

УДК 621.396

УМЕНЬШЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ РАССТОЯНИЯ ДАЛЬНОМЕРОМ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПЕРЕСТРОЙКИ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ ПЕРЕДАТЧИКА

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

Н. С. Заигров, аспирант РГРТУ, Рязань, Россия
orcid.org/0000-0002-2538-4325, e-mail: margera11@yandex.ru

Существенным фактором, ограничивающим использование радиодальномеров с частотной модуляцией излучаемого сигнала, являются мешающие отражатели, расположенные на пути распространения зондирующего сигнала. Помехи, вызванные мешающими отражателями, в зависимости от отношения сигнал/помеха могут увеличивать погрешность оценки расстояния на один-два порядка. Рассмотрены особенности компенсации помех в спектральной и временной области. При компенсации в спектральной области проведен анализ использования как амплитудного, так и спектра мощности сигнала разностной частоты. Показано, что при компенсации во временной области для уменьшения погрешности необходимо исключить влияние взаимной энергии помехи и полезного сигнала. Показано, что компенсация помех обеспечивается лишь при перестройке несущей частоты передатчика при сохранении ее девиации. Приведены результаты моделирования, показывающие, что при перестройке несущей частоты передатчика возможно в 3-5 раз уменьшить погрешность измерения расстояния.

Ключевые слова: радиодальномер, сигнал разностной частоты, мешающий отражатель, оценка расстояния, погрешность оценки расстояния, спектральная плотность, минимизация погрешности оценки, компенсация помех в частотной области, компенсация помех во временной области.

DOI: 10.21667/1995-4565-2020-74-14-22

Введение

В системах контроля и управления технологическими процессами актуальной является задача точного измерения расстояния (с погрешностью до долей мм) до отражающей поверхности, находящейся в замкнутом объеме. В качестве примера можно указать контроль расстояния до уровня содержимого в резервуарах, заполненных агрессивной, в том числе и радиоактивной, средой. Высокая точность измерения обеспечивается с помощью дальномеров с непрерывным частотно-модулированным излучением (РД ЧМ) и определением расстояния по разности частот между излучаемым и отраженным сигналами. В отсутствие помех многие способы [1] обработки сигнала разностной частоты (СРЧ) позволяют достаточно точно измерять частоту, линейно связанную с расстоянием. В ситуации, типичной на практике, в сигнале СРЧ присутствует составляющая, которая вызвана отражениями от элементов конструкции резервуара, его стенок и дна. Влияние мешающих отражений (МО) приводит к увеличению погрешности измерения до величин в десятки сантиметров. Предложены различные подходы, позволяющие уменьшить влияние МО. В основном это использование методов непараметрического спектрального анализа и следящих измерителей [1, 2]. Упомянутые методы не свободны от недостатков [1]. Поэтому и возникает необходимость в анализе других методов. Одним из этих методов является компенсация МО. Несмотря на очевидность, на практике применение компенсации МО вызывает существенные затруднения [3]. В настоящей работе проведен анализ методов компенсации МО, позволяющий существенно уменьшить погрешность измерения с помощью варьирования несущей частоты передатчика при сохранении его диапазона перестройки.

Модель сигнала. Алгоритмы оценки расстояния

Сигнал $S(t)$ СРЧ на выходе смесителя РД ЧМ обычно представляют в виде:

$$S(t) = S_c \cos[\omega_0 \tau_{zc} + 2\Delta\omega_d \tau_{zc} t / T_{mod} + \phi_c(\tau_{zc})] + \\ + \sum_{m=1}^M S_m \cos[\omega_0 \tau_{zm} + 2\Delta\omega_d \tau_{zm} * t / T_{mod} + \phi_c(\tau_{zm})] + n(t),$$

где S_c и S_m – амплитуды полезного и помеховых сигналов; ω_0 – минимальное значение несущей частоты передатчика; $\Delta\omega_d$ – диапазон перестройки частоты передатчика; T_{mod} – период модуляции несущего колебания; τ_{zc} и τ_{zm} – задержки сигнала, соответствующие расстояниям до измеряемого уровня и мешающего отражателя; M – число мешающих отражателей; $\phi_c(\tau_{zc})$ и $\phi_c(\tau_{zm})$ – фазы полезного и помехового сигналов, обусловленные фазовой характеристикой ЧМ дальномера и диэлектрическими свойствами отражающей поверхности и МО; $n(t)$ – белый гауссовский шум.

Для оценки расстояния в современных ЧМ дальномерах используют оценку частоты, на которой находится максимальная спектральная составляющая амплитудного спектра $A(\hat{\omega})$ СРЧ (или максимальная составляющая его спектра мощности), то есть [4]

$$A(\hat{\omega}) = \max_{\omega}. \quad (1)$$

Оценка расстояния $\hat{R}$ связана со значением оценки частоты СРЧ известным соотношением

$$\hat{R} = \hat{\omega}_o T_{mod} c / 8\Delta\omega_d,$$

где c – скорость света; $\hat{\omega}_o$ – оценка частоты СРЧ.

На рисунке 1 показаны мгновенные погрешности $\Delta R = \hat{R} - R_{ист}$ ($R_{ист}$ – истинное расстояние) измерения расстояния в зависимости от расстояния Δr между полезным отражателем и МО (штриховая линия). Отношение сигнал/помеха $q_{сн}=6$ Дб, отношение сигнал/шум $q_{сш}=70$ дБ. Величины $\Delta\omega_d$ и ω_0 равны соответственно 500 МГц и 10 ГГц. При моделировании использована двухэтапная процедура оценки частоты СРЧ, на которой находится максимальная спектральная составляющая, изложенная в работе [1]. Принято, что имеется только одно МО. Для уменьшения влияния составляющих спектральной плотности (СП), вычисляемых на отрицательных частотах, использовано окно Блэкмана [5].

Видно, что влияние МО приводит к существенному увеличению погрешности измерения, поскольку в беспомеховой обстановке погрешность не превышает 1 мм при указанных условиях моделирования. Для уменьшения влияния МО сформируем компенсирующий сигнал $S_{kc}(t, \vec{V}_{kc})$. В результате компенсации получим скомпенсированный СРЧ

$$S_k(t, \vec{V}_k) = S_c(t, \vec{V}) - S_{kc}(t, \vec{V}_{kc}),$$

где $\vec{V}_k, \vec{V}, \vec{V}_{kc}$ – векторы параметров (амплитуда, время задержки, несущая частота, диапазон перестройки, период модуляции и фаза) соответственно скомпенсированного, исходного и компенсирующего СРЧ.

В частотной области СП скомпенсированного сигнала можно представить как

$$G_k(\omega, \vec{V}_k) = G_c(\omega, \vec{V}) - G_{kc}(\omega, \vec{V}_{kc}),$$

где $G_k(z), G_c(z), G_{kc}(z)$ – соответственно СП скомпенсированного, полезного и помехового сигналов.

Очевидно, что, когда все параметры компенсирующего сигнала равны параметрам сигнала, соответствующего МО, помеха будет полностью скомпенсирована.

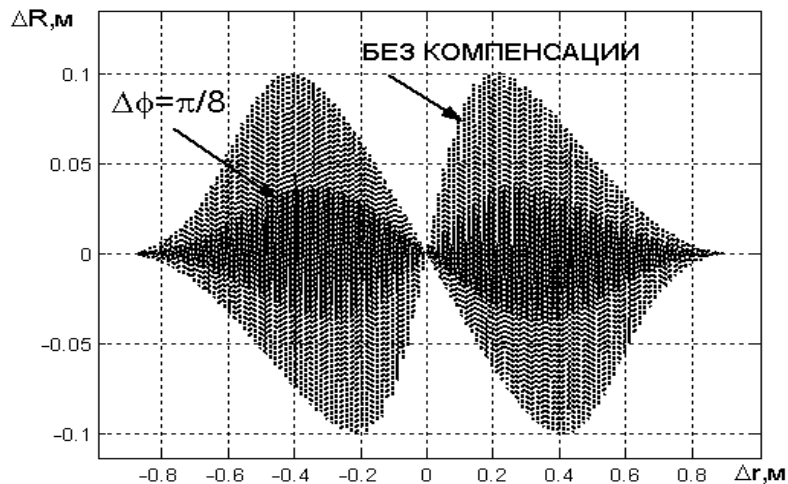


Рисунок 1 – Мгновенные погрешности измерения расстояния
Figure 1 – Instantaneous errors in distance measurement

На практике часто возможно, в режиме обучения, получить СРЧ, соответствующий МО, и на его основе сформировать компенсирующий сигнал. Однако, если такие параметры, как несущая частота, диапазон перестройки, период модуляции, являются высокостабильными, то остальные параметры (амплитуда МО, его местоположение и, главное, фаза СРЧ) меняются со временем из-за изменений геометрии резервуара и температуры, изменения диэлектрических свойств МО вследствие осаждения на нем различного рода примесей. Достаточно указать, что при значении частоты $\omega_o = 10$ ГГц изменение расстояния от дальномера до отражателя на величину 1 мм приводит к изменению фазы СРЧ на 12 градусов. На рисунке 1 сплошной линией показана мгновенная погрешность ΔR при отклонении фазы компенсирующего сигнала от фазы сигнала разностной частоты МО на величину $\Delta\varphi = \pi/8$.

Видно, что и небольшие отклонения в фазе сигналов $S(t, \vec{V})$ и $S_{kc}(t, \vec{V}_{kc})$ приводят к существенной погрешности оценки расстояния. При более значительной разнице в фазах при компенсации произойдет не уменьшение, а увеличение погрешности ΔR .

Обозначим фазу СРЧ как

$$F(\tau_s) = \omega_o \tau_{sc} + \varphi_c(\tau_s).$$

Из последней формулы следует, что, варьируя несущую частоту ω_o РД ЧМ, можно изменять начальные фазы полезного сигнала и сигнала, соответствующего МО, что может служить основой для компенсации МО. Во избежание путаницы в дальнейшем под термином «варьирование» будем понимать изменение несущей частоты передатчика, оставляя неизменным для каждого значения несущей частоты диапазон перестройки $\Delta\omega_d$.

Компенсация в частотной области

Рассмотрим два варианта компенсации в частотной области.

1. Использование для компенсации СП мощности. Полагаем, что в режиме обучения получена СП мощности сигнала, соответствующего МО.

Представим СП мощности суммы полезного сигнала и МО (ограничимся случаем, когда имеется только один МО) в виде:

$$\begin{aligned} |S(j\omega)|^2 &= \frac{2}{T_{\text{мод}}} |S_c(j\omega)|^2 + \frac{2}{T_{\text{мод}}} |S_m(j\omega)|^2 + \\ &+ \frac{2}{T_M} |S_c(j\omega)| |S_m(j\omega)| \cos[\omega_o \tau_s - \omega_o \tau_{sm} + \varphi_c(\tau_s) - \varphi_c(\tau_{sm})]. \end{aligned}$$

где $\frac{2}{T_{\text{мод}}} |S_c(j\omega)|^2$ и $\frac{2}{T_{\text{мод}}} |S_m(j\omega)|^2$ – СП мощности полезного СРЧ и сигнала, соответствующего МО; $S(j\omega)$ – комплексный спектр сигналов в базисе Фурье.

Полагая, что СП мощности компенсирующего и помехового сигналов равны, после компенсации получим, что

$$S_k(j\omega) = \frac{2}{T_{\text{мод}}} |S_c(j\omega)|^2 - \frac{2}{T_{\text{мод}}} |S_{kc}(j\omega)|^2 = \frac{2}{T_{\text{мод}}} |S_c(j\omega)|^2 + \frac{2}{T_{\text{мод}}} |S_c(j\omega)| |S_m(j\omega)| \cos[\omega_0 \tau_{zc} - \omega_0 \tau_{zm} + \varphi_c(\tau_z) - \varphi_m(\tau_{zm})]. \quad (2)$$

Второе слагаемое в формуле (2) есть не что иное, как взаимная СП полезного сигнала и сигнала, соответствующего МО. Взаимная СП зависит от фаз этих сигналов, что является основой алгоритма компенсации МО. Для этого, варьируя несущую частоту РД ЧМ, необходимо найти ту частоту, при которой взаимная СП будет равна нулю.

Для реализации режима компенсации воспользуемся функционалом

$$A_M [\Phi(\omega_{\text{var}}, \tau_{zc}, \tau_{zm}, \varphi_c, \varphi_m)] = \int_0^\infty |S(j\omega)|^2 d\omega, \quad (3)$$

где $\Phi(\omega_{\text{var}}, \tau_z, \tau_{zmo}, \varphi_1, \varphi_2) = \cos[\omega_{\text{var}} \tau_{zc} - \omega_{\text{var}} \tau_{zmo} + \varphi_1(\tau_z) - \varphi_2(\tau_{zmo})]$; ω_{var} – значения варьируемой несущей частоты.

Функционал (3) имеет колебательный характер, изменяясь по закону косинуса со средним значением $\frac{2}{T_{\text{мод}}} \int_0^\infty |S_c(j\omega)|^2 d\omega$. То значение несущей частоты, при которой

$\frac{2}{T_{\text{мод}}} |S_k(j\omega)|^2 = \frac{2}{T_{\text{мод}}} |S_c(j\omega)|^2$, будет соответствовать нулевому значению взаимной СП.

Из (3) следует, что для компенсации МО необходимо найти частоты $\omega_{\text{var}1}$ и $\omega_{\text{var}2}$, на которых находятся соседние максимальное A_{max} и минимальное A_{min} значения функционала (3). Оптимальное значение несущей частоты будет равно $\omega_{\text{opt}} \approx (\omega_1 + \omega_2) / 2$. Для этого значения частоты выполняется условие

$$\frac{2}{T_{\text{мод}}} |S_c(j\omega)| |S_m(j\omega)| \cos[\omega_{\text{opt}} \tau_{zc} - \omega_{\text{opt}} \tau_{zm} + \varphi_c(\tau_z) - \varphi_m(\tau_{zm})] \approx 0.$$

2. Использование для компенсации амплитудных спектров СРЧ и компенсирующего сигнала. Представим спектральную плотность мощности скомпенсированного сигнала в виде:

$$|S_k(j\omega)|_A^2 = \{ |S_c(j\omega) + S_m(j\omega)| - |S_{kc}(j\omega)| \}^2.$$

После преобразования получим, что

$$|S_k(j\omega)|_A^2 = \{ |S_c(j\omega)|^2 + |S_m(j\omega)|^2 + |S_{kc}(j\omega)|^2 - 2 |S_{kc}(j\omega)| \times \\ \times \{ |S_c(j\omega)|^2 + |S_m(j\omega)|^2 + 2 |S_c(j\omega)| |S_m(j\omega)| [\Phi(\omega_{\text{var}}, \tau_z, \tau_{zm}, \varphi_c, \varphi_m)]^{0.5} \} \\ + 2 |S_c(j\omega)| |S_m(j\omega)| [\Phi(\omega_{\text{var}}, \tau_{zc}, \tau_{zm}, \varphi, \varphi_m)] \}. \quad (4)$$

Из выражения (4) следует, что максимальные значения функционала

$$A_A [\Phi(\omega_{\text{var}}, \tau_z, \tau_{zm}, \varphi_c, \varphi_m)] = \int_0^\infty |S_k(j\omega)|_M^2 d\omega$$

будут соответствовать значению $\Phi(\omega_{\text{var}}, \tau_z, \tau_{zm}, \varphi_c, \varphi_m) = 1$, то есть

$$[\omega_{\text{var}} \tau_{zc} - \omega_{\text{var}} \tau_{zmo} + \varphi_1(\tau_z) - \varphi_2(\tau_{zmo})] = 0, 2\pi, \dots \quad (5)$$

В этом случае происходит компенсация МО.

Из выражения (5) легко определить диапазон варьирования значений несущей частоты, необходимой для компенсации МО, учитывая, что при варьировании частоты несущего колебания для нахождения максимального и минимального значений функция $\Phi(\omega_{\text{var}}, \tau_z, \tau_{zm}, \varphi_c, \varphi_m)$ должна измениться не более, чем на $3\pi/2$. Проводя преобразование выражения (4), получаем, что

$$\Delta\omega_{\text{var}} = 3c/8\Delta l,$$

где Δl – расстояние между МО и полезным отражателем.

Если величина Δl равна 2 см, то диапазон варьирования несущей частоты для компенсации МО должен составлять величину $\Delta\omega_{\text{var}} \approx 7,5$ ГГц. Обеспечить такое варьирование несущей частоты в сантиметровом диапазоне при сохранении диапазона перестройки $\Delta\omega_0$ не представляется возможным. При увеличении Δl до 20 см и 40 см величина $\Delta\omega_{\text{var}}$ уменьшается соответственно до 1500 МГц и 750 МГц. Такое варьирование несущей частоты можно обеспечить на практике, поскольку эти величины сравнимы с величиной диапазона перестройки $\Delta\omega_0$ несущего колебания в современных РД ЧМ сантиметрового диапазона.

На рисунке 2 показано поведение погрешности измерения расстояния, рассчитанной с использованием компенсации с варьированием несущей частоты передатчика РД ЧМ, при равенстве амплитуд компенсирующего сигнала и сигнала МО. Диапазон варьирования частоты несущего колебания – 750 МГц.

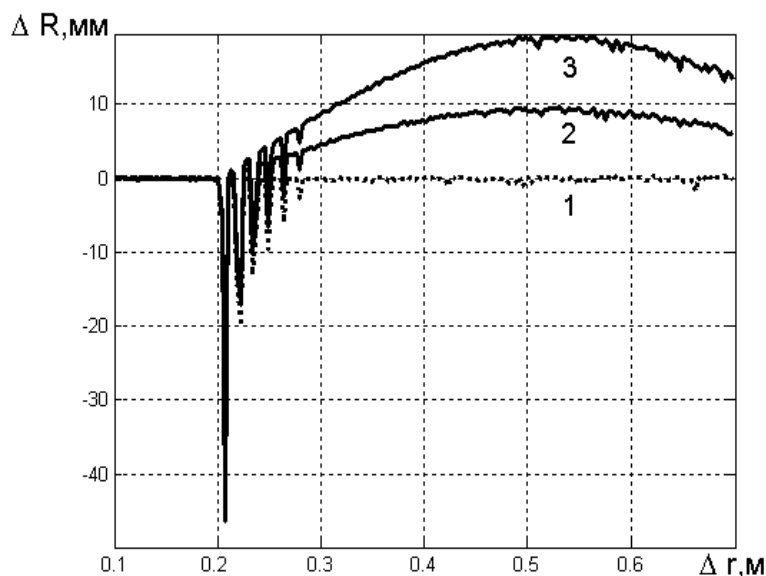


Рисунок 2 – Мгновенные погрешности измерения расстояния при использовании компенсации в спектральной области
Figure 2 – Instantaneous errors in distance measurement when using compensation in spectral domain

Приведенный на рисунке 2 график 1 соответствует равенству амплитуд МО и компенсирующего сигнала. Режим компенсации включается в момент времени, соответствующий появлению в сигнале разностной частоты помеховой составляющей. Графики 1 и 2 получены при различии амплитуд МО и компенсирующего сигнала соответственно на 10 и 20 процентов. На различие в фазах φ_c МО и компенсирующего сигнала не накладывается ограничений. Из рисунка 2 следует, что полной компенсации МО добиться не удастся. Однако существенно уменьшается зона повышенной погрешности, в чем можно убедиться, сравнивая рисунки 1 и 2.

Компенсация во временной области

Внимательный анализ рисунка 1 показывает, что зависимость погрешности измерения расстояния имеет колебательный характер с периодом, равным половине длины волны несущего колебания. Периодически график зависимости переходит через точки, в которых погрешность измерения расстояния равна нулю. Очевидно, что в этих точках сигналы разностной частоты, соответствующие полезному сигналу и помехе, ортогональны. Ограничиваясь случаем одного МО, представим полную энергию СРЧ на одном полупериоде модуляции РД ЧМ в виде:

$$E = E_c + E_{mo} + E_{cm},$$

где E_c и E_{mo} – энергии полезного сигнала и МО; E_{cm} – взаимная энергия полезного сигнала и МО.

Взаимная энергия полезного сигнала и МО (без учета составляющих второго порядка малости) будет определяться как

$$E_{cm} \approx \frac{T_{mod}}{2} S_c S_m \cos \omega_0 \cos [\omega_0 (\tau_{zc} - \tau_{zm}) + \varphi_c(\tau_z) - \varphi_{zm}(\tau_z)] \frac{\sin [\Delta \omega_d (\tau_c - \tau_{zm}) / 2]}{\Delta \omega_d (\tau_c - \tau_{zm}) / 2}. \quad (6)$$

Из последнего выражения вытекает следующее. Для обеспечения ортогональности полезного сигнала и помехи варьированием значения несущей частоты необходимо добиться выполнения условия $\cos [\omega_{var} (\tau_{zc} - \tau_{zm}) + \varphi_c(\tau_z) - \varphi_{zm}(\tau_z)] = 0$ так же, как и при компенсации в спектральной области. Поскольку зависимость полной энергии сигнала от значения несущей частоты имеет колебательный характер, необходимо определить те значения ω_1 и ω_2 несущей частоты, на которых находятся соседние минимальное и максимальное значения энергии. Оптимальное значение несущей частоты, при котором взаимная энергия минимальна, равно $\omega_{opt} \approx (\omega_1 + \omega_2) / 2$.

На рисунке 3 приведены результаты моделирования. Условия проведения моделирования те же самые, что и при получении графиков, приведенных на рисунках 1, 2.

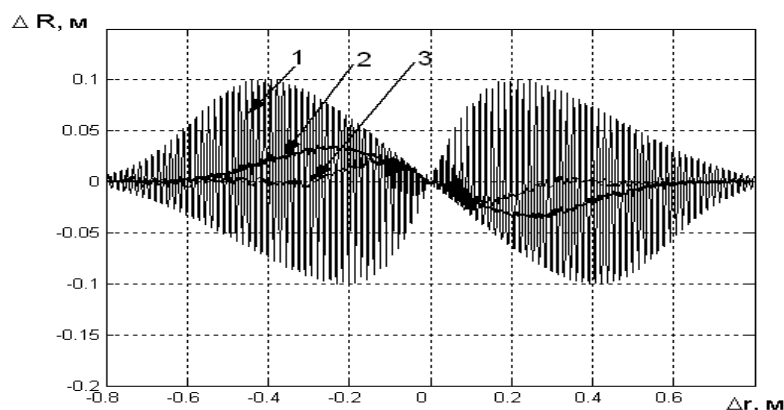


Рисунок 3 – Мгновенные погрешности измерения расстояния при использовании компенсации во временной области
Figure 3 – Instantaneous errors in distance measurement when using compensation in time domain

График 1 соответствует оценке расстояния без компенсации с использованием алгоритма 2, графики 2 и 3 соответствуют оценке расстояния с использованием компенсации с перестройкой несущей частоты. График 2 получен с использованием окна Блэкмана. При получении графика 3 окно Блэкмана не использовалось. Из рисунка 3 следует, что при том значении несущей частоты, при котором обеспечивается минимальное значение взаимной энергии, погрешность измерения расстояния существенно уменьшается. В 2 – 4 раза уменьшается интервал расстояний, на котором наблюдается повышенная погрешность. Примерно в 4 раза уменьшаются абсолютная величина погрешности измерения. Характер зависимости погреш-

ности от относительного расстояния также меняется. Исчезает колебательный характер зависимости погрешности от относительного расстояния. Это объясняется тем, что при оптимальном значении несущей частоты, при котором взаимная энергия минимальна, фаза СРЧ не зависит от расстояния.

При использовании РД ЧМ погрешность ΔR существенно возрастает при измерении малых расстояний (не превосходящих величины в 1 – 2 дискретных ошибок) [1]. Известно, что спектральную плотность мощности любого сигнала можно представить в виде:

$$G(\omega) = |S_+(j\omega)|^2 + |S_-(j\omega)|^2 + 2 \operatorname{Re} [S_+(j\omega) S_-(j\omega)^*],$$

где $S_+(j\omega)$ и $S_-(j\omega)$ – спектральные плотности сигнала, вычисленного на положительных и отрицательных частотах; * – означает знак комплексного сопряжения.

Представим взаимную спектральную плотность СРЧ в следующем виде:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} S(j\omega) S(j\omega)^* &= \frac{1}{4} \cos [2(\omega_0 \tau_{zc} - \varphi_c(\tau_z))] \times \\ &\times \frac{\sin [(\omega - \omega_0) T_{mod} / 4]}{(\omega - \omega_0)} \frac{\sin [(\omega + \omega_0) T_{mod} / 4]}{(\omega + \omega_0)}. \end{aligned} \quad (7)$$

Из последнего выражения следует, что варьируя значение несущей частоты РД ЧМ, необходимо обеспечить выполнения условия

$$[2(\omega_{var} \tau_{zc} - \varphi_c(\tau_z))] = \pi / 2, 3\pi / 2, \dots \quad (8)$$

При выполнении этого условия спектральные плотности $S_+(j\omega)$ и $S_-(j\omega)$ «ортогональны», и можно надеяться на уменьшение погрешности измерения расстояния. На рисунке 4 приведены мгновенные погрешности измерения малых расстояний, полученные с помощью моделирования, в зависимости от расстояния R между РД ЧМ и отражающей поверхностью. Условия проведения моделирования такие же, что и при получении графиков на рисунках 1 – 3. График 1 получен без компенсации, то есть без перестройки частоты несущего колебания. Графики 2 и 3 получены при варьировании несущей частоты для выполнения условия (8). Графики 1 и 2 получены с использованием окна Блэкмана. Из рисунка 4 следует, что нахождение оптимальной несущей частоты, при которой обеспечивается ортогональность спектров $S_+(j\omega)$ и $S_-(j\omega)$, позволяет значительно уменьшить погрешность измерения расстояния. Использование окна Блэкмана при варьировании несущей частоты передатчика не приводит к уменьшению погрешности измерения расстояния.

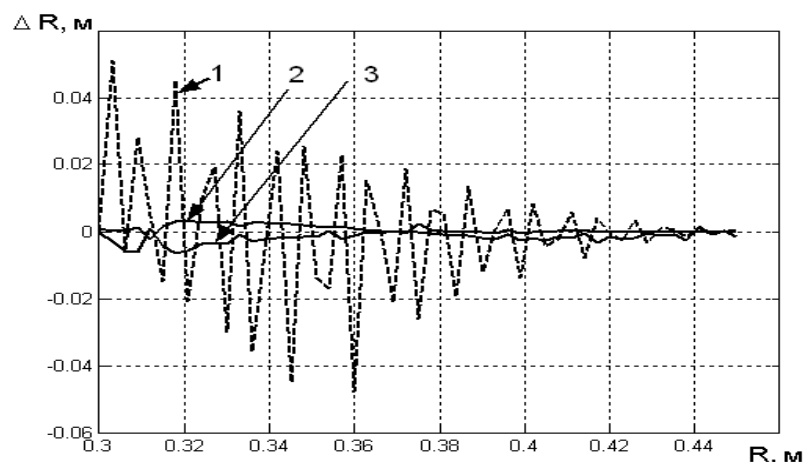


Рисунок 4 – Мгновенные погрешности измерения малых расстояний при использовании компенсации во временной области
Figure 4 – Instantaneous measurement errors of small distances when using compensation in time domain

В отличие от компенсации при использовании спектра мощности или амплитудного спектра компенсация во временной области не требует априорных сведений об амплитуде и фазе сигнала СРЧ, соответствующего МО. Существенно и то, что при использовании компенсации во временной области не требуется априорных сведений о местоположении МО.

Заключение

Показана возможность компенсации МО как в спектральной, так и во временной областях. Условием для компенсации МО является варьирование несущей частоты передатчика РД ЧМ. При каждом новом значении частоты несущего колебания остальные его параметры – период модуляции несущей и девиация несущего колебания остаются неизменными. Результаты моделирования позволяют утверждать, что погрешность измерения расстояния при компенсации МО с перестройкой несущей уменьшается в 3 – 4 раза. Существенное снижение погрешности при компенсации с перестройкой частоты несущего колебания достигается при измерении малых расстояний.

Библиографический список

1. Атаянц Б. А., Езерский В. В., Давыдочкин В. М., Паршин В. С., Смольский С. М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника, 2012. 514 с.
2. Паршин В. С., Багдадюлян А. А. Повышение точностных характеристик ЧМ дальномера при наличии мешающих отражений с помощью методов параметрического спектрального анализа // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2006. № 16. С. 46-50.
3. Bruimbi D. Low power FMCW radar system for level gauging // 2000 IEEE MTT-S International microwave symposium digest. 2000. Vol. 3. P. 1559-1562.
4. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.
5. Хэррис Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИР. 1978. Т. 66. № 1. С. 60-96.

UDK 621.396

REDUCING DISTANCE MEASUREMENT ERROR BY RANGE METER WHEN USING TRANSMITTER CARRIER FREQUENCY ADJUSTMENT

V. S. Parshin, Dr. Sc. (Tech.), full professor, RSREU, Ryazan, Russia;
orcid.org/0000-0003-4599-2560, e-mail: vsparshin@gmail.com

N. S. Zaigrov, post-graduate student, Ryazan, Russia
orcid.org/0000-0002-2538-4325, e-mail: margera11@yandex.ru

A significant factor limiting the use of radio range finders with frequency modulation of emitted signal is interfering reflectors located in the path of probing signal propagation. The interference caused by interfering reflectors, depending on signal-to-noise ratio, can increase distance estimation error by one - two orders of magnitude. Peculiarities of noise compensation in spectral and time domains are considered. When compensating in spectral region, the analysis of using both amplitude and power spectra of difference frequency signal is carried out. It is shown that when compensating in time domain, in order to reduce the error, it is necessary to exclude the influence of mutual interference energy together with useful signal. It is shown that interference compensation is provided only when transmitter carrier frequency is tuned while maintaining its deviation. The results of simulation showing the possibility to reduce in 3-5 times distance measurement error when tuning transmitter carrier frequency are given.

Key words: radio range finder, difference frequency signal, interfering reflector, distance estimation, distance estimation error, spectral density, estimation error minimization, frequency domain interference compensation, time domain interference compensation.

DOI: 10.21667/1995-4565-2020-74-14-22

References

1. **Atayants B. A., Yezerky V. V., Davydochkin V. M., Parshin V. S., Smolsky S. M.** *Pretsizionnyye sistemy blizhney chastotnoy radiolokatsii promyshlennogo primeneniya*. Moscow: Radiotekhnika. 2012. 514 p. (in Russian).
2. **Parshin V. S., Bagdadyulyan A. A.** Povysheniye tochnostnykh kharakteristik CHM dal'nomera pri nalichii meshayushchikh otrazheniy s pomoshch'yu metodov parametricheskogo spektral'nogo analiza. *Vestnik Rjazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta*. 2006, no.16, pp. 46-50. (in Russian).
3. **Bruimbi D.** Low power FMCW radar system for level gauging. *2000 IEEE MTT-S International microwave symposium digest*. 2000, vol. 3, pp. 1559-1562.
4. **Tikhonov V. I.** *Optimal'nyy priyem signalov*. Moscow: Radio i svyaz', 1983, 320 p. (in Russian).
5. **Harris F. J.** On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform. *Proc. IEEE*, 66, no. 1, pp. 51-83.