

УДК 621.317

И.А.Брагинец, канд.техн.наук, **Е.А.Зайцев**, **А.Г.Кононенко**, канд.техн.наук, **Ю.А.Масюренко**, канд.техн.наук, **А.Д.Ниженский**, докт.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

ПРИМЕНЕНИЕ КВАЗИОПТИМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫХ ЛАЗЕРНЫХ ДАЛЬНОМЕРНЫХ СИСТЕМАХ

Рассмотрен алгоритм цифровой обработки выходной величины частотно-фазовых дальномерных систем, позволяющий уменьшить случайную погрешность измерения расстояния, обусловленную действием широкополосных помех.

Розглянуто алгоритм цифрової обробки вихідної величини частотно-фазових далекомірних систем, який дозволяє зменшити випадкову похибку вимірювання відстані, обумовлену дією широкополосних завад.

Одним из основных преимуществ рассмотренных нами ранее лазерных частотно-фазовых дальномерных систем [1,4] является возможность их работы в «радарном» режиме, т.е. при наличии нескольких диффузно-отражающих объектов. Упрощенная структурная схема такой системы [4]

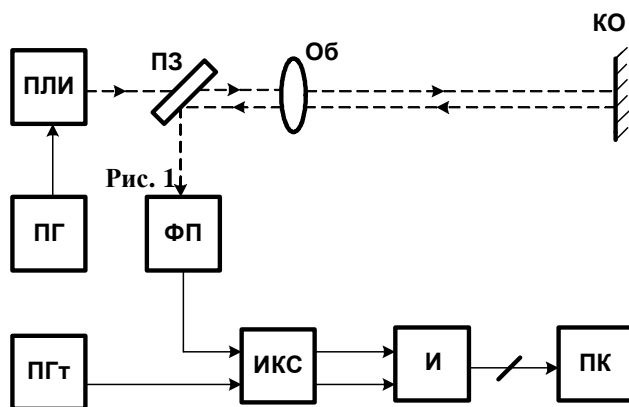


Рис. 1

показана на рис. 1, где ПЛИ – полупроводниковый лазерный излучатель; ПГ – перестраиваемый по частоте генератор напряжений; ПЗ – полупрозрачное зеркало; Об – объектив; КО – контролируемый объект; ФП – фотоприемник; ПГТ – перестраиваемый по частоте гетеродин; ИКС – измеритель квадратурных составляющих выходного сигнала ФП; И – интерфейс; ПК – персональный компьютер.

С помощью ПГ, в качестве которого используется цифровой синтезатор частоты, частота модуляции лазерного излучателя f_m увеличивается дискретно в диапазоне 25...100 МГц в соответствии с выражением

$$f_m(i) = f_0 + \Delta f \cdot i, \quad (1)$$

где f_0 – начальное значение частоты модуляции;

Δf – приращение частоты модуляции за один шаг дискретизации; i – целое число, $i=1...200$.

На каждой частоте модуляции вычисляется фазовый сдвиг огибающей отраженного от КО и принятого ФП светового излучения

$$\varphi(i) = \arctg \frac{A1(i)}{A2(i)}, \quad (2)$$

где $A1(i)$ и $A2(i)$ – квадратурные составляющие выходного сигнала ФП. Вычисление $\varphi(i)$ осуществляется ПК по результатам измерений $A1(i)$ и $A2(i)$, полученных с помощью ИКС и переданных в ПК посредством интерфейса И. В соответствии с [4] нормированная по амплитуде выходная величина рассматриваемой системы, работающей по описанному выше закону изменения частоты модуляции, определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = \sin \varphi(i). \quad (3)$$

Частота $U_{\text{вых}}$ зависит от значения измеряемого расстояния [4]. Например, при указанных в [4] численных данных параметров преобразования измеряемому расстоянию $L_x=4$ м соответствует два периода колебаний выходной величины за интервал наблюдения T_0 , причем численное значение периода T этих колебаний соответствует 100 выборкам исследуемого сигнала. Таким образом, оценив частоту $U_{\text{вых}}$, можно определить значение измеряемого расстояния.

Изменение частоты модуляции может осуществляться и по треугольному закону [2]. Преобразовательные процессы в такой системе иллюстрируются на рис. 2, а, б. Алгоритм определения выходной величины системы остается таким же, как и при линейном законе изменения частоты модуляции. Исключение состоит только в том, что при оценке фазовых сдвигов $\varphi(i)$ в течение интервала

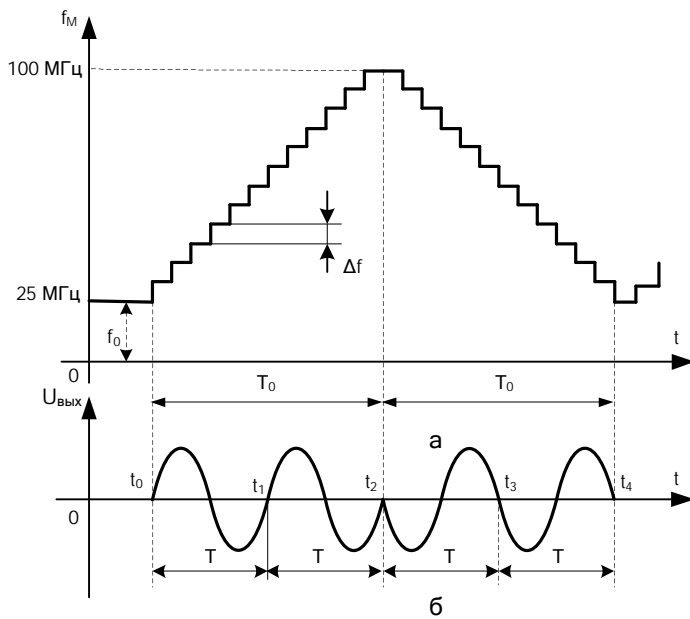


Рис. 2

времени от момента t_2 до момента t_4 фазовый сдвиг опорных квадратурных напряжений изменяется на 180° . В зависимости от области применения частотно-фазовых лазерных дальномерных систем актуальной задачей при их разработке является повышение точности измерения за счет уменьшения случайной погрешности из-за влияния широкополосных помех при ограниченном времени измерения. Такая задача возникает, например, при использовании дальномерных систем для контроля профиля конверторов и ковшей в металлургической промышленности или для определения расстояний до вращающихся объектов.

В данном случае уменьшение случайной погрешности за счет усреднения результатов отдельных измерений неприемлемо, поскольку это удлиняет время всего измерения. В связи с этим с целью уменьшения случайной погрешности в частотно-фазовых дальномерных системах представляет интерес оценить возможность применения методов оптимальной фильтрации. Рассмотрим это с учетом применения треугольного закона изменения частоты модуляции, так как по сравнению с линейным законом при том же времени измерения последний обеспечивает меньшее значение случайной погрешности. Если начальная фаза исследуемых колебаний известна, то отклонение их частоты при воздействии помех на значение $\Delta\omega$ относительно частоты опорных гармонических колебаний может быть найдено в соответствии с алгоритмом обработки сигналов, который иллюстрируется блок-схемой рис. 3. Управляемым генератором УГ формируются опорные гармонические напряжения $U_{\text{оп}}$ и $U'_{\text{оп}}$. Напряжение $U_{\text{оп}}$ синфазно со входным сигналом U_x , а $U'_{\text{оп}}$ – сдвинуто на 90° . При неравенстве частот U_x и $U_{\text{оп}}$ на выходе вычитающего устройства ВУ возникает разностное напряжение ΔU_ω . Это напряжение

перемножается с $U'_{\text{оп}}$ (ПУ – перемножающее устройство), а результат произведения интегрируется в течение заданного интервала времени интегратором Инт. Выходное напряжение $U_{\text{инт}}$ интегратора Инт, пропорциональное $\Delta\omega$, используется для перестройки частоты опорных напряжений $U_{\text{оп}}$ и $U'_{\text{оп}}$. Как показано в [7], рассмотренный алгоритм обработки сигналов позволяет произвести оптимальную оценку отклонения по частоте $\Delta\omega$ при воздействии широко-полосных помех.

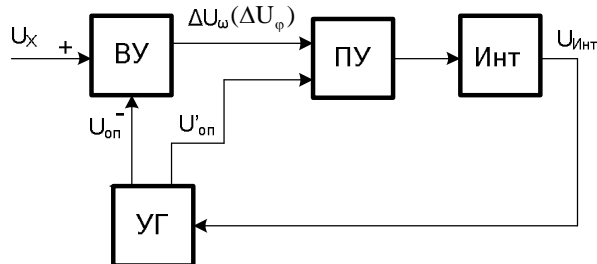


Рис. 3

Отличием решаемой нами задачи от упомянутой выше является цифровой алгоритм обработки полученных данных и необходимость учета закона изменения частоты модуляции, что, как будет показано далее, приводит к нелинейному изменению выходной величины устройства (рис. 3) в зависимости от времени интегрирования. В рассматриваемом случае начальный фазовый сдвиг исследуемого сигнала φ_0 определяется в процессе измерительно-вычислительной обработки выходной величины дальномерной системы [2], а не является априорно известным. Таким образом, ставится задача разработки квазиоптимального алгоритма оценки частоты сигнала, пропорциональной измеряемому расстоянию.

Сначала найдем значение выходного напряжения $U_{\text{Инт}}$ интегратора Инт (рис. 3), для чего представим исследуемые колебания в виде

$$U_x = U_1 \sin(\omega t + \varphi_0 + \Delta\omega t); \quad U_{\text{он}} = U_2 \sin(\omega t + \varphi_0); \quad U'_{\text{он}} = U_2 \cos(\omega t + \varphi_0), \quad (4)$$

где U_1 и U_2 – амплитудные значения колебаний (для упрощения последующего анализа примем $U_1=U_2=1$).

Тогда значение разностного сигнала

$$\Delta U_{\omega} = U_x - U_{\text{он}} = \sin(\omega t + \varphi_0) \cos \Delta\omega t - \sin(\omega t + \varphi_0) + \cos(\omega t + \varphi_0) \sin \Delta\omega t. \quad (5)$$

Поскольку $\Delta\omega/\omega = 1$, то (5) после преобразования можно представить в виде

$$\Delta U_{\omega} = \cos(\omega t + \varphi_0) \sin \Delta\omega t. \quad (6)$$

Выходное напряжение $U_{\text{Инт}}$ интегратора Инт

$$U_{\text{Инт}} = \int_0^{nT} \Delta U_{\omega} \cdot U'_{\text{он}} \cdot dt = \int_0^{nT} \frac{1 + \cos(2\omega t + \varphi_0)}{2} \sin \Delta\omega t \cdot dt, \quad (7)$$

где T – период выходной величины дальномерной системы, а n – целое число, $n=1 \dots n_m$. Значение n_m определяется количеством периодов выходной величины системы за весь цикл модуляции лазерного излучения.

Найдем значение $U_{\text{Инт}}$ на примере измерения расстояния, равного примерно 4 м. В этом случае, как показано в [2], при выбранных численных значениях параметров преобразовательного процесса $n_m=4$ (рис. 2, б). Тогда на основании (7) в момент времени t_1 (рис. 2, б) выходное напряжение интегратора равно

$$U_T = \int_0^T \frac{1 + \cos(2\omega t + \varphi_0)}{2} \sin \Delta\omega t \cdot dt. \quad (8)$$

При указанном выше условии ($\Delta\omega/\omega = 1$), учитывая, что в относительных единицах ($\omega = 1$) период $T = 2\pi$, из (8) с достаточной для практики точностью получим

$$U_T = (1 - \cos \Delta\omega T) / 2\Delta\omega = \pi^2 \cdot \Delta\omega. \quad (9)$$

Очевидно, что выходное напряжение интегратора в момент времени t_2 (рис. 2, б) равно

$$U_{2T} = 4\pi^2 \cdot \Delta\omega. \quad (10)$$

Выходное напряжение интегратора Инт в момент времени t_3 (рис. 2, б) может быть оценено по формуле

$$U_{3T} = U_{2T} + U_{\Delta\omega} + U_{\Delta\varphi}, \quad (11)$$

где $U_{\Delta\omega}$ и $U_{\Delta\varphi}$ – приращения выходного напряжения за временной интервал от момента t_2 до момента t_3 , обусловленные соответственно отклонением частоты на значение ($-\Delta\omega$) и разностью фазовых сдвигов $\Delta\varphi$ сравниваемых сигналов.

Значение $U_{\Delta\omega}$ с учетом (9) равно

$$U_{\Delta\omega} = -U_T = -\pi^2 \cdot \Delta\omega, \quad (12)$$

а $U_{\Delta\varphi}$ можно определить в результате обработки исследуемых колебаний (4) в соответствии с алгоритмом, показанным на рис. 3. В этом случае исследуемые колебания (4) запишем в виде (для простоты анализа примем $\varphi_0 = 0$):

$$U_x = \sin(\omega t + \Delta\varphi); \quad U_{\text{он}} = \sin \omega t; \quad U'_{\text{он}} = \cos \omega t. \quad (13)$$

Тогда разность $\Delta U_\varphi = U_x - U_{оп}$, учитывая, что $\Delta\varphi = 1$, может быть представлена выражением

$$\Delta U_\varphi; \cos \omega t \cdot \sin \Delta\varphi, \quad (14)$$

а приращение напряжения $U_{\Delta\varphi}$ на выходе интегратора

$$U_{\Delta\varphi} = \int_0^T U'_{оп} \cdot \Delta U_\varphi \cdot dt = \Delta\varphi \cdot \pi. \quad (15)$$

В выражении (15) $\Delta\varphi = 2T \cdot \Delta\omega = 4\pi \cdot \Delta\omega$. Тогда

$$U_{\Delta\varphi} = 4\pi^2 \cdot \Delta\omega. \quad (16)$$

На основании найденных выше значений $U_{\Delta\omega}$ и $U_{\Delta\varphi}$, приняв во внимание (10), получим

$$U_{3T} = 7\pi^2 \cdot \Delta\omega. \quad (17)$$

По аналогичной методике можно оценить выходное напряжение $U_{Инт}$ интегратора Инт (рис. 3) в момент времени t_4 (рис. 2, б)

$$U_{4T} = U_{3T} + U_{\Delta\omega} + U'_{\Delta\varphi}, \quad (18)$$

где $U'_{\Delta\varphi}$ – приращение выходного напряжения за временной интервал от момента t_3 до момента t_4 , обусловленное разностью фазовых сдвигов сравниваемых сигналов. Используя (12) и (17), а также с учетом того, что значение $U'_{\Delta\varphi}$ определяется выражением (15), в котором $\Delta\varphi = T \cdot \Delta\omega = 2\pi \cdot \Delta\omega$, напряжение U_{4T} равно

$$U_{4T} = 8\pi^2 \cdot \Delta\omega. \quad (19)$$

Как указывалось, в предлагаемом варианте квазиоптимального фильтра осуществляется цифровая обработка исследуемых сигналов. В этом случае напряжения (4) могут быть представлены в виде (с учетом допущения, что $U_1 = U_2 = 1$)

$$U_x(i) = \sin(\omega i + \varphi_0 + \Delta\omega i); \quad U_{оп}(i) = \sin(\omega i + \varphi_0); \quad U'_{оп}(i) = \cos(\omega i + \varphi_0), \quad i = 1..400. \quad (20)$$

Тогда при определении выходного напряжения устройства (рис. 3), используемого для перестройки частоты опорных напряжений, операция интегрирования может быть заменена операцией суммирования отдельных выборок. Например, указанное напряжение в момент времени t_1 (рис.2, б) равно

$$U'_T = \sum_{i=1}^{100} \Delta U(i) \cdot U'_{оп}(i) \cdot f_b(i), \quad (21)$$

где $\Delta U(i) = U_x(i) - U_{оп}(i)$; $f_b(i)$ – выделяющая функция, $f_b(i) = \sin^2(\pi \cdot i / 100)$ [3].

Аналогично определяются значения выходного напряжения устройства в моменты времени t_2 , t_3 и t_4 , что соответствует общему объему выборок соответственно 200, 300 и 400. При этом с учетом треугольного закона изменения частоты модуляции для интервалов времени от t_2 до t_4 входной сигнал в (20) записывается в виде

$$U_x(i) = \sin(\omega i - \varphi_0 - \pi + \Delta\omega i). \quad (22)$$

Найденные путем численного моделирования с использованием (20)...(22) значения выходного напряжения рассмотренного устройства в моменты времени t_1 , t_2 , t_3 и t_4 с достаточной для данного случая точностью (погрешность не более 10 %) совпадают со значениями, оцененными аналитически для аналогового варианта устройства. Поэтому на основании (9), (10), (17) и (19) указанные значения выходного напряжения равны

$$U'_T = \pi^2 \cdot \Delta\omega; \quad U'_{2T} = 4\pi^2 \cdot \Delta\omega; \quad U'_{3T} = 7\pi^2 \cdot \Delta\omega; \quad U'_{4T} = 8\pi^2 \cdot \Delta\omega. \quad (23)$$

Полагаем, что дисперсия напряжения на выходе интегратора Инт (рис. 3) из-за влияния широкополосных помех при суммировании выборок возрастает так же, как и в результате интегрирования аналоговых сигналов [5]. Другими словами, значения последней в моменты времени t_2 , t_3 и t_4 можно представить в виде

$$D_{2T} = 2D_T; \quad D_{3T} = 3D_T; \quad D_{4T} = 4D_T, \quad (24)$$

где D_T – дисперсия выходного напряжения $U_{\text{Инт}}$ интегратора Инт, полученного при суммировании 100 выборок (20), соответствующих одному периоду T выходной величины системы.

Результирующее значение выходного напряжения устройства оценим по его значениям в моменты времени t_1, t_2, t_3 и t_4 в соответствии с методикой взвешенного среднего [6], реализующей по сути известный метод наименьших квадратов. В этом случае среднее значение выходного напряжения m_{cp} равно

$$m_{\text{cp}} = \frac{\sum_{j=1}^4 g_j \cdot U_j}{\sum_{j=1}^4 g_j}, \quad (25)$$

где j – целые числа от 1 до 4; g_j – весовые коэффициенты при объединении результатов измерения выходного напряжения в моменты времени t_1, t_2, t_3 и t_4 , а U_j – значения этого напряжения в указанные моменты времени (23).

Значения g_j могут быть определены по формуле [6]

$$g_j = (U_j)^2 / D_j, \quad (26)$$

где D_j – дисперсия U_j .

Если принять $g_1=1$, то в соответствии с (23), (24) и (26) можно найти значения остальных коэффициентов: $g_2=8$; $g_3=16,33$; $g_4=16$. В этом случае среднее значение выходного напряжения оптимального фильтра на основании (25)

$$m_{\text{cp}} = (U_T' + 8U_{2T}' + 16,33U_{3T}' + 16U_{4T}') / 41,33. \quad (27)$$

После подстановки в (27) значений U_T', U_{2T}', U_{3T}' и U_{4T}' из (23), получим

$$m_{\text{cp}} = 6,66\pi^2 \Delta\omega. \quad (28)$$

Вычисленное среднее значение используется для перестройки частоты управляемого генератора УГ (рис. 3), которая является информативной величиной в частотно-фазовых дальномерных системах.

Таким образом, выражение (27) реализует линейное оценивание среднего значения выходного напряжения оптимального фильтра по результатам его отдельных измерений методом наименьших квадратов с учетом априорных данных о законе изменения частоты модулирующего напряжения. В результате численного моделирования установлено, что применение предлагаемой методики обработки сигналов и последующих вычислений позволяет уменьшить случайную погрешность измерения частоты (а, следовательно, и расстояния) примерно в 1,6 раза по сравнению с ее оценкой, основанной на измерении разности фазовых сдвигов при различном времени осреднения ($2T$ и $4T$) [2]. В последнем случае одновременно определяется и значение начального фазового сдвига φ_0 , используемого при окончательной вычислительной обработке. Очевидно, что здесь имеет место случайная погрешность в оценке φ_0 . Подстановка точного значения φ_0 показала, что случайная погрешность измерения частоты в этом случае может быть уменьшена в 2 раза, что соответствует условиям полной априорной определенности данных.

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

2. Брагинец И.А., Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Фазово-частотные лазерные дальнометры с треугольным законом частотной модуляции // Техн. електродинаміка. – 2009. – № 6. – С. 70–74.

3. Грибанов Ю.И., Мальков В.Л. Спектральный анализ случайных процессов. – М.: Энергия, 1974. – 240 с.

4. 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. електродинаміка. – 2008. – № 6. – С. 65–70.

5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1974. – 552 с.

6. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.

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

Надійшла 17.11.2009