

УДК 621.317

ЛАЗЕРНЫЙ ДАТЧИК ВИБРАЦИЙ, ОСНОВАННЫЙ НА ЧАСТОТНО-ФАЗОВОМ МЕТОДЕ ИЗМЕРЕНИЯ РАССТОЯНИЙ

И.А.Брагинец¹, канд.техн.наук, **Е.А.Зайцев**², **А.Г.Кононенко**³, канд.техн.наук, **Ю.А.Масюренко**⁴, канд.техн.наук, **А.Д.Ниженский**⁵, докт.техн.наук
^{1, 2, 3, 4, 5} – Институт электродинамики НАН Украины,
Пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина

Рассмотрена возможность создания лазерных датчиков вибраций, основанных на частотно-фазовом методе измерения расстояния. В таких системах частота выходной величины пропорциональна измеряемому расстоянию. Вибрации исследуемого объекта приводят к фазовой модуляции этой величины.

Описана структурная схема частотно-фазового датчика вибраций, особенностью которой является отсутствие опорного канала. В предложенном датчике вибраций, как и в любой частотно-фазовой дальномерной системе, осуществляется оценка частоты ее выходного сигнала при непрерывном ступенчатом изменении частоты модуляции. В рассматриваемом случае имеет место незначительная частотная модуляция сигнала, обусловленная вибрациями контролируемого объекта. При этом соответствующее приращение фазового сдвига из-за вибраций существенно меньше измеряемого фазового сдвига.

Представлены выражения для кумулятивного фазового сдвига с учетом вибраций исследуемого объекта и для выходного сигнала системы, а также алгоритм обработки выходного сигнала и двух опорных квадратурных напряжений, позволяющий выделить из выходного сигнала составляющую, пропорциональную параметрам вибраций. Библ. 7, рис. 2.

Ключевые слова: датчик, лазер, вибрации, частота, фаза

При разработке и настройке фазовых лазерных измерительных систем [1, 4] достаточно сложным является решение задачи исключения влияния промышленных помех, в частности, сетевых, на результаты измерения амплитуд гармонических составляющих вибраций или малых перемещений. Известно, что перспективным путем уменьшения влияния сосредоточенных (гармонических) помех является применение широкополосных систем [3]. Частотно-фазовые лазерные измерительные системы по принципу действия относятся к этому классу. В таких системах частота выходной величины пропорциональна измеряемому расстоянию [5]. Вибрации исследуемого объекта приводят к фазовой модуляции этой величины. В связи с этим можно сказать, что в рассматриваемом случае измерительно-вычислительная обработка данных используется дважды: вначале для измерения расстояний (частоты), а в конечном итоге – для оценки амплитуды и частоты исследуемых вибраций. Поэтому предполагаем, что влияние сосредоточенных помех в рассматриваемом случае может быть уменьшено [3], по крайней мере, по сравнению с лазерными фазовыми измерителями вибраций, где влияние последних проявляется непосредственно.

Структурная схема измерительного устройства такого типа показана на рис. 1, где обозначено: СЧ – синтезатор частоты; СУ – согласующее устройство; РП1, РП2 – регистры памяти; ПИ – полупроводниковый излучатель; ПЗ – полупрозрачное зеркало; Об – объектив; ИО – исследуемый объект; ФП – фотоприемник; ШУ – широкополосный усилитель; См1, См2 – смесители; ФРЦ – фазорасщепляющая цепочка (на $\pm 45^\circ$); П – переключатель; АтТ – автоматический аттенуатор; У – усилитель; АЦП – аналого-цифровой преобразователь напряжения; ШФ – шинный формирователь; МК – микроконтроллер; ПК – персональный компьютер; Инт1, Инт2 – интерфейсы.

Частота модуляции излучателя ПИ определяется выходной величиной синтезатора частоты СЧ, управляемого ПК. Численное значение кода, соответствующего определенному значению частоты, пересылается побайтно с помощью интерфейса Инт2 и запоминается регистром РП1. Тогда текущее значение частоты модуляции можно представить в виде:

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

где f_0 – начальное значение частоты модуляции; $i = 1 \dots i_m$ – целое число; Δf – шаг дискретизации. Временной интервал дискретизации в этом случае $\Delta t_d = T_0 / i_m$, где T_0 – время наблюдения (преобразования).

Модулированное оптическое излучение через ПЗ и Об поступает на исследуемый объект ИО и, отразившись от него, попадает на фотоприемник ФП. Кумулятивный фазовый сдвиг (φ_k) огибающей принятого фотоприемником оптического сигнала равен [5]

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

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

Представив выходное напряжение ШУ выражением

$$u_1 = U_m \cdot \sin(2\pi f_m + \varphi_k),$$

где U_m – амплитудное значение напряжения, запишем выходное напряжение каждого из смесителей в виде

$$u_{CM} = s U_m U_{Cq} \sin(2\pi f_m + \varphi_k) \sin(2\pi f_m + \Delta\varphi_{ФРЦ}), \quad (3)$$

где s – коэффициент преобразования смесителя (B^{-1}); U_{Cq} – амплитуда выходного напряжения синтезатора частот; $\Delta\varphi_{ФРЦ}$ – фазовый сдвиг, вносимый ФРЦ (как указывалось ранее, он равен $\pm 45^\circ$).

Низкочастотная составляющая выходного напряжения синхронного детектора, представляющего собой в данном случае смеситель с включенным на его выходе фильтром низких частот, равна

$$u'_{CM} = (s U_{Cq} U_m / 2) \cdot \cos(\varphi_k - \Delta\varphi_{ФРЦ}). \quad (4)$$

Первоначально в устройстве выставляется среднее значение частоты модуляции, равное 50 МГц. При этом с помощью переключателя П выходные величины См1 и См2 через аттенюатор Атт и усилитель У поочередно подаются на вход АЦП. Выходной код последнего через шинный формирователь ШФ, управляемый МК и интерфейс Инт1 попадает на LPT-порт ПК. В компьютере с помощью программного пакета Visual Basic 6.0 запоминаются квадратурные составляющие исследуемого сигнала (4), вычисляется его амплитуда, пропорциональная значению $s U_{Cq} U_m / 2$ и формируется численное значение кода для управления аттенюатором. Последний через интерфейс Инт2 подается на вход регистра памяти РП2, управляемого МК. Это позволяет установить номинальное значение амплитуды сигнала на выходе У.

Далее, как это описано в [6], осуществляется оценка частоты исследуемого сигнала при непрерывном ступенчатом изменении частоты модуляции в соответствии с (1). При принятых в [5] численных данных ($f_0 = 25$ МГц, $i_m = 200$) кумулятивный фазовый сдвиг за время наблюдения T_0 можно представить в виде

$$\varphi_k(i) = L 2\pi i / 400. \quad (5)$$

Так, например, если $L = 4$ м, кумулятивный фазовый сдвиг равен:

$$\varphi_k(i) = 2\pi i / 100. \quad (6)$$

В конечном итоге в результате программой обработки данных ПК формируется гармонический сигнал, достаточно близкий по значениям начальной фазы (φ_0), амплитуды и частоты к выходному сигналу системы [5]. В рассматриваемом случае имеет место незначительная частотная модуляция исследуемого сигнала, обусловленная вибрациями контролируемого объекта. Обозначим соответствующее значение фазового сдвига $\Delta\varphi(i)$. Как правило, $|\Delta\varphi(i)| \ll |\varphi_k(i)|$.

Выражение (5) с учетом вибраций исследуемого объекта может быть представлено в виде

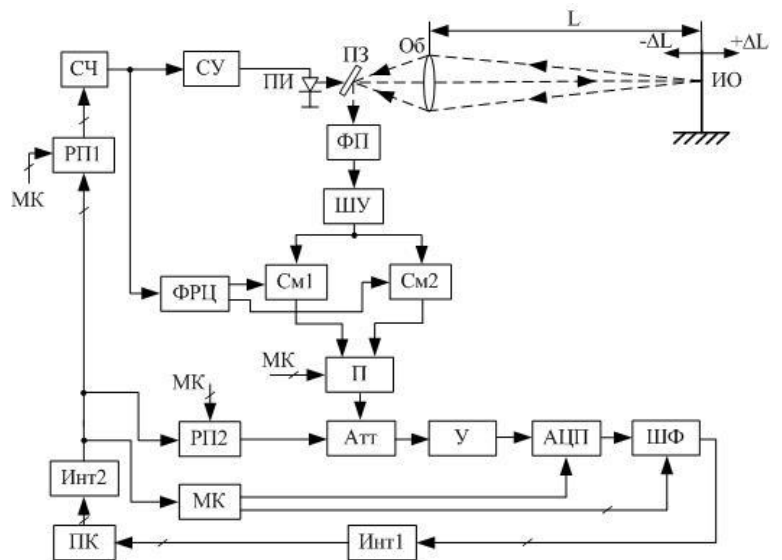


Рис. 1

$$\varphi'_k(i) = \left[L + \Delta L \sin(\Omega \Delta t_D i + \varphi'_0) \right] 2\pi i / 400, \quad (7)$$

где ΔL – амплитуда вибраций ($\Delta L \ll L$); Ω – угловая частота вибраций; φ'_0 – начальная фаза исследуемых колебаний (с учетом измеренного расстояния и диапазона перестройки частоты); Δt_D – временной интервал дискретизации ($t_D \cong 10$ мкс).

Пусть частота модуляции лазерного излучения $f_m = f_0$. Тогда соответствующее значение фазового сдвига, обусловленного вибрациями исследуемого объекта с учетом (2), равно

$$\Delta\varphi = (\Delta L 2\pi / \lambda_s) \sin(\Omega t + \varphi'_0) = \varepsilon(\Delta L) \sin(\Omega t + \varphi'_0), \quad \varepsilon(\Delta L) = \Delta L 2\pi / \lambda_s. \quad (8)$$

Поскольку частота модуляции изменяется (в данном случае растет), то имеет место и увеличение фазового сдвига $\Delta\varphi$. При изменении частоты модуляции в 4 раза (от 25 МГц до 100 МГц) в соответствующее число раз увеличивается чувствительность устройства при оценке параметров вибраций. Это позволяет представить значение $\Delta\varphi(i)$ в виде

$$\Delta\varphi(i) = \Delta\varphi(1 + 3i/200), \quad 1 \leq i \leq i_m, \quad i_m = 200. \quad (9)$$

Полагаем, что угловая частота вибраций Ω меньше частоты выходного сигнала устройства ω_c . В этом случае длительность процесса измерения должна существенно превышать значение $T_0 = 4\pi/\omega_c$. Тогда при достаточно продолжительном процессе измерений сомножитель $(1 + 3i/200)$ в (9) можно представить в виде периодической функции (рис. 2, а)

$$\gamma(i') = 1 + \left[3 \cdot (i' - 200 \lfloor i'/200 \rfloor) / 200 \right], \quad (10)$$

где $i' = i + N \cdot i_m$ (N – целое число, значение которого может достигать $10^3 \cdot 10^4$); $\lfloor i'/200 \rfloor$ – целая часть числа $i'/200$.

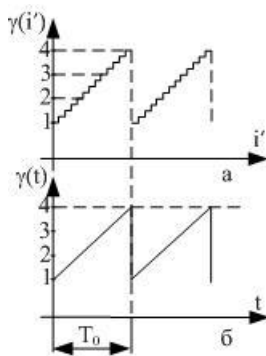


Рис. 2

Поскольку при использовании преобразования Гильберта, что имеет место в рассматриваемом случае, значение начальной фазы не определено [7], то при моделировании преобразовательных процессов в схеме примем для простоты значение начальных фаз исследуемых сигналов равным нулю ($\varphi'_0 = 0$) и ограничимся рассмотрением гармонических воздействий. Тогда, с учетом изложенного и выражений (6) и (7), представим исследуемый сигнал на выходе устройства в виде

$$u_x = U_m \sin \left[2\pi i / 100 + \varepsilon(\Delta L) \gamma(i') \sin \Omega \Delta t_D i' \right]. \quad (11)$$

В процессе работы рассматриваемой измерительной системы программой, заложенной в ПК, по данным измерений формируется гармонический сигнал [5,6], который по значению частоты, амплитуды и начальной фазы практически совпадает с исследуемым сигналом (11). Погрешность в значении параметров указанного гармонического сигнала определяется, в основном, влиянием помех [2]. В рассматриваемом случае на результаты оценки параметров сигнала оказывает влияние составляющая $\varepsilon(\Delta L) \sin(\Omega \Delta t_D i')$, обусловленная вибрациями контролируемого объекта. Для иллюстрации предлагаемого авторами алгоритма оценки этой составляющей и дальнейшего моделирования сигналов на ПК представим измеряемый и опорные сигналы, формируемые в процессе выполнения программы, в аналоговом виде (для упрощения анализа принимаем $U_m = 1$)

$$u_x = \sin \left[\omega_c t + \varepsilon(\Delta L) \gamma(t) \sin \Omega t \right]; \quad u_{on1} = \sin \omega_c t; \quad u_{on2} = \cos \omega_c t, \quad (12)$$

где $\omega_c = 4\pi/T_0$; $\gamma(t)$ – периодическая функция, показанная на рис. 2, б; u_{on1} , u_{on2} – квадратурные составляющие опорного сигнала, формируемые в процессе выполнения программы.

По аналогии с оптимальными системами оценки приращения частоты исследуемого сигнала [2] на основании (12) найдем величину $\Delta U1$

$$\begin{aligned} \Delta U1 = (u_x - u_{on1}) u_{on2} = \sin \omega_c t \cos \omega_c t \cos \left[\varepsilon(\Delta L) \gamma(t) \sin \Omega t \right] - \\ - \sin \omega_c t \cos \omega_c t + \cos^2 \omega_c t \sin \left[\varepsilon(\Delta L) \gamma(t) \sin \Omega t \right] \end{aligned} \quad (13)$$

Поскольку $|\varepsilon(\Delta L) \gamma(t)| \ll 1$, то с достаточной для практики точностью, приняв значение составляющей $\cos \left[\varepsilon(\Delta L) \gamma(t) \sin \Omega t \right] \approx 1$, получим

$$\Delta U1 \square \cos^2 \omega_c t \sin [\varepsilon(\Delta L)\gamma(t) \sin \Omega t]. \quad (14)$$

Для выделения в измерительном сигнале u_x (12) величины $\varepsilon(\Delta L) \sin \Omega t$ используем его квадратную составляющую

$$u_{xк} = \cos [\omega_c t + \varepsilon(\Delta L)\gamma(t) \sin \Omega t]. \quad (15)$$

Тогда на основании выражений (12)

$$\Delta U2 = (u_{xк} - u_{on2})u_{on1}. \quad (16)$$

По аналогии с предыдущими выкладками нетрудно показать, что

$$\Delta U2 = -\sin^2 \omega_c t \sin [\varepsilon(\Delta L)\gamma(t) \sin \Omega t]. \quad (17)$$

Определим разность значений $\Delta U1$ и $\Delta U2$, взятых из (14) и (17),

$$\Delta U \square \sin [\varepsilon(\Delta L)\gamma(t) \sin \Omega t] \square \varepsilon(\Delta L)\gamma(t) \sin \Omega t. \quad (18)$$

Умножив ΔU на значение $1/\gamma(t)$, найдем оценку исследуемых гармонических колебаний

$$(\Delta U)' \square \varepsilon(\Delta L) \sin \Omega t. \quad (19)$$

Принимая во внимание цифровой алгоритм обработки полученных данных в рассматриваемых частотно-фазовых системах и дальнейшее моделирование сигналов на ПК, квадратная составляющая сигнала (15) в цифровой форме с учетом того, что частота ω_c предполагается уже известной и составляющая $|\varepsilon(\Delta L)\gamma(t)| \ll 1$, может быть легко получена (с достаточной для практики точностью) смещением исследуемой последовательности на число выборок Δi , соответствующее фазовому сдвигу $\pi/2$. В рассматриваемом случае при $L=4$ м $\Delta i=25$.

Проведенные исследования лазерного измерителя параметров вибраций, основанного на частотно-фазовом методе измерения расстояний, позволили провести их сравнительную оценку с фазовыми лазерными датчиками вибраций, в которых частота модуляции светового излучения равна 50 МГц. В результате этого установлено, что:

- среднее значение интенсивности спектрограммы выходного сигнала устройства, обусловленное действием шумов, практически одинаковое в обоих случаях;
- в частотно-фазовом измерителе имеет место снижение (в 1,65 раза) случайной погрешности, возникающей из-за флуктуаций фаз выходных сигналов генератора модулирующих колебаний и гетеродина;
- вследствие того, что частота информативного сигнала частотно-фазовой системы увеличена до 500 Гц, существенно уменьшается влияние на результаты измерения помех с частотой промышленной сети.

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

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. (Rus.)

2. 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.

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. (Rus.)

3. Диксон Р.К. Широкополосные системы: Пер. с англ. / Под ред. В.И.Журавлева. – М.: Связь, 1979. – 304 с.

Dikson R.K. Spread spectrum systems: Translation from English / Edited by V.I.Zhuravlev. – Moscow: Sviaz, 1979. – 304 p. (Rus.)

4. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Лазерный волоконно-оптический измеритель зазоров в гидрогенераторах // Технічна електродинаміка. – 2008. – № 2. – С. 51–58.

Zaitsev E.A., Kononenko A.G., Masiurenko Yu.A., Nizhenskii A.D. A laser fiberscope of gaps in hydrogenerators // Tekhnichna elektrodynamika. – 2008. – № 2. – P. 51–58. (Rus.)

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.

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. (Rus.)

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

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

7. Куц Ю.В., Щербак Л.М. Статистична фазометрія. – Тернопіль, 2009. – 383 с.

Kuts Yu.V., Snerbak L.M. The statistical phase meter. – Ternopil, 2009. – 383 p. (Ukr.)

УДК 621.317

І.О.Брагинець¹, канд.техн.наук, **Є.О.Зайцев²**, **О.Г.Кононенко³**, канд.техн.наук, **Ю.О.Масюренко⁴**, канд.техн.наук, **А.Д.Ниженський⁵**, докт.техн.наук
^{1, 2, 3, 4, 5} – Інститут електродинаміки НАН України,
Пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Лазерний датчик вібрацій, заснований на частотно-фазовому методі вимірювання відстані

Розглянуто можливість створення лазерних датчиків вібрацій, заснованих на частотно-фазовому методі вимірювання відстані. У таких системах частота вихідної величини пропорційна вимірюваній відстані. Вібрації досліджуваного об'єкта призводять до фазової модуляції цієї величини.

Описано структурну схему частотно-фазового датчика вібрацій. Особливістю пристрою є відсутність у схемі опорного каналу. У запропонованому датчику вібрацій, як і в будь-якій частотно-фазовій далекомірній системі, здійснюється оцінка частоти її вихідного сигналу при безперервній ступінчастій зміні частоти модуляції. У розглянутому випадку має місце незначна частотна модуляція досліджуваного сигналу, обумовлена вібраціями контрольованого об'єкта. При цьому відповідне збільшення фазового зсуву через вібрації істотно менше вимірюваного фазового зсуву.

Наведено вирази для кумулятивного фазового зсуву з урахуванням вібрацій досліджуваного об'єкта і для вихідного сигналу системи. Запропоновано алгоритм обробки вихідного сигналу і двох опорних квадратурних напруг, що дозволяє виділити із вихідного сигналу складову, яка характеризує параметри вібрації. Бібл. 7, рис. 2.

Ключові слова: датчик, лазер, вібрації, частота, фаза.

І.А.Braginets¹, **Е.А.Zaitsev²**, **А.Г.Kononenko³**, **Yu.A.Masiurenko⁴**, **А.Д.Nyzhenskyi⁵**

^{1, 2, 3, 4, 5} – Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,

Peremogy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

Laser vibration sensor based on the frequency-phase method of distance measurement

In this article the capability of laser vibration sensors based on the frequency-phase method of distance measurement is considered. In such systems the frequency of output quantity is proportional to measuring distance. The vibrations of test object result in phase modulation of this quantity.

The article deals with block diagram of frequency-phase vibration sensor. The main feature of device is the absence of reference channel in the circuit. In the proposed vibration sensor as in any frequency-phase distance-measuring system the evaluation of the frequency of its output signal by continuous step change of modulation frequency is made. In this case there is a slight frequency modulation of test signal caused by controlled object's vibrations. At the same time the adequate increment of phase shift through the vibrations is substantially smaller than a measuring phase shift.

The expressions for cumulative phase shift considering the vibrations of test object and for output signal of the system are presented. The processing algorithm of output system signal and two reference quadrature voltages is proposed and enables to select the component from the output signal that is proportional to VB parameters. References 7, figures 2.

Key words: sensor, laser, vibration, frequency, phase.

Надійшла 01.07.2010

Received 01.07.2010