

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)

## ФАЗОВО-ЧАСТОТНЫЕ ЛАЗЕРНЫЕ ДАЛЬНОМЕРЫ С ТРЕУГОЛЬНЫМ ЗАКОНОМ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Рассмотрен принцип работы фазово-частотного лазерного измерителя расстояния, в котором частота модуляции оптического излучения изменяется по треугольному закону. Предложена методика повышения точности измерения частоты выходной величины фазово-частотной системы и в соответствии с этим определены погрешности измерения расстояния. Оценена также случайная погрешность измерения расстояния, обусловленная действием шумов.

Розглянуто принцип роботи фазово-частотного лазерного вимірювача відстані, в якому частота модуляції оптичного випромінювання змінюється за трикутним законом. Запропоновано методику підвищення точності вимірювання частоти вихідної величини фазово-частотної системи та у відповідності з цим визначено похибки вимірювання відстані. Оцінено також випадкову похибку вимірювання відстані, обумовлену дією шумів.

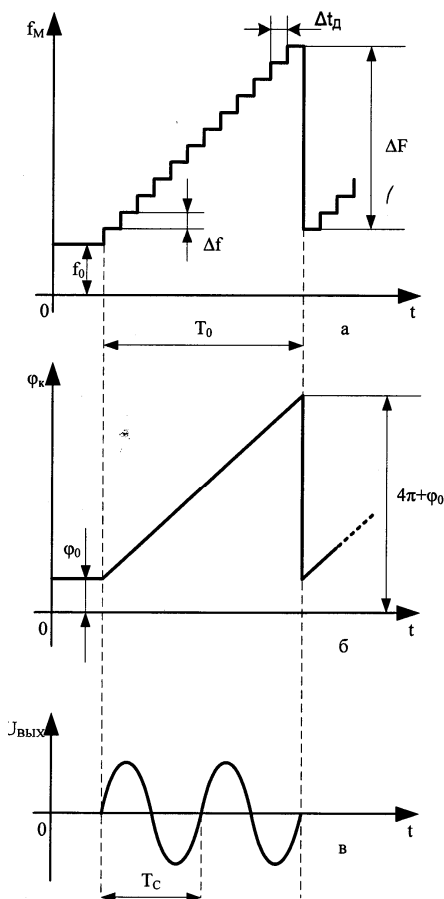


Рис. 1

значение  $\omega_c$ , можно найти значение измеряемого расстояния  $L$ . Структурная схема прибора, реализующая описанный выше фазово-частотный метод измерения расстояния, и описание ее работы представлены в [2].

Перспективным направлением расширения сферы использования и улучшения метрологических характеристик фазовых лазерных дальнометров является применение фазово-частотного метода измерения расстояний [1,2]. В этом случае значение частоты модуляции  $f_M$  светового излучения, направляемого на контролируемый объект, не является постоянным, а изменяется по линейному закону в течение определенного временного цикла. Кумулятивный фазовый сдвиг ( $\varphi_k$ ) огибающей принятого оптического сигнала [2]

$$\varphi_k = 2\pi L/\lambda_s, \quad (1)$$

где  $L$  – измеряемое расстояние;  $\lambda_s$  – эквивалентная длина волны модулирующего напряжения,  $\lambda_s = c/2f_M$  ( $c$  – скорость света).

Преобразовательные процессы в устройствах такого типа иллюстрируются на рис. 1, а, б, в, где приняты следующие обозначения:  $f_0$  – начальное значение частоты модуляции;  $\Delta f$  – приращение частоты модуляции за один временной цикл преобразований  $T_0$ ;  $\varphi_0$  – начальный фазовый сдвиг. Реально приращение частоты модуляции осуществляется ступенчато с шагом  $\Delta f$  через временной интервал  $\Delta t_d$  (рис. 1, а). Тогда текущее значение частоты модуляции можно представить в виде

$$f_M(i) = f_0 + i\Delta f, \quad (2)$$

где  $i$  – целое число,  $i = 1 \dots i_M$ . В свою очередь  $i_M = T_0/\Delta t_d$ .

В соответствии с [2] нормированная по амплитуде выходная величина устройства, работающего по описанному выше закону изменения частоты модуляции, определяется выражением

$$U(i) = \sin \varphi_k = \sin(\omega_c i + \varphi_0), \quad (3)$$

где  $\omega_c$  – угловая частота,  $\omega_c = 4\pi L\Delta f/c$ . Таким образом, оценив

В [2] в качестве примера рассмотрены преобразовательные процессы при значениях измеряемого расстояния, близких к 4 м. При этом приняты следующие числовые данные параметров преобразования:  $f_0 = 25$  МГц,  $\Delta F = 75$  МГц,  $T_0 = 40$  мс,  $\Delta t_d = 200$  мкс,  $i_m = T_0/\Delta t_d = 200$ . Для упрощения дальнейшего рассмотрения принимаем  $\varphi_0 = 0$ . Тогда в соответствии с (1) за временной интервал  $T_0$  кумулятивный фазовый сдвиг увеличивается на  $4\pi$  радиан (рис. 1, б), что приводит, как видно из (3), к возникновению гармонических колебаний с периодом  $T_c = T_0/2$  (рис. 1, в).

Используя полученные в [2] результаты вычислений при заданных значениях параметров преобразования, кумулятивный фазовый сдвиг можно представить в виде

$$\varphi_k(i) = \frac{L}{L_0} \cdot \frac{2\pi\beta}{400} \cdot i, \quad (4)$$

где  $1 \leq i \leq 200$ ;  $\beta$  ( $0,5 < \beta < 1,0$ ) – коэффициент, характеризующий максимальное значение частоты модуляции при измерении расстояний в диапазоне их значений,  $f_{m \max} = \beta \cdot 100$  МГц;  $L_0$  – постоянный коэффициент,  $L_0 = 1$  м. При значениях расстояния, кратных 4 м, значение  $\beta$  принимается равным 1,0 [2]. Так, например, при  $L = 4$  м кумулятивный фазовый сдвиг равен

$$\varphi_k(i) = 2\pi \cdot i/100, \quad (5)$$

а выходная величина системы

$$U(i) = \sin 2\pi \cdot i/100. \quad (6)$$

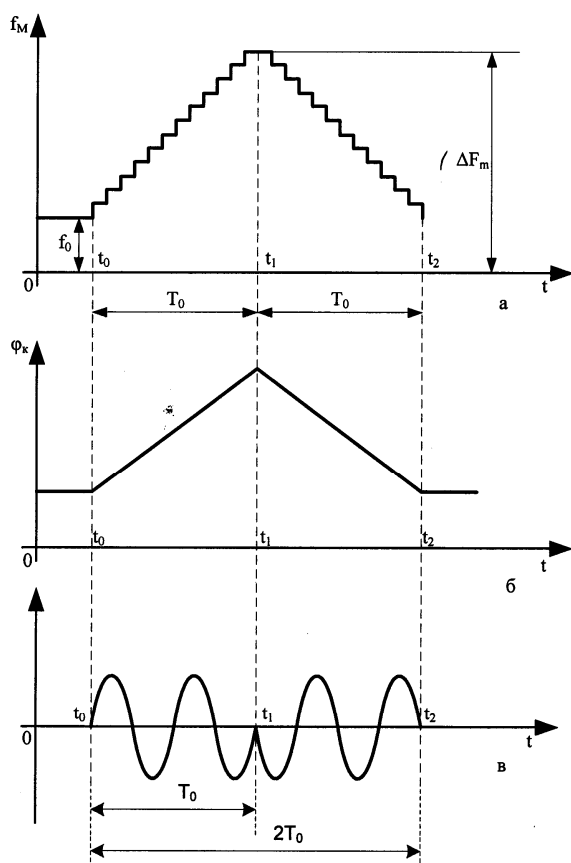


Рис. 2

Действительное значение частоты сигнала  $U(i)$ , пропорциональной измеряемому расстоянию, оценивается с учетом частоты дискретизации  $f_d = 1/\Delta t_d$ . Максимальное значение последней определяется постоянной времени фильтра нижних частот, включенного на выходе синхронного детектора устройства [2]. С учетом выбранных в нашем примере значений параметров преобразования  $f_d = 5$  кГц. Поскольку в соответствии с (6) одному периоду сигнала  $U(i)$  соответствует 100 выборок мгновенных значений нормированной амплитуды сигнала на выходе фазового детектора [2], то частота выходного сигнала системы  $U(i)$  в данном случае ( $L = 4$  м) равна  $f_c = 1/\Delta t_d \cdot 100 = 50$  Гц.

Определенными преимуществами по сравнению с фазово-частотными измерителями расстояния, в которых реализуется описанный выше линейный закон изменения частоты модуляции, обладают предложенные устройства с треугольным законом частотной модуляции (рис. 2). Упрощенная структурная схема такого прибора показана на рис. 3, где приняты следующие обозначения: ПЛИ – полупроводниковый лазерный излучатель; ПЗ – полупрозрачное зеркало; О – объектив; КО – контролируемый объект; ПГ – перестраиваемый по частоте генератор модуляционного напряжения; ПГт – перестраиваемый по частоте гетеродин; ФП – фотоприемник; ИКС – измеритель квадратурных составляющих исследуемого сигнала (A1 и A2); Инт – интерфейс; ПК – персональный компьютер. Цикл преобразования состоит из двух тактов. В 1-ом такте частота модуляции за временной интервал  $T_0$  (от момента времени  $t_0$  до момента времени  $t_1$ ) увеличивается дискретно от начального значения  $f_0$  до максимального значения  $\Delta F_m$  (рис. 2, а). Это осуществляется за счет перестраиваемого кодом генератора модуляционного напряжения ПГ.



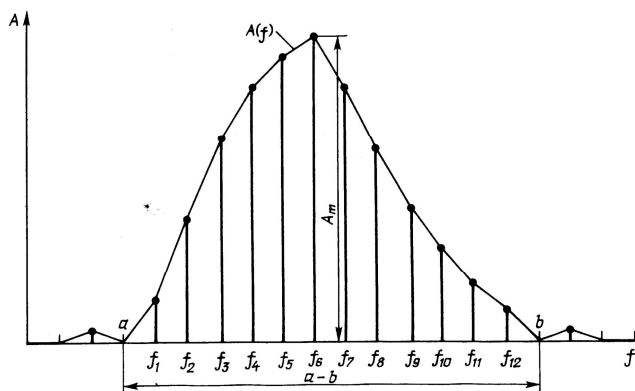


Рис. 4

значениями амплитуд полученного в результате преобразования Фурье дискретного спектра исследуемого сигнала (рис. 4). При этом центр симметрии кривой  $A(f)$  определяется путем использования критерия равенства квадратов площадей левой и правой половин фигуры, ограниченной кривой  $A(f)$  и участком "a-b" на оси абсцисс и разделенной линией, представляющей спектральную составляющую с максимальной амплитудой  $A_m$ . Окончательное значение частоты в режиме "грубо" вычисляется по расположению на частотной оси линии симметрии указанной фигуры с учетом частотного разрешения при спектральном представлении исследуемого

гармонического сигнала. Установлено, что погрешность предварительного измерения частоты при использовании предложенной методики не превышает 0,25 %, что соответствует погрешности измерения расстояния, равной 0,2 мм (измеряемое расстояние 4 м).

Точность измерения частоты выходной величины системы в режиме "грубо" по описанной выше методике можно повысить, если учесть несимметричность спектральных составляющих с левой и правой сторон относительно спектральной составляющей с амплитудой  $A_m$  (рис. 4). Вызванную этим обстоятельством методическую погрешность можно скорректировать для расстояний, кратных одному метру. Соответствующие значения поправок, которые определены путем моделирования преобразовательных процессов в устройстве, представлены в табл. 1, где  $L_x$  – измеряемое расстояние,  $\Delta L_x$  – поправка.

Таблица 1

|                  |         |         |         |         |         |        |         |         |         |
|------------------|---------|---------|---------|---------|---------|--------|---------|---------|---------|
| $L_x$ , м        | 4       | 5       | 6       | 7       | 8       | 9      | 10      | 11      | 12      |
| $\Delta L_x$ , м | 0,01693 | 0,01733 | 0,0186  | 0,2052  | 0,02277 | 0,0252 | 0,02773 | 0,03031 | 0,03292 |
| $L_x$ , м        | 13      | 14      | 15      | 16      | 17      | 18     | 19      | 20      |         |
| $\Delta L_x$ , м | 0,03556 | 0,03821 | 0,04087 | 0,04353 | 0,04619 | 0,0489 | 0,05152 | 0,05418 |         |

При использовании предложенной коррекции имеет место "остаточная" погрешность, если измеряемое расстояние не кратно одному метру. Оценим эту погрешность, моделируя преобразовательные процессы при измерении расстояний в диапазонах  $L_x = 4...5$  м,  $L_x = 19...20$  м и  $L_x = 100...101$  м. Результаты моделирования при измерении расстояний  $L_x = 4...5$  м приведены в табл. 2, где  $(\Delta L_x)'$  – погрешность измерения с учетом поправки  $\Delta L_x = 0,01693$  м.

Таблица 2

| $L_x$ , м | $(\Delta L_x)'$ , м    | $(\Delta L_x)'/L_x$   |
|-----------|------------------------|-----------------------|
| 4,1       | $-6,888 \cdot 10^{-3}$ | $-1,68 \cdot 10^{-3}$ |
| 4,2       | $-7,65 \cdot 10^{-3}$  | $-1,82 \cdot 10^{-3}$ |
| 4,3       | $-4,61 \cdot 10^{-3}$  | $-1,07 \cdot 10^{-3}$ |
| 4,4       | $0,587 \cdot 10^{-3}$  | $0,13 \cdot 10^{-3}$  |
| 4,5       | $6,2 \cdot 10^{-3}$    | $1,377 \cdot 10^{-3}$ |
| 4,6       | $10,89 \cdot 10^{-3}$  | $2,36 \cdot 10^{-3}$  |
| 4,7       | $13,32 \cdot 10^{-3}$  | $2,83 \cdot 10^{-3}$  |
| 4,8       | $12,82 \cdot 10^{-3}$  | $2,67 \cdot 10^{-3}$  |
| 4,9       | $8,45 \cdot 10^{-3}$   | $1,724 \cdot 10^{-3}$ |

На основании данных, приведенных в табл. 2, по соответствующим формулам [4] вычисляем среднеквадратическое отклонение значений  $(\Delta L_x)'/L_x$ , которое равно  $\sigma = 1,623 \cdot 10^{-3}$ . Далее с учетом значения  $\sigma$ , характеризующим точность измерения частоты выходной величины системы в режиме "грубо", путем моделирования измерительных процессов определяем погрешность измерения указанной частоты в режиме "точно". Для этого в начале по известной уже методике определяем разность фазовых сдвигов  $\Delta\phi$  выходной величины при разных временах осреднения ( $T_0$  и  $2T_0$ ) и установленном отклонении по частоте измеряемого сигнала относительно опорного, равном  $\delta = 10^{-3}$ . Эта разность составляет  $\Delta\phi = 6,15697 \cdot 10^{-3}$ . Затем определяем разность фазовых сдвигов при установлении отклонения частоты, равном  $\sigma$ , для обоих сигналов (измерительного и опорного). В этом случае разность фазовых сдвигов равна  $(\Delta\phi)' = 1,7371 \cdot 10^{-4}$ , что соответствует относительной погрешности измерения частоты выходного сигнала в режиме "точно"

$\delta' = \frac{\delta}{\Delta\varphi} \cdot (\Delta\varphi)' = 2,82 \cdot 10^{-5}$ . Тогда в конечном итоге абсолютная погрешность измерения расстояния в

диапазоне  $L_x = 4 \dots 5$  м составляет  $(\Delta L_x)'' = \delta' \cdot L_x \approx 0,11 \dots 0,14$  мм.

Результаты моделирования при измерении расстояний в диапазонах  $L_x = 19 \dots 20$  м и  $L_x = 100 \dots 101$  м приведены в табл. 3 и 4, а вычисленные по описанному выше способу погрешности измерения расстояния  $(\Delta L_x)''$  примерно равны 0,12 мм и 0,3 мм.

Полученные результаты исследований по оценке погрешности измерения частоты выходной величины системы, зависящей от кратности отношения времени наблюдения (количества выборок) и периода исследуемого сигнала, не отражают влияние шумов на преобразовательные процессы в системе. Поэтому путем моделирования была определена случайная погрешность фазово-частотных систем измерения расстояний с треугольным законом изменения частоты модуляции оптического излучения, обусловленная действием шумов. При этом было принято, что отношение сигнал-шум составляет 100, а оценка случайной погрешности проводилась при числе осреднений, равном 400. В результате моделирования установлено, что среднеквадратическое значение случайной погрешности измерения расстояния равно 0,4 мм. В рассмотренных ранее устройствах с линейным законом изменения частоты модуляции при тех же принятых условиях значение этой погрешности составляет примерно 0,66 мм.

Таблица 3

| $L_x$ , м | $(\Delta L_x)'$ , м    | $(\Delta L_x)'/L_x$    |
|-----------|------------------------|------------------------|
| 19,1      | $-4,743 \cdot 10^{-3}$ | $-2,482 \cdot 10^{-4}$ |
| 19,2      | $-5,405 \cdot 10^{-3}$ | $-2,815 \cdot 10^{-4}$ |
| 19,3      | $-3,22 \cdot 10^{-3}$  | $-1,668 \cdot 10^{-4}$ |
| 19,4      | $0,625 \cdot 10^{-3}$  | $0,322 \cdot 10^{-4}$  |
| 19,5      | $5,032 \cdot 10^{-3}$  | $2,581 \cdot 10^{-4}$  |
| 19,6      | $8,89 \cdot 10^{-3}$   | $4,536 \cdot 10^{-4}$  |
| 19,7      | $11,1 \cdot 10^{-3}$   | $5,635 \cdot 10^{-4}$  |
| 19,8      | $10,5 \cdot 10^{-3}$   | $5,303 \cdot 10^{-4}$  |
| 19,9      | $5,85 \cdot 10^{-3}$   | $2,94 \cdot 10^{-4}$   |

Таблица 4

| $L_x$ , м | $(\Delta L_x)'$ , м   | $(\Delta L_x)'/L_x$   |
|-----------|-----------------------|-----------------------|
| 100,1     | $2,204 \cdot 10^{-3}$ | $2,2 \cdot 10^{-5}$   |
| 100,2     | $6,063 \cdot 10^{-3}$ | $6,05 \cdot 10^{-5}$  |
| 100,3     | $10,46 \cdot 10^{-3}$ | $-1,04 \cdot 10^{-4}$ |
| 100,4     | $14,31 \cdot 10^{-3}$ | $1,425 \cdot 10^{-4}$ |
| 100,5     | $16,48 \cdot 10^{-3}$ | $1,64 \cdot 10^{-4}$  |
| 100,6     | $15,83 \cdot 10^{-3}$ | $1,573 \cdot 10^{-4}$ |
| 100,7     | $11,11 \cdot 10^{-3}$ | $1,103 \cdot 10^{-4}$ |
| 100,8     | $0,956 \cdot 10^{-3}$ | $9,5 \cdot 10^{-6}$   |
| 100,9     | $-16,5 \cdot 10^{-3}$ | $1,635 \cdot 10^{-4}$ |

Проведенные исследования фазово-частотных систем измерения расстояний с линейным и треугольным законами изменения частоты модуляции лазерного излучения позволяют сделать следующие **выводы**. В системах с треугольным законом частотной модуляции точность измерения частоты выходной величины в режиме "грубо" выше за счет оценки спектральных составляющих в каждом из так-

тов работы устройства. Вместе с использованием предложенной методики, учитывающей при оценке частоты "грубо" несимметричность спектральных составляющих выходного сигнала, это дает возможность в конечном итоге уменьшить погрешность измерения расстояния. Применение треугольного закона изменения частоты модуляции позволяет также по сравнению с линейным законом при том же времени измерения уменьшить примерно в 1,6 раза случайную погрешность из-за влияния широкополосных шумов. Кроме того, изменение во 2-ом такте работы предложенного устройства фазового сдвига опорных квадратурных составляющих на  $180^\circ$  позволяет уменьшить влияние "гармонических" помех промышленной частоты на результаты измерения фазовых сдвигов. Это обстоятельство дополнительно подтверждает целесообразность применения модуляции частоты лазерного излучения по треугольному закону.

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. 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.

3. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Латенко В.И., Орнатский И.А. Специфические погрешности фазово-частотных лазерных измерителей расстояния // Техн. електродинаміка. – 2009. – № 3. – С. 50–54.

4. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. – К.: Вища школа, 1976. – 432 с.

Надійшла 02.07.09