

Сигнальная функция в задаче повышения точности радиолокационных измерений с учётом частотной дисперсии в волноводах

В. М. ДАВЫДОЧКИН

ООО «Контакт-1», Рязань, Россия, e-mail: skb@kontakt-1.ru

Исследованы свойства сигнальной функции, учитывающей частотную дисперсию в антенно-волноводном тракте. Установлено, что погрешность измерения расстояния внутри полого волновода выше, чем погрешность измерений в свободном пространстве. Показано увеличение допустимого уровня помех, при котором возможна оценка частоты разностного сигнала по частоте глобального максимума сигнальной функции.

Ключевые слова: частотный дальномер, частотная дисперсия, сигнальная функция.

Properties of the signal function considering a frequency dispersion in antenna/waveguide a path are investigated. It is established that an error of measurement of distance in a hollow wave guide above, than an error of measurements in free space. The increase in admissible level of hindrances at which the frequency estimation difference signal on frequency of a global maximum of alarm function is possible is shown.

Key words: frequency-modulated radar rangefinder, frequency dispersion, signal function, measurement error.

Радиолокационные методы измерения расстояния уровнемерами, в частности с частотной модуляцией, находят широкое применение в промышленных системах определения уровня заполнения резервуаров при организации контроля и управления технологическими процессами, протекающими под воздействием высоких температур, химически агрессивных сред, радиационном влиянии и др. [1, 2].

Для измерения уровня заполнения исследуемого резервуара сначала находят расстояние до контролируемого материала, а затем по известной длине волновода, конструктивным размерам резервуара и измеренному расстоянию рассчитывают уровень заполнения. При этом основная операция заключается в определении расстояния или линейно связанной с ним частоты разностного сигнала, затем эти данные пересчитываются в уровень заполнения. Обычно радиолокационные методы измерения неизбежно сопровождаются многочисленными помехами, которые создаются мешающими отражениями от элементов конструкции резервуара, его стен, а также от дна резервуара при зондировании радиопрозрачных жидкостей. Для достижения высокой точности измерений необходимо обеспечить возможно больший диапазон частотной модуляции Δf , что частично снизит негативное влияние помех и повысит разрешающую способность прибора. В этом случае на результаты измерений значительное влияние будет оказывать частотная дисперсия в антенно-волноводном тракте, которая может в десятки раз ухудшать помехоустойчивость и увеличивать погрешность [3]. Существенно ослабить влияние помех и многих других неблагоприятных факторов позволяет применение волноводных уровнемеров с направленным электромагнитным излучением [2]. В таких уровнемерах зондирующие электромагнитные

волны связаны с направляющей линией, в качестве которой могут быть использованы, в частности, полые металлические волноводы, успокоительные и отводные трубы, направляющие трубы плавающих понтонов и другие виды направляющих линий.

Однако в волноводных уровнемерах из-за перфорационных отверстий, через которые в волновод должен свободно поступать контролируемый продукт, не удаётся полностью избавиться от помех. Кроме того, погрешность измерения увеличивается из-за влияния частотной дисперсии в волноводных трактах.

В свободном пространстве значительно снизить погрешность измерения на фоне помех позволяет применение двухэтапного алгоритма оценки расстояния [4]. Работа алгоритма заключается в первоначальной оценке частоты сигнала с использованием преобразования Фурье, вычислении расстояния и последующем его уточнении методом максимального правдоподобия (ММП) вблизи первоначальной оценки расстояния [5, 6]. Практическую реализацию ММП удобнее выполнять при использовании сигнальной функции (СФ), так как отпадает необходимость оценивания амплитуды эталонного сигнала [7]. Таким образом,

$$q(\Delta x) = \frac{1}{Q_0} \int_{-\infty}^{\infty} u(t, x_c) u_s(t, x_s) dt, \quad (1)$$

где $\Delta x = x_c - x_s$, x_c – информационный параметр сигнала $u(t, x_c)$, x_s – эталонный параметр сигнала $u_s(t, x_s)$; Q_0 – энергия сигнала при некотором фиксированном значении x_0 параметра x .

Цель настоящей работы – количественная оценка одновременного влияния помех и частотной дисперсии в волноводе антенно-волноводного тракта на погрешность измерения расстояния при анализе частоты разностного сигнала по его спектру и частоте глобального максимума СФ.

Непосредственное использование любой оценки, в частности, оценки (1) в традиционном виде, не исключает негативного влияния частотной дисперсии, которую можно скомпенсировать заданным законом частотной модуляции [8] или модификацией СФ аналогично вариантам преобразования Фурье [3] для обработки искажённого сигнала. Рассмотрим эти методы, приняв во внимание, что в обоих случаях практически исключается влияние паразитной амплитудной модуляции на оценку частоты. Это позволяет упростить математические модели сигнала разностной частоты и, соответственно, эталонные сигналы СФ.

С учётом компенсации паразитной частотной модуляции, вызванной частотной дисперсией, сигнал разностной частоты и эталонный сигнал представим в следующем виде [8]:

$$u(t, x_{Ri}, x_{Li}) = \sum_{i=1}^{N_c} U_i \cos\{2\pi[x_{Ri}/a + x_{Li}B + t(x_{Ri} + x_{Li}A)] - \varphi_i\}; \quad (2)$$

$$u_s(t, x_s, x_{sL}) = \cos\{2\pi[x_s/a + x_{sL}B + t(x_s + x_{sL}A)] - \varphi_s\}, \quad (3)$$

где $t = t_a/T$; t_a – текущее время внутри интервала анализа; T – длительность интервала анализа, совпадающая с продолжительностью монотонного изменения частоты при модуляции по линейному закону; $x_{Ri} = 2R_i\Delta f/c$ – нормированное измеряемое расстояние в свободном пространстве до i -го объекта; R_i – измеряемое расстояние в свободном пространстве до i -го объекта; $x_{Li} = 2L_i\Delta f/c$ – нормированное расстояние в волноводе до зондируемого объекта; L_i – расстояние в волноводе до i -го объекта; x_s – нормированное эталонное расстояние в свободном пространстве; x_{sL} – нормированное эталонное расстояние в волноводе; Δf – диапазон частотной модуляции в интервале T ; c – скорость распространения волн в свободном пространстве; U_i – амплитуда сигнала разностной частоты от i -го объекта.

Здесь

$$B = \sqrt{1 - b^2}/a; A = a^{-1}\sqrt{(1+a)^2 - b^2}/B; a = \Delta f/f_0; b = f_{kp}/f_0;$$

f_{kp} – критическая частота волновода; f_0 – минимальная частота диапазона модуляции; φ_i – фаза отражённых волн от i -го зондируемого объекта ($i = 1$ – контролируемый объект); φ_s – фаза эталонного сигнала; $f(t)$ – текущая частота зондирующего сигнала.

Аналогично запишем выражения для сигнала разностной частоты и эталонного сигнала без компенсации паразитной частотной модуляции [3]:

$$u(t, x_{Ri}, x_{Li}) = \sum_{i=1}^{N_c} U_i \cos\left\{2\pi\left[(1+at)x_{Ri} + x_{Li}\sqrt{(1+at)^2 - b^2}\right]/(a - \varphi_i)\right\}; \quad (4)$$

$$u_s(t, x_s, x_{sL}) = \cos\left\{2\pi\left[(1+at)x_s + x_{sL}\sqrt{(1+at)^2 - b^2}\right]/(a - \varphi_s)\right\}. \quad (5)$$

Учтём конечную длительность интервала анализа и высокое отношение сигнал-шум в промышленных радиолокационных дальномерах. При этом изменим нормировку СФ (1) для получения одинаковых максимальных значений $q(\Delta x)$ и спектральной плотности амплитуды. Кроме того, для снижения уровней боковых лепестков СФ и спектра используем весовую функцию [9–13], уменьшающую негативное влияние частотной

дисперсии. В результате получим

$$q(\Delta x) = \int_0^T u(t, x_{Ri}, x_{Li}) w[\Phi(t, \bar{x}_R, \bar{x}_L)] u_s(t, x_s, x_{sL}) dt, \quad (6)$$

где сигналы $u(t, x_{Ri}, x_{Li})$, $u_s(t, x_s, x_{sL})$ определены соответственно выражениями (2), (3) или (4), (5) с компенсацией паразитной частотной модуляции или без неё; $w[*]$ – весовая функция скорректированной формы; $\bar{x}_R, \bar{x}_L$ – нормированные оценки расстояния в свободном пространстве и в волноводе.

Применение традиционных весовых функций, симметричных относительно центра, приводит к повышению погрешностей оценок частоты и амплитуды при использовании многих методов оценивания параметров сигнала с паразитной частотной модуляцией, например, погрешностей оценок частоты по максимуму спектра и глобальному максимуму СФ. Для исключения этой составляющей погрешности форма весовой функции скорректирована функцией $\Phi(t, \bar{x}_R, \bar{x}_L)$, которая позволяет нелинейно изменить масштаб времени так, чтобы обеспечить вычисление среднего значения частоты разностного сигнала $F_{cp} = 2f_0(\bar{x}_R + \bar{x}_L A)/(cT)$ при непостоянной текущей частоте $F_{cp}(t)$ сигнала разностной частоты из-за искажения частотной дисперсией. Таким образом, для исключения дополнительной погрешности, возникающей при взвешивании сигнала, скорректированная весовая функция должна удовлетворять интегральному уравнению

$$\frac{1}{T} \int_0^T w[\Phi(t, \bar{x}_R, \bar{x}_L)] F_{cp}(t) dt = 2f_0(\bar{x}_R + \bar{x}_L A)/(cT). \quad (7)$$

Не приводя дальнейших преобразований (7), запишем решение этого уравнения для континуальных сигналов

$$\Phi(t, \bar{x}_R, \bar{x}_L) = \left[t \bar{x}_R / \bar{x}_L + a^{-1} \sqrt{(1+at)^2 - b^2} / B \right] / (\bar{x}_R / \bar{x}_L + A). \quad (8)$$

Решение (8) обращает (7) в тождество, если исходная весовая функция удовлетворяет условию нормировки

$$\frac{1}{T} \int_0^T w(t) dt = 1.$$

Для свободного пространства $b = 0$ и $\Phi(t, \bar{x}_R, \bar{x}_L) = t$.

Ориентируясь на цифровую обработку реальных сигналов, для исключения методической погрешности из-за возникающей асимметрии весовой функции при дискретизации взвешенного сигнала сдвинем её отсчёты на половину интервала дискретизации [12]. После выполнения преобразования (6) с учётом дискретизации сигнала такой сдвиг позволяет получить варианты СФ, применимые не только для практического цифрового анализа сигналов, но и для аналитических исследований. При компенсации паразитной частотной модуляции форма весовой функции не корректируется и $\Phi(t, \bar{x}_R, \bar{x}_L) = t$. Таким образом,

$$q(\Delta x) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \{u(m)w(m+0,5)\cos\left\{2\pi\left[\frac{x}{a} + \bar{x}_L B + \frac{m}{M}(x + \bar{x}_L A)\right] - \varphi_s\right\}\}, \quad (9)$$

где M – число дискретных отсчётов анализируемого и эталонного сигналов, а также весовой функции на интервале T ; m – текущий отсчёт нормированного времени; x – нормированная текущая частота.

Без компенсации паразитной частотной модуляции необходима коррекция формы весовой функции и тогда

$$q(\Delta x) = \frac{1}{M} \frac{1}{\bar{x}_R / (\bar{x}_L + A)} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ u(m) w[\Phi(m+0,5; \bar{x}_R, \bar{x}_L)] \times \right. \\ \left. \times \left[\frac{\bar{x}_R}{\bar{x}_L} + \frac{1+a(m+0,5)/M}{\sqrt{[1+a(m+0,5)/M]^2 - b^2}} \right] \times \right. \\ \left. \times \cos \left[2\pi \frac{x}{a} \left(1 + a \frac{m}{M} \right) + 2\pi \frac{\bar{x}_L}{a} \sqrt{(1+a(m+0,5)/M)^2 - b^2} - \varphi_3 \right] \right\}, \quad (10)$$

где

$$\Phi(m+0,5; \bar{x}_R, \bar{x}_L) = \frac{a(m+0,5)\bar{x}_R/M\bar{x}_L + \sqrt{[1+a(m+0,5)/M]^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2}}{a\bar{x}_R/\bar{x}_L + \sqrt{(1+a)^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2}}.$$

При дискретизации сигнала (2) функцию (9) с учётом исключения асимметрии весовой функции можно представить в виде, применимом для аналитических исследований. Запишем выражение для положительной области частот:

$$q(\Delta x) = S(X) \cos \left[2\pi \frac{(x - \bar{x}_R) + (x_{3L} - \bar{x}_L) \sqrt{1-b^2}}{a} + \frac{M-1}{M} \pi X - (\varphi_3 - \varphi_1) \right], \quad (11)$$

где $S(X)$ – огибающая СФ, которая совпадает со спектральной плотностью амплитуд сигнала, взвешенного произвольной весовой функцией;

$$X = \{a(x - \bar{x}_R) + (\bar{x}_{3L} - x_L)[A - B]\} / a.$$

В частном случае, при использовании одного из семейств адаптируемых весовых функций, можно записать, что [13]

$$w_s(m+0,5, b_1, \dots, b_N) = \\ = 1 + \sum_{n=1}^N (-1)^n C_{Sn}(b_1, \dots, b_N) \cos[2\pi \Phi(m+0,5; \bar{x}_R, \bar{x}_L)]; \quad (12) \\ S(X) = \frac{TU_0}{2M} \frac{\sin(\pi X)}{\sin(\pi X/M)} \left[1 + \sum_{n=1}^N C_{Sn}(b_1, \dots, b_N) \times \right. \\ \left. \times \cos(n\pi) \frac{2\cos(n\pi/M) \sin^2(\pi X/M)}{\cos(2n\pi/M) - \cos(2\pi X/M)} \right].$$

где $C_{Sn}(b_1, \dots, b_N) = (-1)^{n+1} \prod_{k=1, k \neq n}^N [k^2 / (k^2 - n^2)] \prod_{i=1}^N (1 - n^2 / b_i^2);$

b_i – нормированная частота, на которой спектральная плотность амплитуд задаётся равной нулю, $i = 1, \dots, N$; N, n, k – натуральные числа.

Сигнальные функции (9), (10) совпадают в области основных лепестков огибающих, а за их пределами различаются в соответствии с известной несхожестью основных лепестков спектральной плотности амплитуд [3]. Следовательно, результаты анализа, справедливые для СФ (9) в области основных лепестков огибающих, будут справедливы и для СФ (10), для которой невозможно получение аналитических выражений в замкнутом виде.

Свойства СФ и причины многократного снижения погрешности при использовании этой функции в традиционном виде хорошо изучены и описаны во многих работах, например в [7]. Также известно, что СФ имеет осциллирующий,

многоэкстремальный характер. Без частотной дисперсии и помех частоты глобального экстремума СФ и сигнала совпадают. При наличии помех частота глобального экстремума СФ может не совпадать с частотой полезного сигнала, даже если параметры модуляции и фаза коэффициента отражения определены правильно. Рассматриваемая функция – многоэкстремальная, поэтому возрастание амплитуды помех выше определённого уровня может привести к глобальности экстремума, у которого нормированная частота отличается от нормированной частоты сигнала на величину, кратную половине нормированной длины волны $\lambda_n/2 = \lambda \Delta f / c$ (дискретная погрешность равна $\lambda/2$), где λ – длина волны зондирующего сигнала.

Как следует из приведённых выражений (9)–(11), результаты применения СФ для оценки расстояния до зондируемого объекта внутри волновода и в свободном пространстве существенно отличаются. При зондировании объекта внутри волновода период осцилляций увеличивается в A раз по сравнению с периодом осцилляций для свободного пространства и становится равным половине средней длины волны в волноводе, а ширина лепестков огибающей осцилляций и, соответственно, спектральной плотности амплитуд сужается в A раз. Эти изменения в свойствах СФ и спектральной плотности амплитуд показаны на рис. 1. Период осцилляций СФ, полученной в свободном пространстве (кривая 1), существенно меньше периода осцилляций СФ при зондировании объекта в волноводе (кривая 3). В то же время огибающая СФ, которая совпадает со спектральной плотностью амплитуд сигнала разностной частоты, при зондировании объекта в свободном пространстве шире (кривая 2), чем полученная в волноводе (кривая 4). Графики приведены для уровней с несущей частотой 10 ГГц, диапазоном частотной модуляции 3 ГГц ($a = 0,353$, $b = 0,826$). При этом использована адаптируемая весовая функция (12) с $N = 1$, $b_1 = 2$. Аналогичные эффекты наблюдаются при зондировании в волноводе многослойных радиопрозрачных жидкостей с различными диэлектрическими проницаемостями слоёв.

Преобразования в СФ и спектральной плотности амплитуд приведут к изменению помехоустойчивости методов оценки частоты как по частоте максимума спектральной плотности амплитуд, так и по частоте глобального максимума СФ. Для анализа этих изменений используем приближённое выражение для погрешности [14], справедливое при использовании любых

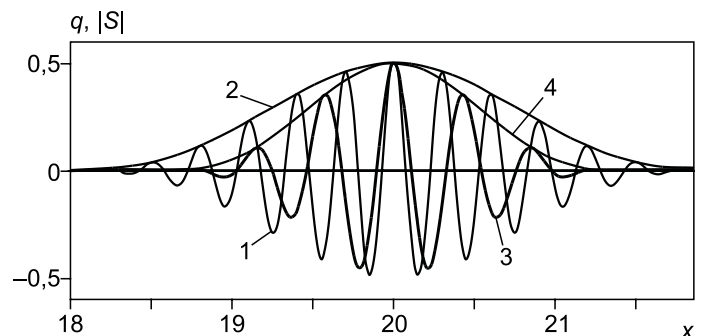


Рис. 1. Сигнальные функции и их огибающие – основные лепестки спектральной плотности амплитуд:

1, 3 – сигнальные функции при зондировании объекта в свободном пространстве и волноводе, соответственно; 2, 4 – огибающие сигнальных функций при зондировании объекта в свободном пространстве и волноводе, соответственно

весовых функций и произвольном соотношении $q = U_i/U_1$, меньшем единицы. Проанализируем влияние одиночной помехи (число сигналов и зондируемых объектов $N_e = 2$), используя для аналитической оценки общее выражение погрешности измерения расстояния на фоне помех в спектральной области [14] и учтя в нём полученные изменения в спектральной плотности амплитуд. В результате получим

$$\Delta x_1 = x_1 - x_{\max} \approx \frac{-[\cos \Phi_2 + Sp(\Delta x)]P1S(\Delta x)}{PS(\Delta x)},$$

где x_1 – нормированная частота полезного слагаемого с учётом частотной дисперсии в волноводе; $x_{\max}$ – нормированная частота экстремума спектральной плотности амплитуд; $\Phi_2 = \pi(A+2B)(x_2 - x_1) - (\varphi_2 - \varphi_1)$ – разность фаз мешающего и полезного сигналов, соответственно; x_2 – нормированная частота мешающего слагаемого; $\Delta x = x_1 - x_2$;

$$\begin{aligned} Sp(\Delta x) &= qfp(\Delta x)vp(\Delta x); fp(\Delta x) = \frac{\sin(\pi A \Delta x)}{\pi A \Delta x}; \\ vp(\Delta x) &= 1 + \sum_{n=1}^N C_{Sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) \frac{A^2(\Delta x)^2}{A^2(\Delta x)^2 - n^2}; \\ P1S(\Delta x) &= q[Pfp(\Delta x)vp(\Delta x) + fp(\Delta x)Pvp(\Delta x)]; \\ PS(\Delta x) &= P02S(0) + P2S(\Delta x)Sp(\Delta x) + \\ &+ \cos \Phi_2 [P02S(0)Sp(\Delta x) + P2S(\Delta x)]. \end{aligned}$$

Для семейства адаптируемых весовых функций (12)

$$\begin{aligned} P02S(0) &= A^2 \left[\frac{-\pi^2}{3} - 2 \sum_{n=1}^N C_{Sn}(b_1, \dots, b_N) \frac{\cos(n\pi)}{n^2} \right]; \\ P2S(\Delta x) &= q \{ P2fp(\Delta x)vp(\Delta x) + 2Pfp(\Delta x)Pvp(\Delta x) + fp(\Delta x)P2vp(\Delta x) \}; \\ Pfp(\Delta x) &= \frac{\pi A \Delta x \cos(\pi A \Delta x) - \sin(\pi A \Delta x)}{\pi A(\Delta x)^2}; \\ P2fp(\Delta x) &= \frac{-\sin(\pi A \Delta x) [\pi^2 A^2(\Delta x)^2 - 2] + 2\pi A \Delta x \cos(\pi A \Delta x)}{\pi A(\Delta x)^3}; \\ Pvp(\Delta x) &= \sum_{n=1}^N C_{Sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) \frac{-2A^2(\Delta x)^2 n^2}{[A^2(\Delta x)^2 - n^2]^2}; \\ P2vp(\Delta x) &= \sum_{n=1}^N C_{Sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) \left\{ 2A^2 n^2 \frac{3A^2(\Delta x)^2 + n^2}{[A^2(\Delta x)^2 - n^2]^3} \right\}. \end{aligned}$$

Погрешность при оценке частоты по частоте глобального максимума СФ примет вид

$$\Delta x_1(\Delta x) = \frac{-P1C(\Delta x)}{P02C(b_1, \dots, b_N) + P2C(\Delta x)},$$

где

$$\begin{aligned} P1C(\Delta x) &= q \left\{ \frac{\pi A \Delta x \cos(\pi A \Delta x) - \sin(\pi A \Delta x)}{\pi A(\Delta x)^2} \cos[\pi \Delta x(A+2B) - \Phi_2] - \right. \\ &- fp(\Delta x) \pi(A+2B) \sin[\pi \Delta x(A+2B) - \Phi_2] vp(\Delta x) + qfp(\Delta x) \times \\ &\times \cos[\pi \Delta x(A+2B) - \Phi_2] \sum_{n=1}^N C_{Sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) \frac{-2A^2(\Delta x)^2 n^2}{(A^2(\Delta x)^2 - n^2)^2} \left. \right\}; \\ P02C(b_1, \dots, b_N) &= \frac{-\pi^2}{3} A^2 - \pi^2(A+2B)^2 - 2A^2 \sum_{n=1}^N C_{Sn}(b_1, \dots, b_N) \frac{\cos(n\pi)}{n^2}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P2C(\Delta x) &= q \{ [P2fp(\Delta x)fp(\Delta x) + fp(\Delta x)P2fp(\Delta x)]vp(\Delta x) + \\ &+ fp(\Delta x)fp(\Delta x)P2vp(\Delta x) + 2Pfp(\Delta x)Pfp(\Delta x)vp(\Delta x) + \\ &+ 2[Pfp(\Delta x)fp(\Delta x) + fp(\Delta x)Pfp(\Delta x)]Pvp(\Delta x) \}; \end{aligned}$$

$$Pfp(\Delta x) = \frac{\pi A \Delta x \cos(\pi A \Delta x) - \sin(\pi A \Delta x)}{\pi A(\Delta x)^2};$$

$$P2fp(\Delta x) = \frac{-\sin(\pi A \Delta x) [\pi^2 A^2(\Delta x)^2 - 2] + 2\pi A \Delta x \cos(\pi A \Delta x)}{\pi A(\Delta x)^3};$$

$$fvp(\Delta x) = \cos[\pi \Delta x(A+2B) - \Phi_2];$$

$$Pfp(\Delta x) = -\pi(A+2B) \sin[\pi \Delta x(A+2B) - \Phi_2];$$

$$P2fp(\Delta x) = -[\pi(A+2B)]^2 \cos[\pi \Delta x(A+2B) - \Phi_2];$$

$$Pvp(\Delta x) = \sum_{n=1}^N C_{Sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) \frac{-2A^2(\Delta x)^2 n^2}{[A^2(\Delta x)^2 - n^2]^2};$$

$$P2vp(\Delta x) = \sum_{n=1}^N C_{Sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) \left\{ 2A^2 n^2 \frac{3A^2(\Delta x)^2 + n^2}{[A^2(\Delta x)^2 - n^2]^3} \right\}.$$

Изменение уровней погрешности показано на рис. 2, на котором приведены типичные зависимости огибающих и мгновенных погрешностей ΔR измерения расстояния в волноводе и в свободном пространстве от расстояния между полезным и мешающим отражателями ($R_1 - R_2$). В расчёте использованы весовая функция и параметры модуляции как и на рис. 1, а также применены СФ (11) и преобразование Фурье [3]. Кривые 3–6 являются огибающими погрешностей, которые получены, соответственно, с использованием СФ и преобразования Фурье.

Как при использовании СФ, так и при применении спектральной оценки частоты, характер мгновенных погреш-

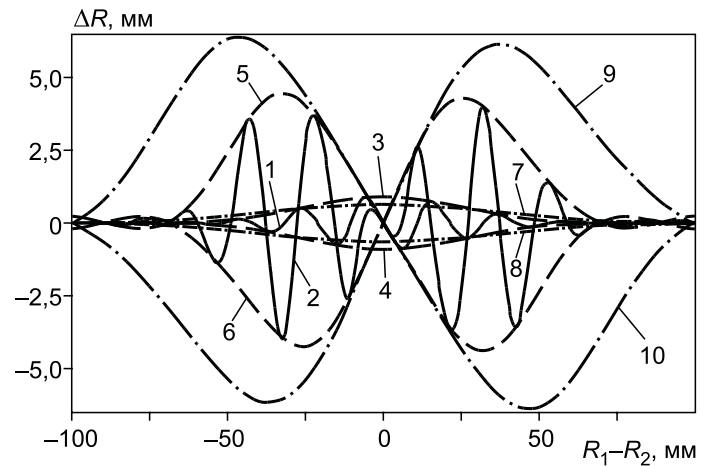


Рис. 2. Зависимости мгновенных погрешностей измерения от разности расстояния между полезным и мешающим отражателями и их огибающие:

1, 2 – мгновенные погрешности при зондировании объекта в волноводе и оценке разностной частоты с использованием сигнальной функции и преобразования Фурье, соответственно; 3, 4 и 5, 6 – огибающие мгновенных погрешностей при зондировании объекта в волноводе и оценке разностной частоты с использованием сигнальной функции и преобразования Фурье, соответственно; 7, 8 и 9, 10 – огибающие мгновенных погрешностей при зондировании объекта в свободном пространстве и оценке разностной частоты с использованием сигнальной функции и преобразования Фурье, соответственно

ностей осциллирующий (кривые 1, 2, соответственно), с периодом, равным половине средней длины волны зондирующего сигнала в волноводе. Огибающие 3, 4 по форме близки к огибающим СФ, но отличаются от последних масштабом по амплитуде, имеют основной лепесток, определяющий зону повышенной погрешности, и последовательность боковых лепестков. Амплитудное значение огибающих 3, 4 определяется отношением $q = U_2/U_1$ и критической частотой волновода. Огибающие погрешности 5, 6 при использовании спектральной оценки частоты имеют вид медленно осциллирующих функций с двумя основными лепестками большой амплитуды, которые определяют зону повышенной погрешности при спектральной обработке сигнала, и последовательность боковых лепестков. Обратим внимание, что погрешность оценки частоты по СФ в волноводе увеличивается, однако остаётся во много раз меньше погрешности спектральной оценки частоты, хотя погрешность спектральной оценки частоты уменьшается. При этом протяжённость зоны повышенной погрешности в волноводе сужаются для обоих методов оценки частоты. Для сравнения приведены огибающие погрешности 7–10, которые получаются при зондировании объекта в свободном пространстве и при использовании, соответственно, СФ (кривые 7, 8) и преобразования Фурье (кривые 9, 10).

Изменения соотношения уровней погрешности при зондировании объекта в свободном пространстве и в волноводе приведены на рис. 3. Кривыми 1, 2 показаны максимальные нормированные значения погрешности при использовании преобразования Фурье [3], а кривыми 3, 4 – функций (10) или (11). В расчётах применены весовая функция и параметры модуляции, как и для рис. 1, 2.

Совместное влияние увеличения периода осцилляций СФ и сужения ширины основного лепестка огибающей осцилляций и, соответственно, спектральной плотности амплитуд, приводит к тому, что допустимый уровень помех, при котором глобальный максимум соответствует истинной

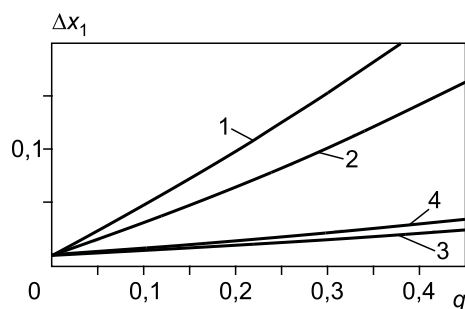


Рис. 3. Зависимости максимальных значений погрешностей от уровня $q = U_2/U_1$ при оценках частоты разностного сигнала по частоте глобального максимума сигнальной функции и по максимуму спектра:

1, 2 – максимальные значения погрешностей при оценках частоты разностного сигнала по максимуму спектра и зондировании объекта в свободном пространстве и в волноводе, соответственно; 3, 4 – максимальные значения погрешностей при оценках частоты разностного сигнала по частоте глобального максимума СФ и зондировании объекта в свободном пространстве и в волноводе, соответственно

разностной частоте сигнала от контролируемого объекта, значительно увеличивается. Если задействовать полный выделенный диапазон частотной модуляции, например $\Delta f = 3$ ГГц при центральной частоте 10 ГГц, то СФ становится применимой практически при любом существующем уровне помех, как при компенсации частотной дисперсии и использовании СФ (9), так и без неё с обработкой сигнала преобразованием Фурье [3] с последующей оценкой частоты глобального максимума СФ (11).

Заключение. Модификация СФ, которая учитывает частотную дисперсию в волноводе антенно-волноводного тракта позволяет доступными средствами существенно снизить погрешность измерения разностных частот от контролируемых объектов.

Литература

1. Бармин А. В. Радарные системы контроля уровня // Современные технологии автоматизации. 2002. № 4. С. 60–64.
2. Жданкин В. К. Измерение уровня посредством направленного электромагнитного излучения // Современные технологии автоматизации. 2004. № 4. С. 6–14.
3. Давыдошкин В. М. Измерение расстояния частотно-модулированным дальномером по спектру сигнала разностной частоты с учётом частотной дисперсии в антенно-волноводном тракте // Измерительная техника. 2016. № 12. С. 19–24.
4. Пат. 2435168 РФ. Способ гармонического анализа периодического многочастотного сигнала / В. М. Давыдошкин, С. В. Давыдошкина // Изобретения. Полезные модели. 2011. № 33.
5. Перов А. И. Методы и алгоритмы оптимального приёма сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. Учебное пособие для вузов. М.: Радиотехника, 2012.
6. Тихонов В. И. Оптимальный приём сигналов. М.: Радио и связь, 1983.
7. Березин Л. В., Вейцель В. А. Теория и проектирование радиосистем / Под ред. Типугина В. Н. Учебное пособие для вузов. М.: Советское Радио, 1977.
8. Атаянц Б. А., Давыдошкин В. М., Езерский В. В. Адаптивная компенсация в частотных уровнях паразитной частотной модуляции, вызванной наличием дисперсии // Радиотехника. 2015. № 11. С. 73–79.
9. Дворкович В. П., Дворкович А. В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов М.: Техносфера, 2014.
10. Давыдошкина С. В. Весовые функции для адаптивного гармонического анализа финитных колебательных процессов // Сб. науч. трудов профессорско-преподавательского состава Рязанского государственного агротехнологического университета им. П. А. Костычева. Рязань, 2008. С. 78–81.
11. Дворкович А. В. Новый метод расчёта эффективных оконных функций, используемых при гармоническом анализе с помощью ДПФ // Цифровая обработка сигналов. 2001. № 2. С. 49–54.
12. Давыдошкин В. М., Давыдошкина С. В., Езерский В. В. Снижение методической и шумовой погрешностей в

задаче оценки частоты отрезка гармонического сигнала // Радиотехника. 2015. № 11. С. 66–71.

13. Хэррис Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИР. 1978. Т. 66. № 1. С. 60–96.

14. Давыдочкин В. М. Анализ помехоустойчивости методов измерений расстояний частотным дальномером // Измерительная техника. 2016. № 4. С. 22–25.

Дата принятия: 16.09.2016.

ОПТИКО-ФИЗИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

535:530.182

Корреляционный нелинейно-оптический фемтосекундный лазерный профилометр с микрометровым пространственным разрешением

Д. Л. ОГАНЕСЯН¹, А. О. ВАРДАНЯН¹, С. Р. МЕЛИКЯН¹, К. Б. САВКИН²,
С. В. ТИХОМИРОВ², Г. Д. ОГАНЕСЯН³

¹Национальный институт метрологии, г. Ереван, Республика Армения

²Всероссийский научно-исследовательский институт оптико-физических измерений,
Москва, Россия, e-mail: savkin@vniiofi.ru

³Ереванский государственный университет, Ереван, Республика Армения

Предложен новый фемтосекундный корреляционный нелинейно-оптический профилометр с микрометровым пространственным разрешением для повышения точности измерений профиля неоднородности поверхности на расстоянии до 1 км. Принцип работы данного профилометра основан на определении расстояния до сканируемого объекта методом измерений временного интервала между последовательностями опорных (зондирующих) и отражённых фемтосекундных лазерных импульсов. Далее восстанавливается профиль шероховатой поверхности с помощью одномерного пространственного распределения излучения второй гармоники при пространственно-временном совмещении последовательностей зондирующих и отражённых импульсов в нелинейном кристалле. Показано, что пространственное разрешение профилометра составляет не более 5 мкм.

Ключевые слова: профилометр, фемтосекундный лазер, оптическая линия задержки, вторая гармоника, фазовый синхронизм.

For improving the measurement accuracy of the profile of surface irregularities at a distance of 1 km a new femtosecond correlation nonlinear optical profiler with a micron spatial resolution is offered. In the proposed profilometer at first the distance to the object to be scanned by measuring the interval between the sequences of the reference (probing) and reflected femtosecond laser pulses is determined. Then the profile of the rough surface by measuring the one-dimensional spatial distribution of the second harmonic radiation when performing the space-time alignment of the probe and reflected pulse sequences in a nonlinear crystal is restored. It is shown that the spatial resolution of the profilometer is not more than 5 μm .

Key words: profiler, femtosecond laser, optical delay line, second harmonic, phase matching.

В начале 1960 г. для геофизических исследований были созданы лазерные интерференционные приборы (деформографы) с микрометровой инструментальной чувствительностью. Данные приборы применяли для измерений относительных линейных деформаций литосферных плит в зонах геологических разломов пород. Измерения выполняли встроенными в деформографы лазерными интерферометрами на расстояниях до 1 км с погрешностью до долей микрометров. Для исключения влияния атмосферы на точность интерференционных измерений в состав деформографа входили контрольные линии в вакуумированных трубах с прозрачными торцами длиной около 1 км.

Однако при выполнении геодезических линейных

измерений часто требуется информация не об относительных измерениях, когда определяется информация лишь об изменениях длины измеряемой линии, а об абсолютных значениях измеряемых длин такой линии. Для геодезических линейных измерений используются интерферометры, работа которых основана на явлении интерференции периодических последовательностей опорных и отражённых импульсов в фотоприёмнике.

Применение интерферометров позволяет измерять длины и определять деформации в реальном времени, а также производить их мониторинг в течение времени. Такие интерферометры можно использовать для создания эталонных базисов длины, слежения за смещением и деформациями различных элементов и блоков крупных