанням. Показана відсутність впливу доплерівського зсуву частоти на формування кореляційного інтеграла, нестабільність частоти передавача, змінення фази при відбитті його від цілі. Відмічається, що результат оброблення сигналу у вимірювачі дальності зводиться до формування на виході однотонального гармонічного коливання рівного частоті модуляції, що забезпечує високі характеристики радіодальноміра.

Ключові слова: кореляція, індекс модуляції, дальність, зондуючий сигнал, сигнал, шум, спектр, крутизна.

Сорочан А.Г., Добряк Д.А., Заболотний Е.В. **Корреляционный радиодальномер.** В работе кратко характеризуются широко известные методы измерения дальности. Основное внимание уделено особенностям обработки сигнала в корреляционном методе измерения дальности. В качестве зондирующего сигнала используется сигнал с угловой модуляцией с однотономным колебанием. Показано отсутствие влияния доплеровского сдвига частоты на формирование корреляционного интеграла, нестабильности частоты передатчика, изменения фазы при отражении от цели. Отмечается, что результат обработки сигнала в измерителе дальности сводится к формированию на выходе однотономного гармонического колебания равного модулирующей частоте, что обеспечивает высокие характеристики радиодальномера.

Ключевые слова: корреляция, индекс модуляции, дальность, зондирующий сигнал, сигнал, шум, спектр, крутизна.

Sorochan Anatoliy, Dobriak Dmitry, Zabolotniy Evgeniy. **Correlation radio range finder.** In work widely known methods of range measuring are short characterized. The basic attention is given features of signal processing in a correlation method of range measuring. The signal with angular modulation with one-voice-frequency fluctuation is used as a probing signal. The absence of Doppler effect on the formation of the correlation integral, the frequency instability of the transmitter, the phase change on reflection from the target is presented. It is noticed that the result of signal processing in the range measuring instrument is reduced to formation on an exit one-voice-frequency harmonious fluctuation equal to modulating frequency that provides high characteristics of a radio range finder.

Keywords: correlation, index modulation range, probing, delay, phase, signal, noise, range, slope.