

## ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫЕ ЛАЗЕРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ И ВИБРАЦИЙ С ОПТИЧЕСКОЙ КАЛИБРОВКОЙ

**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,  
**Институт электродинамики НАН Украины,**  
**пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.**

*Рассмотрена структурная схема лазерной одноканальной частотно-фазовой дальномерной системы, которая может быть использована для определения линейных перемещений и параметров вибраций. Особенностью устройства является введение в его алгоритм работы режима оптической калибровки, предназначенного для уменьшения влияния фазовых искажений, возникающих в высокочастотных цепях, а также нестабильности характеристик электронных измерительных звеньев. Оценены возникающие при этом дополнительные погрешности измерения и предложены методы их уменьшения. Проведена сравнительная оценка фазовых и частотно-фазовых измерителей перемещений. Отмечено, что разрешающая способность частотно-фазовых систем при некотором увеличении их аппаратных затрат выше, чем у фазовых систем. Библ. 6, рис. 2.*

**Ключевые слова:** лазер, перемещения, вибрации, фаза, частота, калибровка.

Частотно-фазовый метод измерения расстояния применим для решения различных задач при оптическом бесконтактном контроле и мониторинге состояния объектов. Так, например, он используется при определении и контроле профиля поверхности объектов, при оптическом зондировании, в рефрактометрии, при определении расстояния до объекта и его места расположения. Интерес к применению частотно-фазового метода в большинстве случаев возникает из-за его большого динамического диапазона и высокой разрешающей способности, что особенно актуально при малом времени доступа к контролируемому объекту.

Существенным преимуществом частотно-фазовых систем является возможность их использования в "радарном" режиме, т.е. при наличии нескольких отражающих поверхностей. Например, при измерении формы диффузионно-преломляющих поверхностей есть возможность оценки характера дефекта, угла наклона поверхностей, наличия выпуклостей или впадин и т.п., а также определения расстояния до объекта и удаленного наблюдения за ним. Решение таких задач характерно для информационно-измерительных систем распознавания образов.

Целью настоящей работы является рассмотрение особенностей лазерных частотно-фазовых измерителей линейных перемещений и параметров вибраций, отличающихся повышенными метрологическими характеристиками, а также проведение их сравнительной оценки с фазовыми устройствами аналогичного назначения.

Как известно, в лазерных системах, основанных на частотно-фазовом методе измерения расстояний, в отличие от фазовых систем, мгновенное значение частоты модуляции  $f_m$  светового излучения, направленного на контролируемый объект, периодически изменяется по линейному закону в течение заданного интервала времени [1]. При этом фазовый сдвиг отраженного от объекта колебания  $\varphi_k(t) = 2\pi L / \lambda_s(t)$ , где  $L$  – измеряемое расстояние;  $\lambda_s(t)$  – эквивалентная длина волны модулирующего напряжения. Если произвести преобразование частоты отраженного колебания так, как это описано в [1], то в качестве выходной величины измерительной системы, используя данные об изменении  $\varphi_k(t)$ , можно получить гармоническое напряжение, частота которого прямо пропорциональна расстоянию  $L$ . При измерении перемещений (вибраций) контролируемых объектов, находящихся на расстоянии  $L$  от дальномера, девиация частоты выходного напряжения системы прямо пропорциональна измеряемому перемещению.

В [1] показано, что случайная погрешность измерения расстояния при использовании частотно-фазовых систем по сравнению с фазовыми существенно уменьшается. Эта особенность подтверждает целесообразность применения частотно-фазового метода для уменьшения случайных погрешностей, возникающих при измерении с помощью лазерных дальномеров малых перемещений и низкочастотных вибраций контролируемых объектов.

В реальном случае фазовый сдвиг отраженного от объекта колебания при изменении частоты модуляции оценивается на ряде фиксированных значений этой частоты. Это обусловлено динамическими свойствами цифровых синтезаторов частоты, используемых в качестве генераторов модуляционного напряжения. Поэтому изменение частоты модуляции имеет ступенчатый характер, а количество выборок мгновенных значений исследуемого сигнала для оценки фазовых сдвигов огибающей принятого излучения на временном интервале  $T_0$ , соответствующем времени одного измерения, равно  $i_m = T_0 / \Delta t_d$ , где  $\Delta t_d$  – временной интервал дискретизации. В этой связи время одного измерения расстояния при заданной точности в частотно-фазовых системах определяется значением  $\Delta t_d$ . В свою очередь, выбор значения  $\Delta t_d$  зависит от быстродействия синтезатора частоты, длительности переходных процессов, возникающих в электронных звеньях дальномера, а также от времени выполнения программных задач между двумя выборками мгновенных значений исследуемого сигнала.

В [5] рассмотрена реализация частотно-фазового метода измерения расстояния в лазерных дальномерах. В структурную схему этих приборов входят измерительный и опорный каналы с преобразованием частоты. В этом случае оценка фазовых сдвигов выходных сигналов каналов осуществляется на промежуточной частоте 80 кГц посредством их ортогональной обработки с использованием синхронного детектирования. В качестве примера в [5] рассмотрены преобразовательные процессы при значении измеряемого расстояния, равного 4 м. При изменении частоты модуляции в диапазоне 25...100 МГц значения основных численных параметров преобразовательного процесса равны:  $\Delta t_d=200$  мкс,  $i_m=200$ ,  $T_0=40$  мс.

В частотно-фазовых системах [5] для уменьшения влияния на результат измерения паразитных фазовых искажений и временных задержек вводится режим оптической калибровки. При этом калиброванное расстояние, измеряемое в одном из тактов работы устройства, создается с помощью оптических волокон определенной длины, имитирующих временные задержки оптических сигналов, попадающих на фотоприемники. Значение измеряемого расстояния определяется как разность измеренной во 2-ом такте дальности до контролируемого объекта и калиброванного расстояния.

В ряде случаев при использовании частотно-фазовых дальномерных систем (контроль профиля нагретых до высокой температуры объектов в металлургии, измерение параметров вибраций космических объектов, находящихся на относительно большом расстоянии от места измерения и др.) необходимо с высокими быстродействием (единицы миллисекунд) и разрешающей способностью (сотые доли миллиметра) измерять линейные перемещения объекта на заданном базовом расстоянии. Однако быстродействие описанных выше двухканальных частотно-фазовых систем с преобразованием частоты имеет ограниченное значение вследствие применения на выходе синхронного детектора фильтра для выделения низкочастотной составляющей сигнала. Отсюда временной интервал дискретизации  $\Delta t_d$ , а, следовательно, и время одного измерения в таких системах определяется, в основном, длительностью переходного процесса, возникающего в этом фильтре, и составляет десятки миллисекунд, т.е. на порядок больше необходимого. Для решения поставленной задачи в [4] предложена схема лазерного частотно-фазового дальномера, на основе которой могут быть реализованы как измеритель перемещений, так и измеритель параметров вибраций контролируемых объектов.

Особенностью устройства является отсутствие в схеме опорного электрического канала. Оценка фазовых сдвигов производится на частоте модуляции путем использования синхронного детектора с фильтром нижних частот на его выходе. Для установки номинального значения амплитуды напряжения, определяющего фазовый сдвиг исследуемого сигнала, предусмотрено автоматическое управление аттенуатором, включенным перед последовательно соединенными усилителем и аналого-цифровым преобразователем напряжения. В предложенном измерителе параметров вибраций, как и в любой частотно-фазовой дальномерной системе, осуществляется оценка частоты ее выходного сигнала при непрерывном ступенчатом изменении частоты модуляции. В конечном итоге в результате программной обработки данных компьютером формируется гармонический сигнал, достаточно близкий по значениям начальной фазы, амплитуды и частоты к выходному сигналу системы. В рассматриваемом случае имеет место незначительная частотная модуляция исследуемого сигнала, обусловленная вибрациями контролируемого объекта. При этом соответствующее приращение фазового сдвига из-за вибраций существенно меньше измеряемого фазового сдвига. В [4] представлено выражение для кумулятивного фазового сдвига с учетом вибраций исследуемого объекта, а также выходной сигнал системы. В последнем присутствует составляющая, характеризующая параметры вибраций исследуемого

объекта. Для их оценки применяется специальный алгоритм обработки выходного сигнала системы и двух опорных квадратурных напряжений, реализуемый с помощью персонального компьютера.

В описанном выше частотно-фазовом измерителе вибраций отсутствует режим оптической калибровки. В этом случае на результат измерения могут оказывать влияние фазовые искажения, возникающие в высокочастотных цепях, а также нестабильность характеристик электронных звеньев схемы измерителя. Поэтому для повышения точности измерения нами предложено в дальномере [4] ввести режим измерения калиброванного расстояния и соответствующим образом изменить его схему.

На рис. 1 показана структурная схема частотно-фазового измерителя перемещений (параметров вибраций) с оптической калибровкой. На схеме приняты следующие обозначения: РП1, РП2 – регистры памяти; ЦСЧ – цифровой синтезатор частоты; ПЛИ – полупроводниковый лазерный излучатель; ОР – оптический разветвитель; ПЗ – полупрозрачное зеркало; КО – контролируемый объект; Об – объектив; СВ – световолокно; ОП – оптический переключатель; ФП1, ФП2 – фотоприемники; ШУ1, ШУ2 – широкополосные усилители; См1...См3 – смесители напряжений; ФНЧ1...ФНЧ3 – фильтры нижних частот; П – переключатель; ФРЦ – фазорасщепляющая цепочка; Атг – аттенюатор; У – низкочастотный усилитель; АЦП – аналого-цифровой преобразователь напряжения; ШФ – шинный формирователь; МК – микроконтроллер; Инт1, Инт2 – интерфейсы; ПК – персональный компьютер.

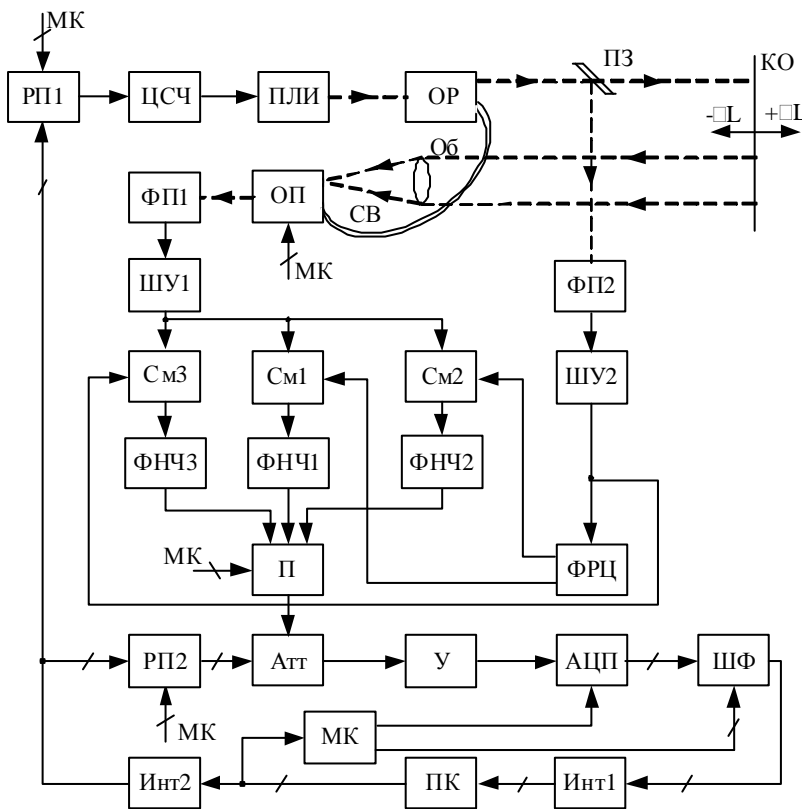


Рис. 1

Модулированное световое излучение от ПЛИ через оптический распределитель ОР поступает в одном случае через полупрозрачное зеркало ПЗ на контролируемый объект КО, а в другом случае – по световолокну СВ на один из входов оптического переключателя ОП. На второй вход ОП через объектив Об направляется световое излучение, отразившееся от контролируемого объекта КО. С выхода ОП световое излучение попадает на фотоприемник ФП1. На второй фотоприемник ФП2 с помощью ПЗ поступает часть светового излучения, направляемого на дистанцию.

Частота модуляции ПЛИ определяется выходной величиной ЦСЧ, устанавливаемой цифровым кодом. Численное значение последнего, соответствующее определенной частоте модуляции, пересылается с помощью интерфейса Инт2 от персонального компьютера ПК и запоминается РП1. Текущее значение частоты модуляции, изменяющееся в диапазоне 25...100 МГц,

можно представить в виде  $f_m(i) = f_0 + \Delta f i$ , где  $f_0$  – начальное значение частоты модуляции,  $f_0 = 25$  МГц;  $i$  – целое число,  $i = 1 \dots i_m$ ;  $\Delta f$  – шаг дискретизации частоты модуляции. Если  $i_m = 200$ , то  $\Delta f = 0,375$  МГц.

К выходам фотоприемников ФП1 и ФП2, преобразующих световые сигналы в электрические напряжения, подключены широкополосные усилители ШУ1 и ШУ2. Выходные напряжения этих усилителей представим в виде

$$u_{ШУ1}(i) = U_{m1} \sin[2\pi f_m i \Delta t_d + \varphi_k(i \Delta t_d)]; \quad u_{ШУ2}(i) = U_{m2} \sin 2\pi f_m i \Delta t_d, \quad (1)$$

где  $U_{m1}$  и  $U_{m2}$  – амплитудное значение напряжений.

Напряжение  $u_{ШУ1}(i)$ , соответствующее измеряемому сигналу, поступает на один из входов смесителей См1, См2 и См3. На вторые входы этих смесителей подается напряжение  $u_{ШУ2}(i)$ , исполь-

зубое в качестве опорного сигнала, причем на вход  $См3$  – непосредственно, а на входы  $См1$  и  $См2$  – через фазорасщепляющую цепочку ФРЦ, обеспечивающую сдвиг фазы сигналов на  $\pm \varphi_{сдв}$ . При этом выходные напряжения смесителей определяются выражениями

$$\begin{aligned} u_{См1} &= k_1 U_{m1} U_{m2} \sin[2\pi f_m i\Delta t_d + \varphi_k(i\Delta t_d)] \sin(2\pi f_m i\Delta t_d + \varphi_{сдв}); \\ u_{См2} &= k_2 U_{m1} U_{m2} \sin[2\pi f_m i\Delta t_d + \varphi_k(i\Delta t_d)] \sin(2\pi f_m i\Delta t_d - \varphi_{сдв}); \\ u_{См3} &= k_3 U_{m1} U_{m2} \sin[2\pi f_m i\Delta t_d + \varphi_k(i\Delta t_d)] \sin 2\pi f_m i\Delta t_d, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $k_1$ ,  $k_2$  и  $k_3$  – коэффициенты преобразования смесителей  $См2$ ,  $См2$  и  $См3$  соответственно,  $1/V$ . Выбираем  $k_1 = k_2 = k_3 = k$ .

Низкочастотные составляющие напряжений  $u_{См1}$ ,  $u_{См2}$  и  $u_{См3}$ , выделяемые фильтрами нижних частот соответственно ФНЧ1, ФНЧ2 и ФНЧ3, включенными на выходах  $См1$ ,  $См2$  и  $См3$ , можно представить в виде

$$\begin{aligned} U1 &= 0,5kU_{m1}U_{m2} \cos[\varphi_k(i\Delta t_d) + \varphi_{сдв}]; & U2 &= 0,5kU_{m1}U_{m2} \cos[\varphi_k(i\Delta t_d) - \varphi_{сдв}]; \\ U3 &= 0,5kU_{m1}U_{m2} \cos \varphi_k(i\Delta t_d). \end{aligned} \quad (3)$$

Работа устройства происходит в два такта по программе, реализуемой ПК.

В первом такте осуществляется режим "оптическая калибровка". В этом случае оптический переключатель ОП находится в положении, при котором на фотоприемник ФП1 попадает световое излучение от ПЛИ, проходящее по световолокну СВ. Длина последнего задает калиброванное расстояние, определяемое в этом такте частотно-фазовой системой. Переключатель П, коммутирующий выходные сигналы фильтров ФНЧ1, ФНЧ2 и ФНЧ3, находится в положении, при котором на вход аттенюатора Атт подается выходной сигнал ФНЧ3. В этом случае на управляющие входы Атт по команде МК через Инт2 и РП2 подается заранее заданный код, устанавливающий его в положение, при котором амплитуда напряжения на выходе усилителя У соответствует номинальному значению. Усиленный с помощью У выходной сигнал Атт поступает на вход АЦП. Первоначально при работе частотно-фазовой системы определяется частота составляющей сигнала  $U3$ . Для ее определения, как это описано в [5], используется метод дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Дискретизация сигнала  $U3$  с заданными частотой и длительностью реализации осуществляется АЦП. Затем данные с помощью шинного формирователя ШФ и интерфейса Инт1 пересылаются в ПК. Далее сформированный в результате пересылки в ПК файл используется вычислительными программами для проведения цифрового анализа спектра исследуемых колебаний. В результате с применением методики, описанной в [5], предварительно определяется частота исследуемого сигнала  $U3$ . После этого по алгоритмам, приведенным в [3,6], уточняется частота выходного сигнала рассматриваемого устройства и по ее значению оценивается калиброванное расстояние  $L_k$ .

Во втором такте осуществляется режим измерения расстояния до контролируемого объекта  $L_x$ . В этом случае оптический переключатель ОП находится в положении, при котором на фотоприемник ФП1 через объектив Об попадает световое модулированное излучение, отраженное от поверхности контролируемого объекта КО. Первоначально устанавливается среднее значение частоты модуляции светового излучения, равное 50 МГц. На этой частоте ФРЦ из входного сигнала формирует два напряжения, одно из которых сдвинуто относительно него на  $+45^\circ$ , а второе – на  $-45^\circ$ . В этом случае с помощью переключателя П напряжения  $U1$  и  $U2$ , представляющие собой квадратурные составляющие исследуемого измерительного сигнала, через аттенюатор Атт и усилитель У поступают на вход АЦП. Выходной код последнего через шинный формирователь ШФ, управляемый МК, и интерфейс Инт1 передается в память компьютера ПК. Затем по этим данным вычисляется напряжение  $U = \sqrt{U1^2 + U2^2} = kU_{m1}U_{m2} / 2$ , которое при постоянном значении амплитуды опорного сигнала  $U_{m2}$  будет пропорционально значению амплитуды исследуемого сигнала  $U_{m1}$ . По значению  $U$  формируется код для управления Атт, который через интерфейс Инт2 передается на вход регистра памяти РП2, управляемого МК. Эта процедура позволяет установить номинальное значение амплитуды исследуемого сигнала на выходе У для данного базового расстояния.

Далее аналогично первому такту работы устройства определяется частота выходного сигнала рассматриваемой частотно-фазовой системы при изменении частоты модуляции светового излучения в диапазоне от 25 до 100 МГц. В этом случае переключатель П находится в положении, при котором на вход аттенюатора Атт поступает сигнал с выхода ФНЧ3. По найденному значению частоты указанного сигнала определяется значение  $L_x$ . Результирующее расстояние до контролируемого объекта с учетом данных режима калибровки оценивается по формуле  $L_\Sigma = L_x - L_k$ . После оценки базового

расстояния  $L_{\Sigma}$  с помощью предложенного устройства можно постоянно контролировать перемещения КО, осуществляя каждый раз измерение  $L_{\Sigma}$ . При этом значение перемещения контролируемого объекта  $\Delta L$  определяется по формуле  $\Delta L = L_{\Sigma} - L'_{\Sigma}$ , где  $L'_{\Sigma}$  – значение последнего измерения расстояния до контролируемого объекта.

С помощью предложенного устройства можно оценить и параметры вибраций контролируемых объектов. В этом случае имеет место незначительная частотная модуляция выходного сигнала УЗ, обусловленная вибрациями объекта. Значение кумулятивного фазового сдвига в (3) будет определяться зависимостью

$$\varphi_k(i) = 2\pi \left[ L_{\Sigma} + \Delta L \sin(\Omega \Delta t_{di} + \varphi_0) \right] / \lambda_s(i), \quad (4)$$

где  $\Delta L$  – амплитуда вибраций ( $\Delta L \ll L_{\Sigma}$ );  $\Omega$  – угловая частота вибраций;  $\varphi_0$  – начальная фаза исследуемых колебаний. Тогда в выходном сигнале УЗ будет присутствовать составляющая, характеризующая параметры вибрации контролируемого объекта. Для ее оценки можно использовать алгоритм обработки сигнала УЗ и двух опорных квадратурных напряжений, подробно описанный в [3]. Это позволит определить амплитуду и частоту исследуемых вибраций объекта.

Оценим погрешности, возникающие в предложенном устройстве. Традиционные погрешности, свойственные частотно-фазовым дальномерным системам, и методы их уменьшения уже рассмотрены в [5,6]. Поэтому здесь будет уделено внимание дополнительным погрешностям, возникающим при реализации одноканальных частотно-фазовых дальномерных систем, в которых применена оптическая калибровка.

Одна из погрешностей, относящаяся к систематическим, обусловлена влиянием на результат измерения неравномерности и неидентичности амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) используемых в схеме устройства широкополосных усилителей ШУ1 и ШУ2 (см. рис. 1). С учетом полосы пропускания ШУ1 и ШУ2 ( $\Delta f_{\text{п}} = 150$  МГц) и диапазона изменения частоты модулирующего напряжения 25...100 МГц в процессе электронного моделирования преобразовательных процессов, происходящих в предложенном устройстве, установлено, что относительная погрешность  $\delta$  в значении частоты выходной величины из-за неравномерности АЧХ, например, при  $L_x = 4$  м, составляет 0,032. При этом в соответствии с выбранными выше численными параметрами преобразовательных процессов выходная величина устройства, частота которой пропорциональна измеряемому расстоянию, за время одного наблюдения  $T_0$  характеризуется временной зависимостью, представленной на рис. 2. Как видно из диаграммы, неравномерность АЧХ широкополосных усилителей приводит к изменению амплитуды выходной величины ( $A_1 \neq A_2$ ) в течение времени наблюдения  $T_0$ , что в свою очередь вызывает погрешность  $\delta$  при оценке частоты выходной величины устройства. Поэтому при обработке ПК данных, полученных в результате измерительных преобразований, осуществляется коррекция напряжения каждой выборки мгновенных значений исследуемого сигнала с учетом коэффициентов, первоначально занесенных в память компьютера. Проведенная таким образом коррекция неравномерности АЧХ широкополосных усилителей позволяет уменьшить погрешность  $\delta$  примерно в 10 раз, если погрешность установки номинальных амплитуд напряжений не превышает 5%. Следовательно, в этом случае  $\delta \approx 0,003$ , а погрешность измерения перемещений равна  $\gamma_{\Delta L} = \delta \Delta L$ . Так, при  $\Delta L = 1$  м  $\gamma_{\Delta L} \approx 3$  мм. При малых перемещениях этой составляющей погрешности можно пренебречь.

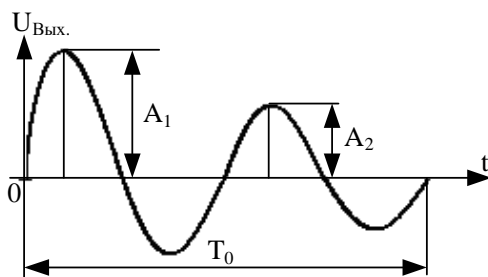


Рис. 2

Другая дополнительная составляющая погрешности, возникающая при реализации предложенного устройства, обусловлена действием шумов на выходе фотоприемника ФП2, введенного в его схему для формирования опорного сигнала. Эта составляющая погрешности, носящая случайный характер, для достижения заданной точности измерения перемещений должна быть примерно в 3 раза меньше случайной погрешности, вызываемой влиянием шумов на выходе фотоприемника ФП1 измерительного канала. Оценим значение последней.

Отношение сигнал-шум  $\rho$  на выходе фотоприемника измерительного канала при выбранных типах полупроводникового лазерного излучателя и фотоприемника, а также режимах их работы, составляет примерно 150 в полосе частот  $\Delta f = 3$  кГц. Тогда отношение сигнал-шум на выходе фильтра нижних частот ФНЧ3 определяется соотношением  $\rho' = \rho / \sqrt{\Delta f_{\text{п}} / \Delta f}$ , где  $\Delta f_{\text{п}}$  – полоса пропускания ФНЧ3. Последняя

зависит от постоянной времени ФНЧЗ, которая, в свою очередь, определяется значением временного интервала дискретизации  $\Delta t_d$ . Значение  $\Delta t_d$  в предложенном устройстве зависит от времени установления частоты  $t_{уст}$  выходного напряжения цифрового синтезатора частоты ЦСЧ. Как показали результаты проведенных исследований синтезаторов, пригодных для использования в данном устройстве (например, AD9851), значение  $t_{уст}$  составляет 10 мкс. На основании приведенных данных  $\Delta f_{пр} = 30$  кГц, а  $\rho \approx 47$ . Тогда случайная погрешность измерения в единицах длины при одной выборке исследуемого сигнала, обусловленная действием шумов на выходе ФНЧЗ, равна

$$\Delta L = \Delta \varphi L_x / 4\pi, \quad (5)$$

где  $\Delta \varphi$  – соответствующие фазовые искажения из-за действия шумов,  $\Delta \varphi = 1/\rho$ .

Если измеряемое расстояние  $L_x = 4$  м, а  $\Delta \varphi = 1/47$  рад, то  $\Delta L = 6,77$  мм. Для объема выборок, равного 200, рассматриваемая составляющая погрешности будет равна  $\Delta L_{\Sigma} = 6,77 / \sqrt{200} \approx 0,5$  мм, а время одного измерения  $T_{из} = 2$  мс. При времени измерения  $T_{из} = 2$  с погрешность  $\Delta L_{\Sigma}$  может быть уменьшена до значения  $\Delta L_{\Sigma} = 0,5 / \sqrt{1000} = 0,016$  мм.

Теперь, зная порядок случайной погрешности, возникающей из-за действия шумов на выходе фотоприемника ФП1, необходимо добиться того, чтобы значение отношения сигнал-шум на выходе фотоприемника ФП2 превышало примерно в 3 раза значение отношения сигнал-шум на выходе ФП1. Этого можно достичь регулировкой с помощью ПЗ мощности светового излучения, попадающего на ФП2, которая, как показали результаты исследования, должна составлять в этом случае 8...10 мкВт.

В заключение представляется целесообразным провести сравнительный анализ фазовых [2] и частотно-фазовых лазерных дальномерных систем, используемых для оценки перемещений и параметров вибраций. При этом считаем, что полоса пропускания измерительного канала и время измерения в обоих случаях одинаковы, т.е. отношения сигнал-шум  $\rho$  на выходе измерительных каналов устройств равны. Для фазового дальномера частота модуляции  $f_m = 50$  МГц, а диапазон изменения частоты модуляции для частотно-фазового дальномера составляет 25...100 МГц при базовом расстоянии  $L_x = 4$  м. Определим порог чувствительности сравниваемых устройств, учитывая при этом, что в частотно-фазовом дальномере кумулятивный фазовый сдвиг за время одного преобразования равен  $4\pi$ , а период выходной величины в фазовом дальномере соответствует фазовому сдвигу  $2\pi$ . Поэтому порог чувствительности для фазовых дальномеров составляет  $\Delta L_{ф} = \lambda_0 \Delta \varphi / 2\pi$ , а для частотно-фазовых –  $\Delta L_{чф} = L_x \Delta \varphi / 4\pi$ , где  $\Delta \varphi = 1/\rho$ . Подставив в эти выражения значения  $\lambda_0 = c/2f_m = 3000$  мм ( $c$  – скорость света,  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с) и  $L_x = 4000$  мм, найдем соотношение  $\Delta L_{ф} / \Delta L_{чф} = 1,5$ . Если в частотно-фазовом дальномере использовать оптимальную фильтрацию его выходного сигнала [3], то это соотношение можно увеличить еще в 1,6 раза, т.е. порог чувствительности в частотно-фазовом дальномере в 2,4 раза выше, чем в фазовом дальномере. Для достижения в последнем такого же порога чувствительности необходимо примерно в 6 раз увеличить время измерения. Кроме того, в частотно-фазовой дальномерной системе вследствие ее принципа работы уменьшено влияние на результат измерения световых бликов, отраженных от конструктивных элементов прибора, а также существенно уменьшается влияние помех с частотой промышленной сети за счет увеличения частоты дискретизации и соответственно частоты выходного сигнала системы. В то же время необходимо заметить, что получение более высоких метрологических характеристик в частотно-фазовых системах по сравнению с фазовыми связано с определенным усложнением аппаратной части устройства и его программного обеспечения.

**Выводы.** В результате проведенных исследований разработана схема частотно-фазового измерителя перемещений и вибраций, позволяющая повысить порог чувствительности устройства при ограниченном времени измерения. Проведенная сравнительная оценка лазерных частотно-фазовых и фазовых измерителей перемещений и параметров вибраций показала, что в частотно-фазовых устройствах при некотором усложнении их аппаратной части и программного обеспечения можно добиться более высокой разрешающей способности и точности измерения. Это существенным образом расширяет сферу практического использования бесконтактных лазерных измерителей перемещений и параметров вибраций.

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

2. Брагинец И.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Лазерный измеритель низкочастотных вибраций // Технічна електродинаміка. – 2006. – № 5. – С. 74–76.

3. Брагинец И.А., Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Применение квазиоптимальной фильтрации в частотно-фазовых лазерных дальномерных системах // Технічна електродинаміка. – 2010. – № 4. – С. 54–58.

4. Брагинец И.А., Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Лазерный датчик вибраций, основанный на частотно-фазовом методе измерения расстояний // Технічна електродинаміка. – 2011. – № 1. – С. 66–69.

5. 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 // Технічна електродинаміка. – 2008. – № 6. – С. 65–70.

6. 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 // Технічна електродинаміка. – 2009. – № 3. – С. 50–54.

УДК 621.317

### **Частотно-фазові лазерні вимірювачі переміщень і вібрацій з оптичним калібруванням**

**І.О.Брагинець**, канд.техн.наук, **Є.О.Зайцев**, **О.Г.Кононенко**, канд.техн.наук, **Ю.О.Масюренко**, канд.техн.наук, **А.Д.Ніженський**, докт.техн.наук,  
**Інститут електродинаміки НАН України,**  
**пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна.**

*Розглянуто структурну схему лазерної одноканальної частотно-фазової далекомірної системи, яка може бути використана для визначення лінійних переміщень і параметрів вібрації. Особливістю пристрою є введення в його алгоритм роботи режиму оптичного калібрування, призначеного для зменшення впливу фазових спотворень, що виникають у високочастотних ланцюгах, а також нестабільності характеристик електронних вимірювальних ланок. Оцінено додаткові похибки вимірювання, які при цьому виникають, та запропоновано методи для їх зменшення. Проведено порівняльну оцінку фазових і частотно-фазових вимірювачів переміщень. Відзначено, що роздільна здатність частотно-фазових систем при деякому збільшенні їхніх апаратних витрат вища, ніж у фазових систем. Бібл. 6, рис. 2.*

**Ключові слова:** лазер, переміщення, вібрації, фаза, частота, калібрування.

### **The laser frequency-phase displacement and vibration controllers with optical calibration**

**I.A.Braginets, E.A.Zaitsev, A.G.Kononenko, Yu.A.Masiurenko, A.D.Nizhenskii,**  
**Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,**  
**Peremogy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine.**

*The structural diagram of the single-channel laser frequency-phase rangefinder system that can be used to determine linear displacement and vibration parameters has been considered. Feature of the device is the introduction of its algorithm mode optical calibration, designed to reduce the influence of phase distortions that occur in high frequency circuits, as well as the instability characteristics of electronic measuring units. Emerging with additional measurement errors has been evaluated and methods to reduce them have been suggested. A comparative evaluation of phase and frequency phase meters of displacement has been evaluated. It is noted that the resolution of the frequency-phase systems with some increase of their hardware expenditures is higher than that of phase systems. References 6, figures 2.*

**Key words:** laser, displacement, vibration, phase, frequency, calibration.

1. Braginets I.A., Kononenko A.G., Masiurenko Yu.A., Nizhenskii A.D. Application of a phase-frequency method of distances measurement in laser ranging // Tekhnichna elektrodynamika. – 2004. – № 6. – P. 56–59.

2. Braginets I.A., Kononenko A.G., Masiurenko Yu.A., Nizhenskii A.D. Laser meter of low frequency vibrations // Tekhnichna elektrodynamika. – 2006. – № 5. – P. 74–76.

3. Braginets I.A., Zaitsev E.A., Kononenko A.G., Masiurenko Yu.A., Nizhenskii A.D. Application of quasioptimal filtration in frequency-phase laser ranging system // Tekhnichna elektrodynamika. – 2010. – № 4. – P. 54–58.

4. Braginets I.A., Zaitsev E.A., Kononenko A.G., Masiurenko Yu.A., Nizhenskii A.D. Laser vibration sensor based on the frequency-phase method of distances measurement // Tekhnichna elektrodynamika. – 2011. – № 1. – P. 66–69.

5. Zaitsev E.A., Kononenko A.G., Masiurenko Yu.A., Nizhenskii A.D., Latenko V.I., Ornatkii I.A. Special features of a phase-frequency method application in a laser ranging // Tekhnichna elektrodynamika. – 2008. – № 6. – P. 65–70.

6. Zaitsev E.A., Kononenko A.G., Masiurenko Yu.A., Nizhenskii A.D., Latenko V.I., Ornatkii I.A. Specific errors of phase-frequency laser distance meters // Tekhnichna elektrodynamika. – 2009. – № 3. – P. 50–54.

Надійшла 06.04.2011

Received 06.04.2011