

УДК 621.396

ФОРМИРОВАНИЕ ОПОРНОГО СИГНАЛА ЧАСТОТНОГО ДАЛЬНОМЕРА МЕТОДОМ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ

В. С. Паршин, д.т.н., профессор кафедры РУС РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0003-4599-2560, e-mail: vsparshin@gmail.com

В. Д. Нгуен, аспирант кафедры РУС РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0002-3309-1290, e-mail: ducnguyenvan15043003@gmail.com

*Анализируется погрешность оценки расстояния дальномером с частотной модуляцией излучаемого сигнала, вызванная влиянием мешающих отражателей. Причина появления мешающих отражений – наличие в рабочей зоне дальномера, наряду с полезным отражателем, паразитных отражающих элементов. Уменьшение влияния мешающих отражателей на точность оценки расстояния достигается при включении в состав опорного сигнала функции правдоподобия составляющей, обусловленной влиянием помехи. Специфика помехи, обусловленная мешающими отражателями, состоит в том, что она является сигналом с неслучайными неизвестными параметрами. Для включения такой помехи в состав опорного сигнала функции правдоподобия необходимо оценить ее амплитуду, фазу. **Целью настоящей работы** является определение погрешности измерения расстояния при включении в состав опорного сигнала функции правдоподобия сигнала, соответствующего помехе, с предварительной оценкой его амплитуды и фазы.*

Ключевые слова: максимальная спектральная составляющая, метод максимального правдоподобия, мешающие отражатели, погрешность измерения расстояния, частотная дальнометрия, функция правдоподобия, сигнал разностной частоты, опорный сигнал, амплитуда помехи, местоположение помехи.

DOI: 10.21667/1995-4565-2024-90-14-21

Введение

В системах контроля технологических процессов часто возникает задача точного измерения расстояния до некоторой отражающей поверхности, находящейся в замкнутом объеме. Примером может служить определение расстояния до уровня различного содержимого в технологических емкостях. Применение дальномеров с частотной модуляцией [1, 2] излучаемого сигнала обеспечивает возможность точного измерения частоты сигнала, которая линейно связана с расстоянием, на выходе смесителя дальномера. Значительные ошибки в измерениях могут быть обусловлены присутствием в рабочей зоне дальномера помеховых отражений, которые представляют собой отражения от различных элементов конструкции резервуара, боковых стенок, дна, волноводных вставок. В условиях отсутствия помеховых отражений ошибка измерения малых расстояний (от десятков сантиметров до десятков метров) не превышает единиц и долей миллиметра. Однако присутствие помеховых отражений может привести к увеличению погрешности измерения на один – два порядка, в зависимости от соотношения сигнал-помеха. Предложены различные решения для уменьшения влияния мешающих отражений – это применение методов параметрического спектрального анализа [3, 4], изменение частоты несущего колебания передатчика при каждом измерении разностной частоты [4], выбор алгоритмов оценки расстояния, менее чувствительных к мешающим отражениям [5], использование оптимальных алгоритмов обработки сигнала разностной частоты [4, 6, 7]. Однако использование следящих алгоритмов [8] для оценки частоты сигнала, снимаемого с выхода смесителя частотно-модулированных дальномеров, которые способны в значительной степени минимизировать влияние помеховых отражений и базируются на методе максимального правдоподобия, сталкивается с ограничением – скорость перемеще-

ния полезного отражателя не должна превышать четверти длины волны несущего колебания при двух последовательных измерениях. Одним из путей, позволяющих устранить упомянутый недостаток, является включение в состав опорного сигнала функции правдоподобия сигнала, соответствующего мешающему отражателю.

Целью работы является оценка необходимой точности определения параметров (амплитуды и местоположения) сигнала разностной частоты, соответствующего мешающим отражениям (МО), позволяющего при включении его в состав опорного сигнала уменьшить погрешность измерения.

Модель сигнала

На выходе смесителя дальномера с частотной модуляцией сигнал разностной частоты (СРЧ) $z(t)$ обычно представляется (без составляющей на удвоенной частоте) в следующем виде [1, 2]:

$$z(t) = A_c \cos[\omega_0 \tau_c + 2\Delta\omega \tau_c t / T_m + \varphi_c] + \sum_{k=1}^K A_{nk} \cos[\omega_0 \tau_{nk} + 2\Delta\omega \tau_{nk} t / T_m + \varphi_{nk}] + n(t), \quad (1)$$

где A_c – амплитуда полезного сигнала; A_n – амплитуда помехового сигнала; ω_0 – минимальное значение частоты несущего колебания; $\Delta\omega$ – диапазон перестройки частоты передатчика; T_m – период модуляции несущего колебания; τ_c – время задержки полезного сигнала; τ_n – время задержки помехового сигнала; φ_c – фаза полезного сигнала; φ_n – фаза помехового сигнала; K – общее число мешающих отражений; k – порядковый номер мешающего отражения; $n(t)$ – белый нормальный шум с односторонней спектральной плотностью N .

Алгоритмы оценки расстояния

Согласно [6,7], в современных дальномерах с частотной модуляцией за оценку $\hat{\omega}$ частоты СРЧ принимается значение частоты, соответствующее пику спектральной плотности амплитуд $S(\omega)$ (или спектральной плотности мощности) СРЧ, то есть

$$S(\hat{\omega}) = \max_{\omega}. \quad (2)$$

Затем значение оценки расстояния рассчитывается так:

$$\hat{R} = \hat{\omega} T_m c / 4\Delta\omega, \quad (3)$$

где c – скорость света.

Поскольку расстояние получается путем расчета по (3), то очевидно, что погрешность измерения расстояния полностью определяется погрешностями измерения частоты сигнала, снимаемого с выхода смесителя дальномера.

Рассмотрим влияние одного мешающего отражателя на погрешность измерения. Величина погрешности ΔR рассчитывается по следующей формуле:

$$\Delta R = \hat{R} - R_0, \quad (4)$$

где R_0 – истинное расстояние.

Типичный график погрешности измерения, вызванной влиянием одного МО, представлен на рисунке 1. Моделирование осуществлялось при следующих условиях: $\omega_0 = 10$ ГГц, $\Delta\omega = 1$ ГГц. Отношения сигнал-помеха, сигнал-шум соответственно составляют 6 дБ и 70 дБ. Затуханием в среде распространения (при измерении расстояния до поверхности жидких сред) пренебрегаем. Линия 1 означает огибающую погрешности измерения расстояния, а линия 2 – мгновенные погрешности измерения. Под Δr понимается расстояние между полезным отражателем и МО. В последующих рисунках будут показаны только огибающие полученных зависимостей.

Влияние МО приводит к смещению пика спектральной плотности сигнала разностной частоты, чем и обусловлена погрешность измерения. По рисунку 1 видно, что график погрешности ΔR имеет колебательный характер, что обусловлено наличием слагаемых вида $\omega_0 \tau_c$ в сигнале (1).

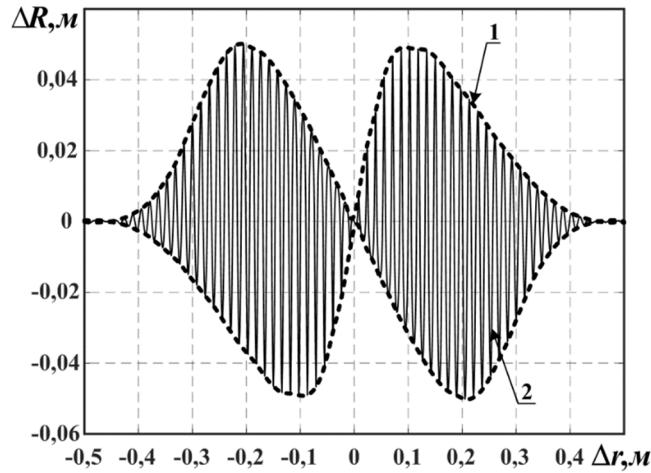


Рисунок 1 – Погрешность измерения расстояния
Figure 1 – Distance measurement error

Алгоритмы, реализующие метод максимального правдоподобия, позволяют минимизировать ошибки оценки параметров радиосигнала [6, 7], возникающие за счет шума. Логарифм функции правдоподобия (ЛФП) на интервале $(0, T_m / 2)$ можно представить в следующем виде [6, 7]:

$$\Lambda[A_{on}, \tau_{on}, \varphi_{on}] = \frac{2}{N} \int_0^{T_m/2} \left\{ z(t) y(t, A_{on}, \tau_{on}, \varphi_{on}) - \frac{1}{2} y^2(t, A_{on}, \tau_{on}, \varphi_{on}) \right\} dt, \quad (5)$$

где $y(t, A_{on}, \tau_{on}, \varphi_{on})$ – опорный сигнал.

Последовательность вычислений для определения расстояния согласно (5) при известных и неизвестных амплитуде и фазе СРЧ подробно изложена в [4]. При реализации алгоритма (5) во временной области необходимо в опорном сигнале, варьируя величиной τ_{on} , добиваться максимизации логарифма функции правдоподобия. За величину оценки $\hat{\tau}_c$ времени задержки СРЧ принимается то значение времени задержки опорного сигнала τ_{on} , при котором выполняется упомянутое условие. Расстояние определяется известной формулой $\hat{R} = c \hat{\tau}_c / 2$.

Поставив (1) в (5), после интегрирования получим сигнальную функцию $q(A_c, A_n, \tau_c, \tau_n, \varphi_c, \varphi_n)$ для достаточно больших относительных частот в виде:

$$\begin{aligned} q(A_c, A_n, \tau_c, \tau_n, \varphi_c, \varphi_n) &= q_c(A_c, \tau_c, \varphi_c) + q_n(A_n, \tau_n, \varphi_n) = \\ &= \frac{A_c A_{on} T_m}{2N} \cos[\omega_0(\tau_c - \tau_{on}) + \varphi_c - \varphi_{on}] \times \frac{\sin\{\Delta\omega(\tau_c - \tau_{on})/2\}}{\Delta\omega(\tau_c - \tau_{on})/2} + \\ &+ \frac{A_n A_{on} T_m}{2N} \cos[\omega_0(\tau_n - \tau_{on}) + \varphi_n - \varphi_{on}] \times \frac{\sin\{\Delta\omega(\tau_n - \tau_{on})/2\}}{\Delta\omega(\tau_n - \tau_{on})/2}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $q_c(A_c, \tau_c, \varphi_c)$ – сигнальная функция для полезного сигнала; $q_n(A_n, \tau_n, \varphi_n)$ – сигнальная функция для сигнала, отраженного помехой.

Функция (6) является многоэкстремальной. Влияние МО приводит к перераспределению величин экстремумов. Однако, как показывает анализ сигнальной функции [8], всегда имеет-

ся экстремум, соответствующий измеряемому расстоянию. Это свойство ЛФП положено в основу работы следящего измерителя [8].

Однако следящий алгоритм имеет упомянутый выше недостаток: изменение дальности до уровня содержимого резервуара при двух последовательных измерениях не должно превышать половины длины волны передатчика ($\lambda/2$). В противном случае происходит срыв слежения за полезным экстремумом, что приводит к аномальным ошибкам.

Приведем основные соотношения, позволяющие определить дисперсию оценки расстояния при использовании (5). Дисперсию оценки расстояния (нижняя граница Рао – Крамера), полагая фазу и амплитуду СРЧ известными и используя методику, подробно описанную в [6, 7], определим следующим образом:

$$D(\hat{R}) \geq \frac{N}{2E} \frac{c^2}{4\omega_0^2}, \quad (7)$$

где $E = A_c^2 T_m / 2$ – энергия СРЧ, рассчитанная за полупериод модуляции.

Из выражения (7) следует, что чем больше значения частоты несущего колебания ω_0 , тем меньше дисперсии оценки расстояния $D(\hat{R})$.

Однако на практике фаза сигнала разностной частоты в течение измерения может изменяться вследствие изменения свойств среды в резервуаре, а также изменения давления, температуры. При неизвестной фазе дисперсию оценки расстояния можно определить по следующей формуле:

$$D(\hat{R}) \geq \frac{N}{2E} \frac{3c^2}{\Delta\omega^2}. \quad (8)$$

Можно отметить, что дисперсия, определенная по формуле (8), определяет дисперсию оценки расстояния и при использовании алгоритма (2).

Из соотношения (8) видно, что погрешность оценки расстояния при использовании (5) можно уменьшить за счет увеличения диапазона перестройки несущей частоты. Это объясняется увеличением числа нулевых точек за время полупериода модуляции, что позволяет более точно определить разностную частоту, связанную с расстоянием. Однако увеличение $\Delta\omega$ ограничено техническими возможностями. При известной фазе сигнала, используя (5), можно существенно уменьшить дисперсию оценки расстояния. Величину выигрыша G при использовании (5) можно определить следующим образом:

$$G = \frac{12\omega_0^2}{\Delta\omega^2}. \quad (9)$$

Из (9) следует, что при $\omega_0 = 10$ ГГц, $\Delta\omega = 1$ ГГц дисперсия оценки расстояния снижается примерно на три порядка при использовании алгоритма (5).

Включение в опорный сигнал функции правдоподобия (5) помеховой составляющей позволит не только минимизировать влияние шума, но и уменьшить влияние МО. Однако требуется оценка тех параметров СРЧ, которые обусловлены наличием МО.

Оценка фазы $\hat{\varphi}_n$ СРЧ, отраженного от МО, будет определяться соотношением [9]

$$\int_{\hat{\tau}_n - \lambda/4c}^{\hat{\tau}_n} \Lambda(\tau_n, \varphi_n) d\tau_n = \int_{\hat{\tau}_n}^{\hat{\tau}_n + \lambda/4c} \Lambda(\tau_n, \varphi_n) d\tau_n, \quad (10)$$

где $\hat{\tau}_n$ – предварительная оценка времени задержки, величина которой определяется с помощью алгоритма (2); $\Lambda(\tau_n, \varphi_n)$ – логарифм функции правдоподобия.

В данной работе предлагается оценивать фазу сигнала только один раз. Полученная фаза используется для уточнения оценки времени задержки при использовании метода максимального правдоподобия на интервале $(\hat{\tau}_n - \lambda/4c, \hat{\tau}_n + \lambda/4c)$.

Полученные оценки фазы и времени задержки используются для оценки амплитуды помехи. Ее величина определится так [6, 7]:

$$\hat{A}_n = \int_0^{T_m/2} z(t) y_1(t, \hat{\tau}_n, \hat{\varphi}_n) dt \bigg/ \int_0^{T_m/2} y_1^2(t, \hat{\tau}_n, \hat{\varphi}_n) dt, \quad (11)$$

где $y_1(t, \hat{\tau}_n, \hat{\varphi}_n)$ – опорный сигнал с единичной амплитудой.

После определения параметров помехи можно сформировать опорный сигнал в виде

$$y(t, A_{on}, \tau_{on}, \varphi_{on}, A_{onn}, \tau_{onn}, \varphi_{onn}) = A_{on} \cos(\omega_0 \tau_{on} + 2\Delta\omega \tau_{on} t / T_m + \varphi_{on}) + \sum_{k=1}^K A_{onnk} \cos(\omega_0 \tau_{onnk} + 2\Delta\omega \tau_{onnk} t / T_m + \varphi_{onnk}), \quad (12)$$

где $A_{onn}, \tau_{onn}, \varphi_{onn}$ – соответственно оценки амплитуды, времени задержки, фазы сигнала, соответствующего помехе.

Ограничиваясь влиянием одного МО, поставив (12) в (5), вычисляя интеграл, пренебрегая слагаемыми с удвоенной частотой, получаем сигнальную функцию:

$$\begin{aligned} q(A_c, A_n, A_{onn}, \tau_c, \tau_n, \tau_{onn}, \varphi_c, \varphi_n, \varphi_{onn}) &= q_c(A_c, \tau_c, \varphi_c) + q_n(A_n, \tau_n, \varphi_n) - q_{nn}(A_{onn}, \tau_{onn}, \varphi_{onn}) = \\ &= \frac{A_c A_{on} T_m}{2N} \cos[\omega_0(\tau_c - \tau_{on}) + \varphi_c - \varphi_{on}] \times \frac{\sin\{\Delta\omega(\tau_c - \tau_{on})/2\}}{\Delta\omega(\tau_c - \tau_{on})/2} + \\ &+ \frac{A_n A_{on} T_m}{2N} \cos[\omega_0(\tau_n - \tau_{on}) + \varphi_n - \varphi_{on}] \times \frac{\sin\{\Delta\omega(\tau_n - \tau_{on})/2\}}{\Delta\omega(\tau_n - \tau_{on})/2} - \\ &- \frac{A_{onn} A_{on} T_m}{2N} \cos[\omega_0(\tau_{onn} - \tau_{on}) + \varphi_{onn} - \varphi_{on}] \times \frac{\sin\{\Delta\omega(\tau_{onn} - \tau_{on})/2\}}{\Delta\omega(\tau_{onn} - \tau_{on})/2}. \end{aligned} \quad (13)$$

Из (13) видно, что при точном определении параметров помехи, то есть $A_n = A_{onn}$, $\tau_n = \tau_{onn}$ и $\varphi_n = \varphi_{onn}$, сигнальная функция $q(A_c, A_n, A_{onn}, \tau_c, \tau_n, \tau_{onn}, \varphi_c, \varphi_n, \varphi_{onn})$ изменяется под воздействием только полезного сигнала. Смещения экстремума ЛФП под воздействием помехи не будет. Однако параметры помехи не остаются постоянными в процессе работы ЧМ дальномера, поэтому необходимо определить, с какой точностью их необходимо оценивать. Погрешности при определении амплитуды и местоположения помехи неизбежны из-за влияния полезного сигнала. Это объясняется тем, что включение в состав опорного сигнала помеховой составляющей целесообразно только вблизи помехи (см. рисунок 1), то есть там, где ее влияние максимально. Из (13) также следует, что использование опорного сигнала (12) не приводит к увеличению дисперсии оценки за счет влияния шума. Дисперсия оценки расстояния по-прежнему будет определяться формулой (8).

Результаты моделирования

На рисунке 2 приведена погрешность оценки расстояния при точном определении местоположения помехи, то есть при $\tau_n = \tau_{onn}$. Несущая частота и диапазон перестройки несущей равны соответственно значениям $\omega_0 = 10$ ГГц и $\Delta\omega = 1$ ГГц. Отношения сигнал-помеха, сигнал-шум соответственно равны 6 дБ и 70 дБ. Приведенные графики на рисунке 2 рассчитаны при различных отношениях амплитуд $\Delta A_n / A_n$, где $\Delta A_n = A_{onn} - A_n$. Сплошная жирная линия 1 – погрешность при отношении $\Delta A_n / A_n = 0,2$. Пунктирная линия 2 – при $\Delta A_n / A_n = 0,4$. Сплошная тонкая линия 3 – при $\Delta A_n / A_n = 0,7$.

Анализ графиков, приведенных на рисунках 1 и 2, показывает, что погрешность измерения расстояния (частоты) при использовании (5) уменьшается примерно в 2 – 3 раза по сравнению с погрешностью измерения при использовании алгоритма (2). При $\Delta A_n / A_n \leq 0,2$ мож-

но считать, что влияние мешающего отражения на результаты измерения несущественно. При увеличении отношения $\Delta A_n/A_n > 0,2$ погрешность оценки расстояния резко возрастает до значений, примерно кратных $\lambda/2$. Это объясняется появлением эффекта «перескока на соседний максимум», то есть максимум ЛФП смещается от истинного положения полезного отражения на величину, кратную $\lambda/2$.

На рисунке 3 показана ошибка измерения расстояния при неточном определении местоположения помехи. Условия моделирования остались без изменений. Принято, что различие в амплитудах МО и опорного сигнала равно нулю, то есть $\Delta A_n = 0$. Известно, что величина времени задержки от МО прямо пропорциональна расстоянию от радиодальномера с частотной модуляцией до МО. В данной работе обозначена разность времени задержки $\Delta\tau_n = \tau_{omn} - \tau_n = 2\Delta r_n/c$, где Δr_n – ошибка оценки местоположения помех в резервуаре. Сплошная жирная линия 1 получена при $\Delta r_n = 3$ см. Пунктирная линия 2 – при $\Delta r_n = 5$ см. Сплошная тонкая линия 3 – при $\Delta r_n = 8$ см.

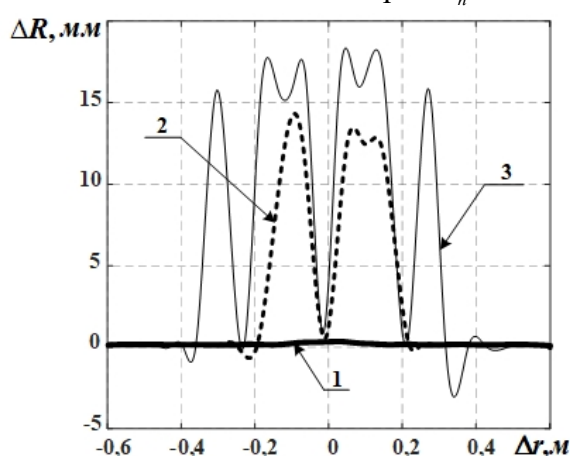


Рисунок 2 – Погрешность измерения расстояния при точном определении местоположения помехи

Figure 2 – Distance measurement error when accurately determining the location of interference

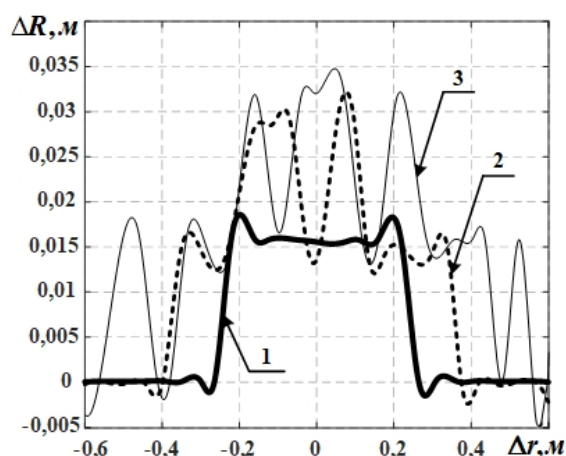


Рисунок 3 – Погрешность измерения расстояния при разнице времени задержки помехового и опорного сигналов

Figure 3 – Distance measurement error when the delay time of interference and reference signals differs

Из сравнения результатов, показанных на рисунках 1 и 3, отметим, что ошибка оценки расстояния при использовании метода максимального правдоподобия меньше примерно в 1,5 раза погрешности при использовании алгоритма (2). Ошибка измерения расстояния резко увеличивается в окрестности местоположения помехи, то есть в окрестности точки $\Delta r = 0$. Это объясняется увеличением величины фазовой добавки $\omega_0(\tau_n - \tau_{omn})$ в СРЧ.

На рисунке 4 показана ошибка оценки расстояния при неточном определении и местоположения помех и амплитуды помеховых сигналов. Условия проведения моделирования соответствуют рисунку 3. Графики получены с помощью метода максимального правдоподобия с разницей амплитуд МО и опорного сигналов на величину $\Delta A_n/A_n = 0,2$. Сплошная жирная линия 1 получена методом максимального правдоподобия при $\Delta r_n = 3$ см. Пунктирная линия 2 – при $\Delta r_n = 5$ см. Сплошная тонкая линия 3 – при $\Delta r_n = 8$ см. Видно, что погрешность измерения и зона повышенной погрешности, приведенные на рисунке 4, больше погрешности измерения и зоны повышенной погрешности, приведенных на рисунке 3. При $\Delta A_n/A_n = 0,2$, $\Delta r_n = 8$ см на графике 4 в окрестности положения помехи погрешность имеет максимальное значение за счет максимальной величины фазовой добавки $\omega_0(\tau_n - \tau_{omn})$.

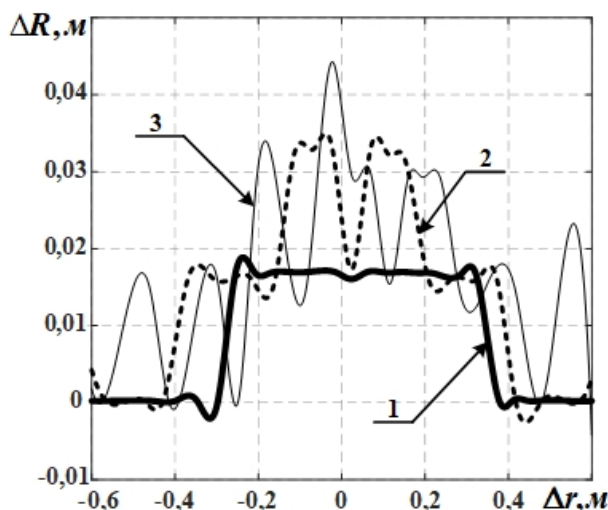


Рисунок 4 – Погрешность измерения расстояния при ошибке определения местоположения помех с различными амплитудами помехового и опорного сигналов
Figure 4 – Distance measurement error when determining the location of interference with different amplitudes of interference and reference signals

Заключение

Использование в составе опорного сигнала функции правдоподобия составляющей, учитывающей параметры помехи, позволяет заметно уменьшить погрешность измерения расстояния. Полученные выше результаты позволяют, по крайней мере в первом приближении, оценить требования к точности оценки параметров помехи, вызванной влиянием МО. Показано, что различия в амплитудах той части опорного сигнала, которая учитывает помеху, и амплитуде самой помехи не столь существенны. Даже при достаточно больших погрешностях в оценке амплитуды помехи достигается заметное увеличение точности измерения расстояния. Ошибки в определении местоположения МО оказывают более существенное влияние на точность измерения. Поэтому для включения в состав опорного сигнала составляющей, учитывающей помеху, необходимы априорные сведения о местоположении помехи.

Библиографический список

1. Винницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. М.: Сов. радио, 1961. 495 с.
2. Шелухин О.И. Радиосистемы ближнего действия. М.: Радио и связь, 1989. 236 с.
3. Паршин В.С., Багдадюлян А.А. Повышение точности измерения дальности ЧМ дальномером при наличии мешающих отражений с помощью методов параметрического спектрального анализа // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2006. № 18. С. 46-50. EDN: JWZNBT.
4. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Давыдовкин В.М., Паршин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника, 2012. 512 с.
5. Езерский В.В., Паршин В.С., Баранов И.В., Гусев В.С., Багдадюлян А.А. Сравнительный анализ помехоустойчивости алгоритмов измерения дальности ЧМ дальномером в спектральной области // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2004. № 14. С. 43-48. EDN: JWNDHZ.
6. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. Радио. 1978. 296 с.
7. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.
8. Паршин В.С. Следящий измеритель частоты сигнала биений радиодальномера с частотной модуляцией зондирующего сигнала // Труды Российского общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. 2008. № 10. С. 395-398.
9. Паршин В.С., Нгуен В.Д. Алгоритмы оценки фазовой характеристики дальномера с частотной модуляцией зондирующего сигнала // Цифровая обработка сигналов. 2023. № 2. С. 22-26. EDN: NWHKGI.

UDC 621.396

REFERENCE SIGNAL FORMATION WHEN MEASURING DISTANCE WITH FM RANGE FINDER BY MAXIMUM LIKELIHOOD METHOD

V. S. Parshin, Dr. Sc. (Tech.), full professor, department of radio control and communication, RSREU, Ryazan, Russia;

orcid.org/0000-0003-4599-2560, e-mail: vsparshin@gmail.com

V. D. Nguyen, post-graduate student RSREU, Ryazan, Russia;

orcid.org/0000-0002-3309-1290, e-mail: ducnguyenvan15043003@gmail.com

*The article analyzes the error in estimating the distance by rangefinder with frequency modulation of the emitted signal, caused by the influence of interfering reflectors. The reason for the appearance of interfering reflections is the presence of parasitic reflecting elements in rangefinder working area, along with useful reflector. Reducing the influence of interfering reflectors on the accuracy of distance estimation is achieved by including in reference signal composition the likelihood function of the component caused by the influence of interference. The specificity of interference caused by interfering reflectors is that it is a signal with non-random unknown parameters. To include such interference in reference signal composition of likelihood function, it is necessary to estimate its amplitude, phase. **The aim of this work** is to determine the error in measuring the distance when including in reference signal composition the likelihood function of the signal corresponding to interference, with a preliminary estimate of its amplitude and phase.*

Keywords: maximum spectral component, maximum likelihood method, interfering reflectors, distance measurement error, frequency ranging, likelihood function, difference frequency signal, reference signal, interference amplitude, interference location.

DOI: 10.21667/1995-4565-2024-90-14-21

References

1. **Vinnitsky A. S.** *Ocherk osnov radiolokacii pri nepreryvnom izluchenii radiovoln* (Essay on the fundamentals of radar with continuous emission of radio waves). Moscow: Sov. Radio. 1961. 495 p. (in Russian).
2. **Shelukhin O.I.** *Radiosistemy blizhnego dejstviya* (Short-range radio systems). Moscow: Radio and communication. 1989. 236 p. (in Russian).
3. **Parshin V.S., Bagdagulyan A.A.** Povyshenie tochnosti izmereniya dal'nosti CHM dal'nomerom pri nalichii meshayushchih otrazhenij s pomoshch'yu metodov parametricheskogo spektral'nogo analiza. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta*. 2006, no. 18, pp. 46-50. (in Russian). EDN: JWZNBТ.
4. **Atayants B.A., Ezersky V.V., Davydochkin V.M., Parshin V.S., Smolsky S.M.** *Precizionnye sistemy blizhnej chastotnoj radiolokacii promyshlennogo primeneniya* (Precision systems of short-range frequency radar for industrial use). Moscow: Radio Engineering. 2012, 512 p. (in Russian).
5. **Ezersky V.V., Parshin V.S., Baranov I.V., Gusev V.S., Bagdagulyan A.A.** Sravnitel'nyj analiz pomekhoustoichivosti algoritmov izmereniya dal'nosti ChM dal'nomerom v spektral'noj oblasti. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta*. 2004, no. 14, pp. 43-48. (in Russian). EDN: JWNDHZ.
6. **Kulikov E.I., Trifonov A.P.** *Ocenka parametrov signalov na fone pomekh* (Estimation of signal parameters against a background of interference). Moscow: Sov. Radio. 1978. 296 p. (in Russian).
7. **Tikhonov V.I.** *Optimal'nyj priem signalov* (Optimal signal reception). Moscow: Radio and communications. 1983. 320 p.
8. **Parshin V.S.** Sledyashchij izmeritel' chastoty signala bienij radiodal'nomera s chastotnoj modulyaciej zondiruyushchego signala. *Trudy Rossijskogo obshchestva radiotekhniki, elektroniki i svyazi im. A.S. Popova*. 2008, no. 10, pp. 395-398. (in Russian).
9. **Parshin V.S., Nguyen V.D.** Algoritmy ocenki fazovoj harakteristiki dal'nomera s chastotnoj modulyaciej zondiruyushchego signala. *Cifrovaya obrabotka signalov*. 2023, no. 2, pp. 22-26. (in Russian). EDN: NWHKGI.