

Е.А.ЗАЙЦЕВ, А.Г.КОНОНЕНКО, канд. техн. наук, Ю.А.МАСЮРЕНКО, канд. техн. наук, А.Д.НИЖЕНКСКИЙ, докт. техн. наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев), В.И. ЛАТЕНКО, канд. техн. наук, И.А. ОРНАТСКИЙ, канд. техн. наук (Украинский научно-исследовательский гидрометеорологический институт, Киев)

Специфические погрешности фазово-частотных лазерных измерителей расстояния

Рассмотрены погрешности измерения, возникающие в случае применения фазово-частотного метода определения расстояния в лазерной дальнометрии, и предложены меры для их уменьшения.

Розглянуто похибки вимірювання, які виникають у випадку застосування фазово-частотного методу визначення відстані у лазерній дальнометрії, та запропоновано заходи для їх зменшення.

При использовании фазово-частотных лазерных дальномерных систем, в которых частота модуляции оптического излучения изменяется по линейному закону, измеряемое расстояние L прямо пропорционально частоте выходного сигнала системы [1]. Таким образом, определив частоту этого сигнала можно однозначно оценить значение расстояния до контролируемого объекта. При этом другие, "мешающие", объекты, находящиеся на расстоянии, отличающемся от значения L , имеют спектральные составляющие иной частоты и не оказывают влияния на результат определения L . Это одно из основных преимуществ фазово-частотных дальномеров по сравнению с фазовыми измерителями расстояний. Указанное обстоятельство позволяет расширить сферу применения лазерных дальномеров как устройств оптической локации.

Практическая реализация фазово-частотного метода измерения расстояния помимо определенного аппаратно-программного усложнения из-

мерительной системы приводит к появлению специфических погрешностей измерения. Для анализа некоторых из них рассмотрим структурную схему фазово-частотного лазерного дальномера с цифровым преобразователем Гильберта [3], показанную на рис. 1. На схеме приняты следующие условные обозначения: СЧ1, СЧ2 — синтезаторы частоты; К — коммутатор; СУ1...СУ4 — согласующие устройства; ПИ1, ПИ2 — полупроводниковые излучатели (лазеры); ПЗ — полупрозрачное зеркало; З — зеркало; О — объектив; КО — контролируемый объект; ФП1, ФП2 — фотоприемники; ТУ1, ТУ2 — трансимпедансные усилители; ШУ1, ШУ2 — широкополосные усилители; СМ1, СМ2 — смесители напряжений; ФД — фазовый детектор; АЦП — аналого-цифровой преобразователь напряжения; ОЗУ1...ОЗУ3 — оперативные запоминающие устройства; МС — микропроцессорная система; Инт — интерфейс; ПК — персональный компьютер; БУ — блок управления.

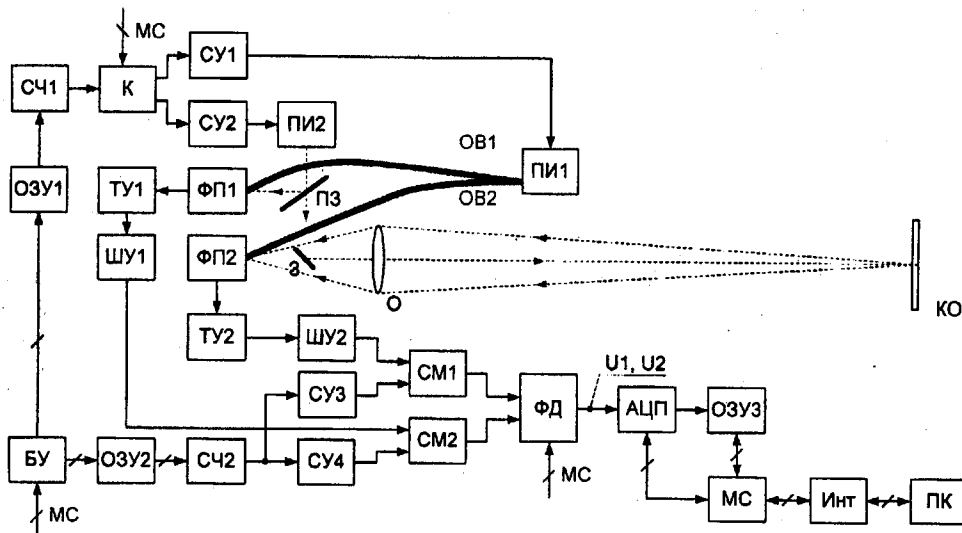


Рис. 1

Работа устройства происходит в два такта. В первом такте осуществляется измерение калиброванного расстояния L_k , в результате которого определяется частота выходного сигнала рассматриваемой измерительной системы f_{c1} , т.е. выполняется режим "оптическая калибровка" системы [6]. При этом выход синтезатора частоты СЧ1 через коммутатор К, управляемый МС, и согласующее устройство СУ1 подключается ко входу полупроводникового излучателя ПИ1. Частота выходного модулирующего напряжения СЧ1 изменяется по линейному закону путем воздействия на его вход управляющего кода, формируемого в ОЗУ1. Модулированное оптическое излучение ПИ1 через оптические волокна ОВ1 и ОВ2 направляется на фотоприемники ФП1 и ФП2 опорного и измерительного каналов соответственно. Длина ОВ1 выбирается меньшей, чем ОВ2. При этом временные задержки оптических сигналов, попадающих на ФП1 и ФП2, различные, чем обеспечивается измерение в этом режиме выбранного значения калиброванного расстояния (например, можно выбрать разность оптических длин ОВ1 и ОВ2, соответствующей измеряемому расстоянию, равному 4 метрам).

Во втором такте производится измерение расстояния L_n до контролируемого объекта КО и определяется частота выходного сигнала измерительной системы f_{c2} . В этом случае выход синтезатора частоты СЧ1 через коммутатор К, управляемый МС, и согласующее устройство СУ2 подключается ко входу полупроводникового излучателя ПИ2. Модулированное оптическое излучение ПИ2, отразившись от полупрозрачного зеркала ПЗ, попадает на вход ФП1. Одновременно излучение ПИ2, пройдя ПЗ и отразившись от зеркала З, через объектив О направляется на контролируемый объект КО. Отражившись от КО, световое излучение через О попадает на фотоприемник ФП2.

В каждом из тактов работы измерительной системы оценивается фазовый сдвиг на фиксированных частотах модуляции огибающих сигналов на выходах фотоприемников ФП1 и ФП2 путем их цифровой ортогональной обработки. Это осуществляется с помощью фазового детектора ФД, аналого-цифрового преобразователя напряжений АЦП и оперативного запоминающего устройства ОЗУ3. Предварительно выходные сигналы ФП1 и ФП2 преобразуются в опорном (ТУ1, ШУ1, СМ2) и измерительном (ТУ2, ШУ2, СМ1) каналах. На основании отдельных выборок выходного сигнала ФД и полученных данных о фазовых сдвигах определяются частоты выходного сигнала измерительной системы, а по их значениям — расстояния L_k и L_n . Значение расстояния L до контролируемого объекта оценивается в соответствии с выражением $L = L_n - L_k$.

Исходя из принципа работы рассмотренной измерительной системы, оценка частоты (f_c) ее выходного сигнала осуществляется в результате под-

стройки частоты ортогональных (опорных) напряжений цифрового преобразователя Гильберта [3]. При этом корректирующее воздействие формируется по значению разности фазовых сдвигов при различных значениях времени осреднения выборок мгновенных значений нормированной амплитуды выходного сигнала системы. Предварительно на основании полученных данных о фазовых сдвигах на фиксированных частотах осуществляется быстрое преобразование Фурье и "грубо" определяется значение частоты исследуемого сигнала $f_{гр}$

$$f_{гр} = (f_{верх} - f_{ниж}) / 2,$$

где $f_{верх}$, $f_{ниж}$ — значения частотных составляющих спектрального представления выходной величины устройства на уровне 0,7 от ее максимального значения ($f_{верх} > f_{гр}$, $f_{ниж} < f_{гр}$).

В соответствии с измеренным значением $f_{гр}$ устанавливаются диапазон перестройки частоты модуляции лазерного излучения и число выборок мгновенных значений выходного сигнала устройства ($N_{выб}$) таким образом, чтобы отношение $N_{выб} / N_T$ было целым числом (N_T — численное значение периода исследуемых колебаний, приведенное к количеству выборок при выбранных параметрах устройства). Это приводит к появлению дополнительной погрешности измерения частоты вследствие отклонения измеренного значения периода исследуемого сигнала от его действительного значения. Уровень этой погрешности зависит от точности измерения частоты $f_{гр}$. В данном случае погрешность измерения $f_{гр}$ указанным выше способом составляет $\pm 5\%$, что обуславливает дополнительную погрешность от значения измеряемого расстояния примерно $\pm 0,25\%$ [3].

Для уменьшения возникающей дополнительной погрешности измерения расстояния нами предлагается повысить точность предварительной оценки частоты выходной величины устройства. В основу принципа такой оценки положена аналогия с методом определения временного положения импульсных сигналов, при реализации которого используется следящее стробирующее преобразование [7]. Ниже показано, что в рассматриваемом случае (применительно к частотной области) такой подход позволяет повысить точность предварительной оценки частоты.

Частотное представление исследуемого гармонического сигнала, полученное в результате использования алгоритма дискретного преобразования Фурье с добавлением нулей к исходному числу выборок данных и использованием выделяющей функции Хемминга [5], показано на рис. 2. Для численной оценки частоты выходного сигнала измерительной системы предлагается найти центр симметрии кривой $A(f)$, построенной путем интерполяции участков между значениями амплитуд дискретного спектра исследуемого сигнала. Точки

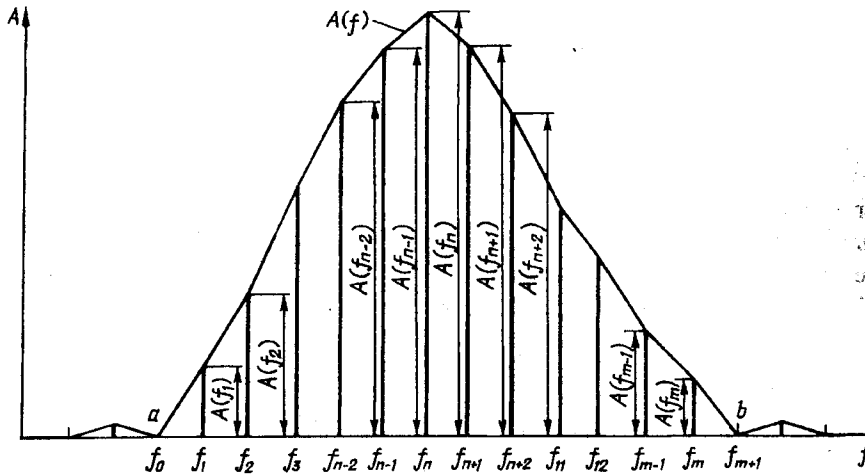


Рис. 2

"a" и "b" на этой кривой соответствуют минимальным значениям составляющих спектра (в данном случае нулю). Тогда внутри промежутка (a, b) на оси абсцисс окажутся m последовательных точек f_1, f_2, \dots, f_m ; для единообразия обозначим "a" через f_0 , а "b" — через $f_m + 1$. Центр симметрии кривой $A(f)$ определяется путем использования критерия равенства квадратов площадей "левой" $S_{лев}$ и "правой" $S_{прав}$ половин фигуры, ограниченной кривой $A(f)$ и участком "a, b" на оси абсцисс и разделенной линией, представляющей спектральную составляющую с максимальной амплитудой $A(f_n)$. Принятый критерий [8] учитывает энергетические свойства исследуемого сигнала. В этом случае в соответствии с рис. 2 указанные площади (на рисунке они заштрихованы) с некоторым приближением могут быть найдены по формулам

$$S_{лев} = \sum_{j=1}^n A(f_j) (f_j - f_{j-1}); \quad (1)$$

$$S_{прав} = \sum_{j=1}^m A(f_j) (f_{j+1} - f_j), \quad (2)$$

где $A(f_j)$ и f_j, f_{j-1}, f_{j+1} — соответственно амплитуды и частоты спектральных составляющих сигнала; j — целые числа, $j = 1 \dots m$; n и m — целые числа (согласно рис. 2 $n = 6, m = 12$).

Разности $(f_j - f_{j-1})$ и $(f_{j+1} - f_j)$ в выражениях (1) и (2) при всех значениях j имеют одинаковую величину и представляют собой шаг дискретизации (частотное разрешение) Δf при спектральном представлении исследуемого гармонического сигнала. Поэтому эти разности в (1) и (2) можно вынести за знак суммы. Тогда квадраты площадей $S_{лев}^2$ и $S_{прав}^2$ будут иметь вид

$$P_{лев} = S_{лев}^2 = (\Delta f)^2 \sum_{j=1}^n A^2(f_j); \quad (3)$$

$$P_{прав} = S_{прав}^2 = (\Delta f)^2 \sum_{j=n}^m A^2(f_j). \quad (4)$$

Методика определения центра симметрии кривой $A(f)$ состоит в следующем. Если вычисленные по формулам (3) и (4) $P_{лев} = P_{прав}$, то центр симметрии находится на линии, соответствующей спектральной составляющей $A(f)$. При этом предварительно частота выходной величины измерительной системы f_x может быть принята равной f_n . В случае, когда $P_{лев} > P_{прав}$, вычисляются квадраты площадей, разделенных линией спектральной составляющей f_{n-1} (рис. 2)

$$P_{лев(n-1)} = S_{лев(n-1)}^2 = (\Delta f)^2 \sum_{j=1}^{n-1} A^2(f_j); \quad (5)$$

$$P_{прав(n-1)} = S_{прав(n-1)}^2 = (\Delta f)^2 \sum_{j=n-1}^m A^2(f_j). \quad (6)$$

Если при последующем сравнении окажется, что $P_{лев(n-1)} < P_{прав(n-1)}$, то действительное значение частоты f_x равно

$$f_x = f_{n-1} + \Delta f \cdot \beta, \quad (7)$$

где $0 \leq \beta \leq 1$. Приняв в точке экстремума линейную модель зависимости площадей от значения β , можно записать

$$P_{лев}(\beta) = P_{лев(n-1)} + \beta [P_{прав(n-1)} - P_{лев(n-1)}]; \quad (8)$$

$$P_{прав}(\beta) = P_{прав(n-1)} - \beta [P_{прав} - P_{прав(n-1)}]. \quad (9)$$

Используя (8) и (9), находим значение β из условия равенства площадей $P_{лев}(\beta) = P_{прав}(\beta)$

$$\beta = \frac{P_{\text{прав}(n-1)} - P_{\text{лев}(n-1)}}{P_{\text{прав}(n-1)} - P_{\text{лев}(n-1)} - P_{\text{прав}} + P_{\text{лев}}} \quad (10)$$

Определив значение β в соответствии с (10), (3)...(6), после его подстановки в (7) находим значение f_x . Если при сравнении левой и правой площадей вновь $P_{\text{лев}(n-1)} > P_{\text{прав}(n-1)}$, то линия раздела площади всей фигуры проводится через точку f_{n-2} (рис. 2) и определяется значение f_x по описанной выше методике.

Аналогичным образом можно определить f_x в случае, когда $P_{\text{лев}} < P_{\text{прав}}$. Тогда общая площадь разделяется линией спектральной составляющей f_{n+1} (рис. 2) и проводятся соответствующие вычисления.

В результате электронного моделирования установлено, что погрешность оценки частоты при использовании предложенной методики не превышает 0,25%. В этом случае составляющая погрешности измерения расстояния при использовании рассматриваемой измерительной системы, обусловленная некрatным отношением числа выборок и значения измеряемого периода, пренебрежимо мала ($\Delta L < 0,002$ мм).

Более существенное влияние на метрологические характеристики фазово-частотного измерителя расстояния оказывает составляющая погрешности, обусловленная неидентичностью и нестабильностью фазо-частотных характеристик измерительного и опорного каналов измерителя. Проанализируем эту составляющую погрешности.

С этой целью для учета инерционности высокочастотных звеньев ТУ1, ШУ1 опорного канала и ТУ2, ШУ2 измерительного канала считаем, что их частотные характеристики аппроксимируются R-С звеном 1-го порядка с полосой пропускания, равной 150 МГц. Максимальная частота модуляции лазерного излучения $f_m = 100$ МГц. Тогда фазовый сдвиг, вносимый инерционными звеньями каждого из каналов устройства, можно представить в виде

$$\varphi_{\text{вн}}(i) = \arctg\left(2\pi(i/i_m)f_m\tau_{\text{э}}\right), \quad (11)$$

где i — номер выборки; i_m — максимальное количество выборок; $\tau_{\text{э}}$ — эквивалентная постоянная времени высокочастотной части прибора, которую можно определить из соотношения $2\pi f_m \tau_{\text{э}} \approx 0,7$. Если $i = i_m$, то максимальное значение вносимого фазового сдвига равно примерно 35° . Полагаем, что безразмерный коэффициент γ , определяющий различие между значениями $\tau_{\text{э}}$ опорного и измерительного каналов, может быть равен 0,9...1,1 (при этом имеет место и нестабильность значения $\tau_{\text{э}}$, составляющая $\pm 10\%$). Отсюда уточненное выражение для выходной величины устройства с учетом неидентичности фазо-частотных характеристик каналов можно представить в виде

$$U(i) = \sin(\varphi_0 + \omega_c i + \Delta\varphi_i), \quad (12)$$

где φ_0 — начальный фазовый сдвиг; ω_c — угловая частота, пропорциональная измеряемому расстоянию; $\Delta\varphi_i$ — фазовый сдвиг из-за неидентичности фазо-частотных характеристик каналов. В свою очередь можно записать

$$\Delta\varphi_i = \arctg\left(2\pi \frac{i}{i_m} f_m \tau_{\text{э}}\right) - \arctg\left(2\pi \frac{i}{i_m} f_m \tau_{\text{э}} \gamma\right). \quad (13)$$

Для уменьшения погрешности, обусловленной наличием $\Delta\varphi_i$, необходимо ввести в преобразовательные процессы корректирующее воздействие $\Delta\varphi_{\text{ки}}$ таким образом, чтобы исследуемый сигнал имел вид

$$U(i) = \sin(\varphi_0 + \omega_c i + \Delta\varphi_i - \Delta\varphi_{\text{ки}}). \quad (14)$$

Значение $\Delta\varphi_{\text{ки}}$ в выражении (14) можно представить в виде

$$\Delta\varphi_{\text{ки}} = \arctg\left(2\pi \frac{i}{i_m} f_m \tau_{\text{э}}\right) - \arctg\left(2\pi \frac{i}{i_m} f_m \tau_{\text{э}} \gamma_x\right) \quad (15)$$

Значение коэффициента γ_x практически можно оценить следующим образом.

Полагаем, что разность оптических длин волокон ОВ1 и ОВ2 измерена с относительно большой точностью. В этом случае действительное значение расстояния в режиме оптической калибровки ($L_k \approx 4$ м) можно представить в виде $L_x = L_k + \Delta L$, где значение ΔL обусловлено отличием длин ОВ1 и ОВ2 от заданных значений и различным расстоянием между излучателем и фотоприемником в каждом из тактов измерений, $\Delta L/L_k < 1$. Определяем значение кумулятивного фазового сдвига при максимальном значении частоты модуляции ($f_m = 100$ МГц), которое соответствует выражению

$$\varphi_1 = 4\pi + 4\pi \Delta L/L_k + \arctg(\omega_m \tau_{\text{э}}) - \arctg(\omega_m \tau_{\text{э}} \gamma_x). \quad (16)$$

Выставив в цепи управления синтезатора частоты СЧ1 код, соответствующий значению частоты модуляции $f_m = 50$ МГц, получим измеренное значение фазового сдвига

$$\varphi_2 = 2\pi + 2\pi \Delta L/L_k + \arctg(0,5\omega_m \tau_{\text{э}}) - \arctg(0,5\omega_m \tau_{\text{э}} \gamma_x). \quad (17)$$

Решая уравнения (16) и (17) относительно ΔL и γ_x , находим их значения. Тогда, зная γ_x , для коррекции погрешности измерения расстояния, обусловленной неидентичностью фазово-частотных

характеристик опорного и измерительного каналов устройства, необходимо сделать следующее. Исходя из принципа работы устройства, перед подстройкой частоты ортогональных составляющих цифрового преобразования Гильберта по результатам измерения фазовых сдвигов φ_{ni} на фиксированных частотах модуляции значения φ_{ni} корректируются в соответствии с выражением

$$\varphi_{ni}' = \varphi_{ni} - \Delta\varphi_{ki}, \quad (18)$$

где $\Delta\varphi_{ki}$ определяется с учетом (15). Таким образом, после коррекции исследуемый сигнал будет иметь вид

$$U(i) = \sin(\varphi_{ni} - \Delta\varphi_{ki}). \quad (19)$$

Для уменьшения влияния случайной погрешности при определении ΔL и γ_x , обусловленной кратковременной нестабильностью параметров преобразовательных звеньев, измерение значений φ_1 и φ_2 желательнее осуществлять поочередно с частотой коммутации, равной 3...5 Гц [4]. При этом число тактов коммутации N_k определяется отношением сигнал-шум (ρ) и заданной точностью оценки ΔL и γ_x . Например, для одного такта коммутации случайная составляющая погрешности при определении ΔL равна

$$\Delta L_{сл} = \lambda / \rho \cdot 2\pi, \quad (20)$$

где λ — эквивалентная длина волны модулирующего напряжения, $\lambda = c / 2f_M$ (c — скорость света, $c = 3 \cdot 10^8$ м/с). При $\rho = 100$ и $f_M = 50$ МГц в соответствии с (20) $\Delta L_{сл} \approx 4,8$ мм. Задав значением случайной погрешности не более 0,1 мм, найдем N_k из соотношения $\Delta L_{сл} / \sqrt{N_k} \leq 0,1$ мм. Тогда $N_k \geq 2300$.

Корректирующее воздействие $\Delta\varphi_{ki}$ (15) оценено в процессе оптической калибровки, где $i_m = 200$ (измеряемое расстояние 4 м). Поскольку зависимость $\Delta\varphi_{ki}$ от значений τ_z и γ_x нелинейная и предполагается, что значение полосы пропускания уси-

лителей ШУ1 и ШУ2, а, следовательно, и постоянной времени τ_z , определяется с погрешностью $\pm 10\%$, то при измеряемых расстояниях, отличающихся от 4 м, т.е. при изменении диапазона частотной перестройки частоты модуляции, погрешность из-за неидентичности фазо-частотных характеристик каналов компенсируется не полностью. Как показали исследования, максимальное значение эта погрешность принимает при $i_m = 160$ (измеряемое расстояние равно 5 м). Установлено, что в худшем случае ее значение соответствует 0,05 мм. При измерении расстояний, больших 5...6 м, указанная погрешность имеет меньшее значение.

Таким образом, проведенный анализ погрешностей измерения расстояний, возникающих при практическом применении фазово-частотного метода, и предложенные меры для их уменьшения позволяют повысить метрологические характеристики рассмотренного класса лазерных дальнометров.

1. Брагинец И.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Применение фазово-частотного метода измерения расстояний в лазерной дальнометрии // Техн. электродинамика. — 2004. — № 6. — С. 56—59.

2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / Учеб. для ВУЗов. Изд. 3-е, перераб. и доп. — М.: Сов. радио, 1977. — 608 с.

3. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Латенко В.И., Орнатский И.А. Особенности применения фазово-частотного метода в лазерной дальнометрии // Техн. электродинамика. — 2008. — № 6. — С. 65—70.

4. Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Орнатский И.А., Сидорчук В.Е. Оптимальный преобразователь фаза-код для высокоточных фазовых светодальнометров // Техн. электродинамика. — 1996. — № 1. — С. 61—64.

5. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ. — М.: Мир, 1990. — 584 с.

6. Михеечев В.С. Геодезические светодальнометры. — М.: Недра, 1979. — 222 с.

7. Skolnik M.I. Introduction to Radar System. — McGraw, 1981. — 582 p.

8. Van Trees. Detection, Estimation and Modulation theory, part 1. — John Wiley and Inc, USA: 2001. — 690 p.

Надійшла 14.10.2008