

УДК 621.317

И.А. Брагинец, канд. техн. наук, Е. А. Зайцев (Институт электродинамики НАН Украины, Киев)**ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ФАЗОВЫХ ЛАЗЕРНЫХ ДАТЧИКОВ ВИБРАЦИЙ**

Рассмотрена возможность расширения частотного диапазона датчика вибрации до 1000 Гц. Предложена структурная схема измерителя, для которой оценена случайная погрешность. Описан алгоритм адаптивной компенсации гармонических помех. Приведены результаты экспериментальных исследований макета прибора.

Розглянуто можливість розширення частотного діапазону датчика вібрації до 1000 Гц. Запропоновано структурну схему вимірювача, для якої оцінено випадкову похибку. Описано алгоритм адаптивної компенсації гармонічних завад. Наведено результати експериментальних досліджень макета приладу.

Одной из актуальных проблем современной техники является измерение различных параметров диффузно-отражающих поверхностей объектов, которые в подавляющем большинстве испытывают воздействие вибрационных нагрузок [8]. В качестве примеров можно привести контроль параметров деталей и механизмов, оценку параметров вибраций корпусов ракет и самолетов и т.п. При определении амплитуды и частоты вибраций таких объектов возникает необходимость в бесконтактных измерительных устройствах, то есть в выполнении измерений на расстоянии нескольких метров до контролируемого объекта [2] без предварительной установки на него дополнительных устройств (угловок, катафотных или других отражателей), а также без нанесения отражающих покрытий, штрихов, растров [9].

Наибольшее распространение среди бесконтактных измерителей вибраций (оптических, ультразвуковых, емкостных, вихретоковых и др.) получили оптические измерители. К ним относятся лазерные датчики вибраций, работающие в довольно широком диапазоне амплитуд вибраций – от 1 мкм до 1–2 см на расстоянии нескольких сантиметров от объекта измерения. Стоимость приборов при этом составляет десятки тысяч долларов и разрабатываются они, как правило, зарубежными фирмами. Принцип действия бесконтактных измерителей чаще всего основан на применении эффекта Доплера с использованием полупроводникового излучателя. К устройствам подобного типа относятся и лазерный виброметр-анализатор "Оптовибр" (производство ООО "Сенсор-Славутич", Украина) [16] и портативный цифровой виброметр PDV-100 (производство Polytec GmbH Германия) [15]. Одним из существенных недостатков таких измерителей является достаточно дорогостоящая и сложная оптическая часть. Кроме того, их использование затруднено, если исследуемые колебания имеют сложную форму и относительно большую амплитуду (т.е. значительно превышающую длину волны лазерного излучения, достигая десятков мм). Также жесткие требования предъявляются к пространственной и временной когерентности лазерного источника излучения и к "качеству" отражающей поверхности, а расстояние до измеряемой поверхности не должно превышать десятки сантиметров. Все это существенно затрудняет использование бесконтактных измерителей при оценке вибраций изделий авиа- и ракетно-космической техники.

Перемещения и вибрации могут быть также оценены с помощью приборов, в основу действия которых положена модуляция интенсивности оптического излучения и основанных на фазовом методе измерения расстояния. В данных приборах вибрации исследуемой поверхности приводят к фазовой модуляции высокочастотной огибающей применяемого оптического сигнала [9]. Использование алгоритма преобразования Гильберта, практически реализующего структуру оптимального фазометра, позволяет выделить фазовую модуляцию исследуемого сигнала и существенно уменьшить влияние "паразитной" амплитудной модуляции на результат измерения [2]. Основные преимущества таких

© Брагинец И.А., Зайцев Е.А., 2010

приборов, в отличие от приведенных выше, заключаются в следующем: расстояние до измеряемой поверхности может достигать десятка метров; измерения производятся от диффузно-отражающих объектов; отсутствует контакт с поверхностью, что важно при наличии агрессивных сред. Также приборы обладают высокой помехоустойчивостью при наличии промышленных электромагнитных полей и радиационного излучения, а показания не зависят от температуры поверхности измерения.

В [2] рассмотрен датчик низкочастотных вибраций этого типа, работающий в диапазоне частот 3–100 Гц. Среднеквадратическое значение погрешности такого прибора при оценке амплитуды составляет 0,04 мм, порог срабатывания сигнала – 0,12 мм.

Для решения актуальной задачи расширения частного диапазона такого датчика вибраций предложена структурная схема, которая показана на рис. 1. На схеме приняты следующие обозначения: Об – объектив; КО – контролируемый диффузно-отражающий объект; ЛИ – полупроводниковый лазерный излучатель; Γ_{ω} – генератор модулирующих колебаний (частота модуляции $f_M = 25$ МГц); Γ_T – гетеродин; ФП – фотоприемник; См1, См2 – смесители; АТ – автоматический аттенуатор; ФВ – перестраиваемый фазовращатель; ШУ1, ШУ2 – широкополосные усилители; ПФ1, ПФ2 – полосовые фильтры; СД1, СД2 – синхронные детекторы; И – инвертор; ФЦ1, ФЦ2 – фазосдвигающие цепочки, соответственно на $+45^\circ$ и -45° ; К1, К2 – компараторы; КМ – коммутатор; ДУ – дифференциальный усилитель; АЦП – аналого-цифровой преобразователь напряжения; МС – микропроцессорная система; Инт – интерфейс; ПК – персональный компьютер; ШФ – шинный формирователь; ПО – специализированное программное обеспечение.

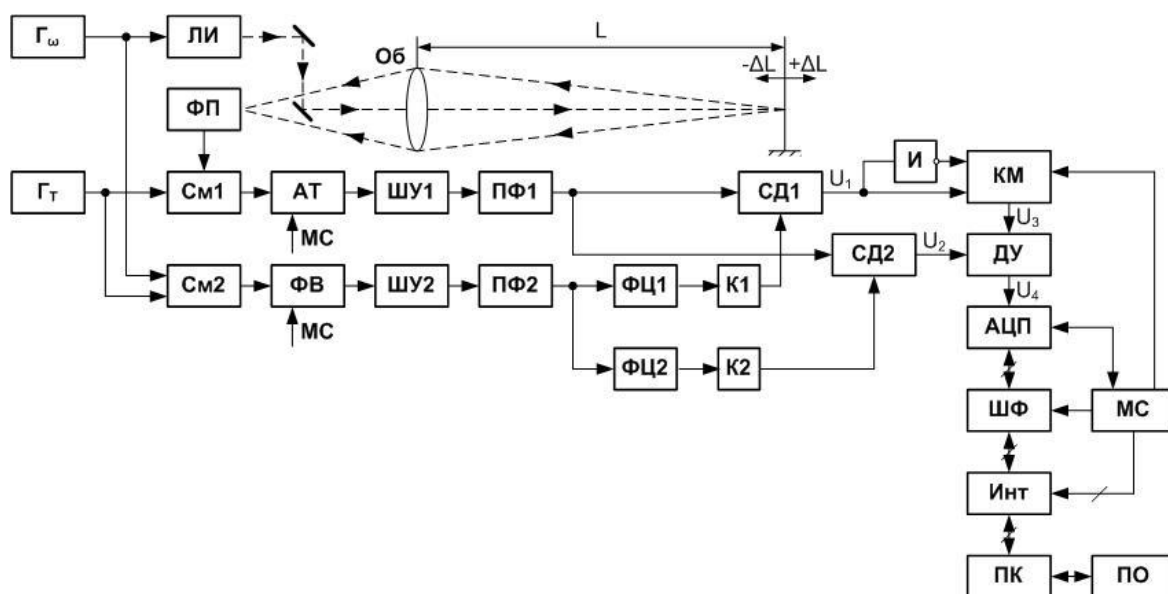


Рис. 1

Основным отличием рассматриваемой схемы от предложенной в [2] является повышение скорости пересылки данных за счет использования LPT-порта и соответствующих разработанных программ. Принцип работы такого датчика вибраций во многом аналогичен принципу работы датчика, разработанного в [2]. На контролируемый объект через Об направляется лазерное излучение, модулированное по интенсивности. Оптический сигнал, отраженный от КО, попадает на ФП. При этом фазовый сдвиг выходного напряжения ФП относительно опорного пропорционален измеряемому расстоянию L до КО. Фазоизмерительное устройство содержит два канала: измерительный (АТ, ШУ, ПФ1) и опорный (ФВ, ШУ2, ПФ2, ФЦ1, ФЦ2, К1, К2). Опорным каналом формируется напряжение прямоугольной формы, которое является управляющим для СД1 и СД2. Измерение выполняется в два такта за счет изменения опорного напряжения на $\pm 45^\circ$, что осуществляется фазосдвигающими цепочками ФЦ1 и ФЦ2. В конечном итоге определение фазового сдвига осуществляется с помощью преобразования Гильберта. На выходах СД1 и СД2 формируются квадратурные составляющие U_1 и U_2 исследуемого сигнала. Подстраивая фазовращатель ФВ, добиваемся выпол-

нения равенства $|U_1| = |U_2|$ [2]. В этом случае $U_3 \approx U_2$, а напряжение U_1 подается на один из входов ДУ либо через И, либо непосредственно (рис. 1). При этом выходное напряжение ДУ $U_4 = U_3 - U_2 \approx 0$. При наличии вибраций контролируемого объекта точное значение выходного напряжения ДУ определяется как [2]

$$U_4 = U_m \cos[\Delta\varphi + \varphi(t) + \pi/4] - U_m \cos[\Delta\varphi + \varphi(t) - \pi/4] = \sqrt{2}U_m \sin[\Delta\varphi + \varphi(t)], \quad (1)$$

где U_m – амплитуда входного сигнала СД1 и СД2; $\Delta\varphi$ – отклонение фазового сдвига от значения $\pi/2$, $\Delta\varphi \ll 1$; $\varphi(t)$ – фазовый сдвиг, определяемый вибрациями КО, пропорциональный перемещениям $\pm\Delta L$. При наличии малых вибраций, т.е. $|\varphi(t)| \ll 1$, выражение (1) можно записать в виде

$$U_4 \approx \sqrt{2}U_m [\Delta\varphi + \varphi(t)]. \quad (2)$$

Применив БПФ к (2), определим амплитудный спектр $A(f)$ сигнала U_4 , который можно представить следующим образом:

$$A(f) = A_C(f) + A_{\Sigma Ш}(f), \quad (3)$$

где $A_C(f)$ – спектр информативного сигнала; $A_{\Sigma Ш}(f)$ – спектр шумового сигнала.

Составляющая $A_{\Sigma Ш}(f)$ определяется при отсутствии вибрации и, в свою очередь, может быть представлена в виде

$$A_{\Sigma Ш}(f) = A_{ШБ}(f) + A_{ШГ}(f), \quad (4)$$

где $A_{ШБ}(f)$ – спектральная составляющая "белого" шума; $A_{ШГ}(f)$ – спектральная составляющая гармонических помех, возникающих в приборе под действием сетевых наводок, промышленных помех и т.п.

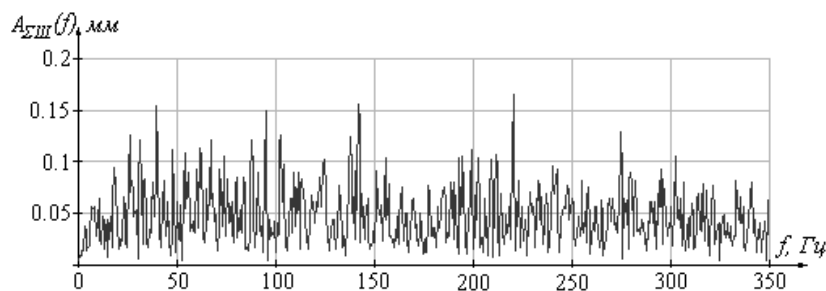


Рис. 2

спектр шумового сигнала $\overline{A_{\Sigma Ш}(f)}$ после усреднения результатов измерения.

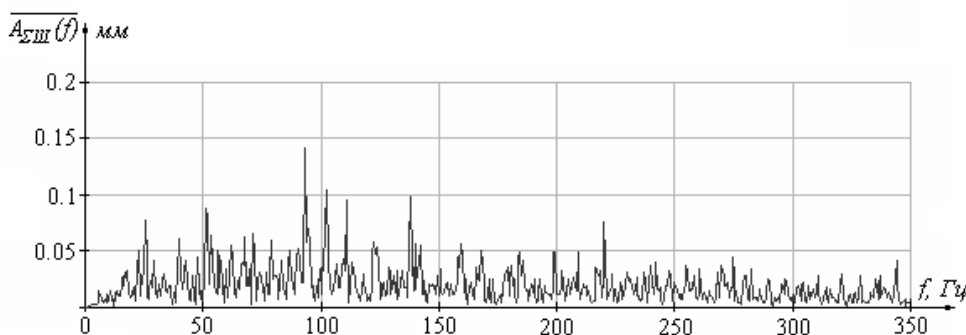


Рис. 3

Рассмотрим подробнее алгоритм определения шумового сигнала $A_{\Sigma Ш}(f)$. С этой целью производим измерения шумового сигнала и вычисление его амплитудного спектра (рис. 2). Измерения повторяем 5 раз. Это позволяет выделить на фоне смеси нестационарного случайного процесса периодически повторяющиеся сигналы (гармоники) [1]. На рис. 3 показан амплитудный

Находим гармонические спектральные составляющие $A_{ШГ}(f)$ из условия, что их амплитуды в 4 раза превышают СКО $\overline{A_{\Sigma Ш}(f)}$ [7]. После этого определяем значения ограничивающих частот F_1 и F_2 , F_3 и F_4 , ..., F_{2q-1} и F_{2q} (q – спектральные составляющие гармонических помех).

Для численной оценки одной из спектральных составляющих, построенной путем интерполяции участков между

значениями F_1 и F_2 , предлагается использовать метод "центра тяжести". В основу метода положена аналогия с методом определения временного положения импульсных сигналов, при реализации которого используется следящее стробирующее преобразование [14]. Для этого предлагается найти центр симметрии кривой $A1_{\text{шГ}}(f)$ (рис. 4) амплитудного спектра дискретного сигнала, ограниченного

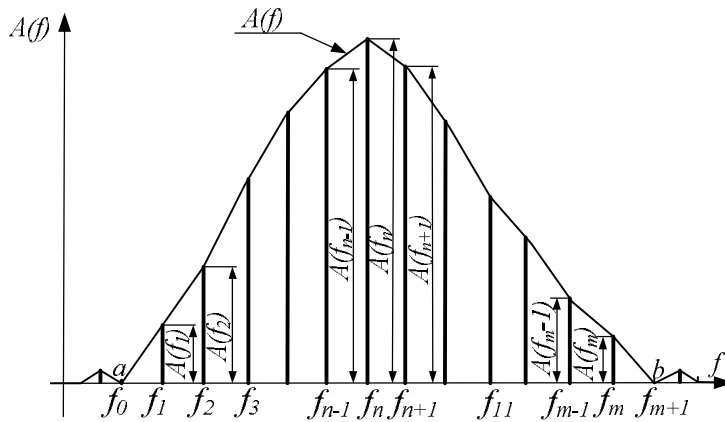


Рис. 4

$S_{\text{лев}}$ и "правой" $S_{\text{прав}}$ половин фигуры, ограниченной кривой $A1_{\text{шГ}}(f)$ и участком (a, b) на оси абсцисс и разделенной линией, представляющей спектральную составляющую с максимальной амплитудой $A1_{\text{шГ}}(f_n)$. Принятый критерий [4] учитывает энергетические свойства исследуемого сигнала. В этом случае площади с некоторым приближением могут быть найдены по формулам [7]

$$S_{\text{лев}}(n) = \sum_{j=1}^n A1_{\text{шГ}}(f_j) \cdot (f_j - f_{j-1}); \quad (5)$$

$$S_{\text{прав}}(n) = \sum_{j=n}^m A1_{\text{шГ}}(f_j) \cdot (f_{j+1} - f_j), \quad (6)$$

где $A1_{\text{шГ}}(f_j)$ 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. 4 $n=6, m=12$).

Разности $(f_j - f_{j-1})$ и $(f_{j+1} - f_j)$ в выражениях (5) и (6) 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 (5) и (6) можно вынести за знак суммы. Тогда квадраты площадей $S_{\text{лев}}^2(n)$ и $S_{\text{прав}}^2(n)$ будут иметь вид [7]

$$P_{\text{лев}}(n) = S_{\text{лев}}^2(n) = (\Delta f)^2 \sum_{j=1}^n A1_{\text{шГ}}^2(f_j), \quad (7)$$

$$P_{\text{прав}}(n) = S_{\text{прав}}^2(n) = (\Delta f)^2 \sum_{j=n}^m A1_{\text{шГ}}^2(f_j). \quad (8)$$

Методика определения центра симметрии кривой $A1_{\text{шГ}}(f)$ состоит в следующем. Если вычисленные по формулам (7) и (8) $P_{\text{лев}}(n) = P_{\text{прав}}(n)$, то центр симметрии находится на линии, соответствующей спектральной составляющей $A1_{\text{шГ}}(f)$. При этом частота выходной величины измерительной системы f_x предварительно может быть принята равной f_n . В случае, когда $P_{\text{лев}}(n) > P_{\text{прав}}(n)$, вычисляются квадраты площадей, разделенных линией спектральной составляющей f_{n-1} (рис. 4)

$$P_{\text{лев}}(n-1) = S_{\text{лев}}^2(n-1) = (\Delta f)^2 \sum_{j=1}^{n-1} A1_{\text{шГ}}^2(f_j), \quad (9)$$

$$P_{\text{прав}}(n-1) = S_{\text{прав}}^2(n-1) = (\Delta f)^2 \sum_{j=n-1}^m A1_{\text{шГ}}^2(f_j). \quad (10)$$

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

точками F_1 и F_2 (по аналогии можно найти $A2_{\text{шГ}}(f)$ для точек F_3 и $F_4, \dots, Am_{\text{шГ}}(f)$ для F_{2q-1} и F_{2q}) [7].

Для упрощения обозначим F_1 как "a" и F_2 – как "b". Точки "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 $A1_{\text{шГ}}(f)$ определяется путем использования критерия равенства квадратов площадей "левой"

$$f_x = f_{n-1} + \Delta f \cdot \beta, \quad (11)$$

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

$$P_{лев}(\beta) = P_{лев}(n-1) + \beta [P_{прав}(n-1) - P_{лев}(n-1)]; \quad (12)$$

$$P_{прав}(\beta) = P_{прав}(n-1) - \beta [P_{лев}(n) - P_{прав}(n)]. \quad (13)$$

Используя (12) и (13), находим значение β из условия равенства площадей $P_{лев}(\beta) = P_{прав}(\beta)$:

$$\beta = \frac{P_{прав}(n-1) - P_{лев}(n-1)}{P_{прав}(n-1) - P_{лев}(n-1) + P_{лев}(n) - P_{прав}(n)}. \quad (14)$$

Определив значение β и подставив его в (11), находим значение f_x . Если при сравнении левой и правой площадей вновь $P_{лев}(n-1) > P_{прав}(n-1)$, то линия раздела площади всей фигуры проводится через точку f_{n-2} (рис. 4) и определяется значение f_x по описанной выше методике [7].

Аналогичным образом можно определить f_x в случае, когда $P_{лев}(n) < P_{прав}(n)$. Тогда общая площадь разделяется линией спектральной составляющей f_{n+1} (рис. 4) и проводятся соответствующие вычисления.

После проведенных вычислений определяем спектр гармонической помехи $A'_{шум}(f)$ без учета влияния "белого" шума. Для найденных ранее гармоник формируем полигармонический синусоидальный сигнал, для которого находим спектр. В результате электронного моделирования в стандартном математическом программном пакете установлено, что погрешность оценки частоты при использовании предложенной методике не превышает 0,25 %. Далее производим измерение исследуемого сигнала $U_4(t)$ (рис. 5). Для адаптивной компенсации помехи из спектра исследуемого сигнала $A(f)$ вычитаем спектр сформированной гармонической составляющей помехи $A'_{шум}(f)$. В результате получаем спектр исследуемого сигнала $A_C(f)$ (рис. 6). Как видно из рис. 6, частоты вибра-

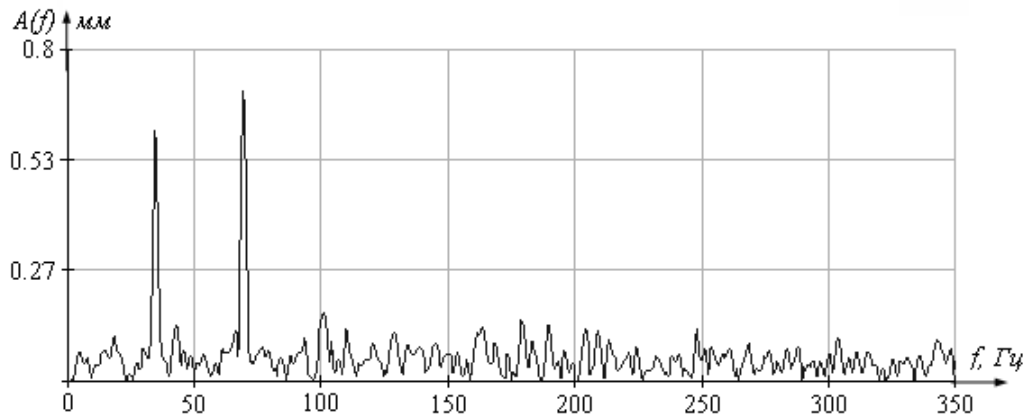


Рис. 5

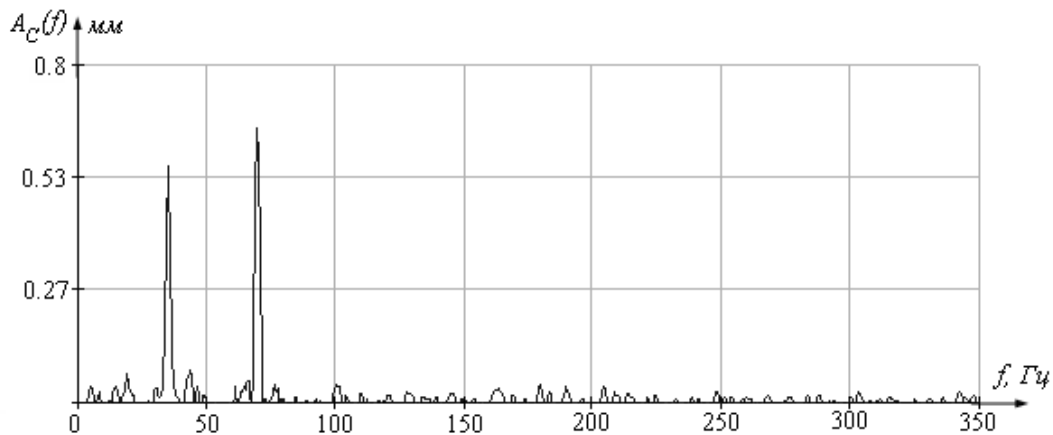


Рис. 6

ций составляют 30 Гц и 75 Гц.

Экспериментальные данные, показанные на рис. 2, 3, 5 и 6, получены при исследовании вибраций электродвигателя ДПР-32-Н1-07. Дискретизация сигнала U_4 осуществляется с помощью АЦП, управляемого МС. В качестве АЦП может быть использован 16-разрядный аналого-цифровой преобразователь AD676 с максимальной частотой дискретизации исследуемого сигнала, равной $f_{\text{dmax}} = 100$ кГц [11].

Данные в ПК пересылаются с помощью микропроцессорной системы МС с использованием параллельного интерфейса (LPT) [5]. В качестве МС в датчике вибраций применяется микропроцессор AT89S8252 фирмы Atmel. В ходе эксперимента с оценкой времени передачи данных установлено, что использование LPT-порта позволило увеличить частоту опроса ОЗУ до 13 кГц за счет организации непосредственного обмена данными между АЦП и ПК через ШФ, а не через используемый ранее последовательный порт. В последнем случае данные пересылались со скоростью 9600 бит, а частота опроса с учетом возникающих временных задержек в протекающих преобразовательных процессах составляла 833 Гц [2]. С учетом аппаратных особенностей LPT-интерфейса и используемого микропроцессора разработано программное обеспечение ПО для взаимодействия последнего с ПК. Работа ПО основана на передаче данных в ПК по LPT интерфейсу от АЦП. Передача осуществляется посредством последовательного опроса группы линий ШФ. В данном случае для передачи информации используются 4 линии. Переданные данные заносятся в файл, записываемый на жесткий диск ПК. Далее сформированный в ПК файл используется вычислительными программами для проведения цифрового анализа спектра исследуемых колебаний.

Для качественной работы рассматриваемого оптико-электронного прибора важно обеспечение максимально возможного соотношения между полезным сигналом и шумами на выходе фотоприемника. Отношение сигнал/шум ρ на выходе фотоприемника ФП определяется дробовым шумом и тепловыми шумами нагрузки R_H ФП [6].

Определим мощность светового излучения полупроводникового лазера, которое, отразившись от контролируемого объекта, падает на фотоприемник [12]

$$\Phi_{\text{сигн}} \approx \frac{D^2}{L^2} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot P_{\text{лш}} \cdot \chi, \quad (15)$$

где $D=5,8$ см – диаметр объектива дальномерной системы; $L=10$ м – расстояние до контролируемого объекта; $P_{\text{лш}}=20$ мВт – мощность лазерного излучателя; $\chi=0,2$ – коэффициент отражения светового излучения от объекта [3]. После вычислений получаем $\Phi_{\text{сигн}} \approx 0,43 \cdot 10^{-7}$ Вт.

Действующее значение тока фотоприемника, обусловленного дробовым шумом [3]

$$I_{\text{дш}} = \sqrt{2 \cdot e \cdot i_0 \cdot M \cdot F_w \cdot \Delta f_n}, \quad (16)$$

где $e=1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона; i_0 – начальный ток фотоприемника (выбирается исходя из минимального значения амплитудно-фазовой погрешности ФП (оценивалось экспериментально)), $i_0 = 5$ мкА; $F_w = M^x$ – коэффициент шума, $M=10$, $x=0,2 \dots 1,0$ – коэффициент зависимости коэффициента шума от материала и типа носителя, вызывающих лавину, и от значения напряжения питания фотоприемника, в данном случае выбираем $x=0,6$; $\Delta f_n = 3$ кГц – полоса пропускания измерительного канала. С учетом этого $I_{\text{дш}} = 4,3 \cdot 10^{-10}$ А [6].

Кроме дробовых шумов имеют место и тепловые шумы, определяемые сопротивлением электронной цепи. В том случае, когда $R_{\text{фп}} \gg R_H$, где $R_{\text{фп}}$, R_H – сопротивление фотоприемника и нагрузки соответственно, тепловой шум определяется сопротивлением нагрузки [11].

Напряжение тепловых шумов на нагрузке фотоприемника в полосе частот Δf_n определяется [12]

$$U_{\text{тш}} = \sqrt{4kTR_H}, \quad (17)$$

где k – постоянная Больцмана, $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T – температура резистора, принимаем $T=296$ К; R_H – сопротивление нагрузки, $R_H=5$ кОм.

После подстановки в (17) численных значений, получим $U_{\text{тш}} \approx 0,5$ мкВ.

Результирующее действующее напряжение шумов

$$U_{ш} = \left(U_{тш}^2 + (I_{дш} \cdot R_H)^2 \right)^{0,5} \approx 0,84 \text{ мкВ.}$$

Значение тока фотоприемника, возникающего под действием оптической мощности исследуемого сигнала, равно [3]

$$I_C = S \cdot M \cdot \Phi_{сигн} = 0,17 \text{ мкА,}$$

где S – чувствительность фотоприемника, $S=0,5$ А/Вт.

При этом отношение сигнал/шум на выходе фотоприемника $\rho = I_C \cdot R_H / U_{ш} \approx 1000$.

Считаем, что измерения между собой некоррелированы и число измерений $N_{изм.}=1000$. Длина волны лазерного излучения $\lambda \approx 6000$ нм. Тогда погрешность одного измерения при определении амплитуды вибрации $\Delta A = \lambda / \rho \cdot 2\pi = 1$ мм при времени измерения 0,1 с. Суммарная погрешность определения амплитуды вибраций $\Delta A_{\Sigma} = 1 / \sqrt{N_{изм.}} = 0,03$ мм. Для уменьшения суммарной погрешности предлагается увеличить $N_{изм.}$.

Применение разработанной структурной схемы и рассмотренных алгоритмов оценки амплитуд "гармонических" помех позволило осуществить оценку амплитуд исследуемых колебаний с решающей способностью $\sigma \leq 0,06$ мм. В ходе экспериментальных исследований установлено, что предельный порог обнаружения сигнала вибрации достигает 0,06 мм, а среднее квадратическое значение случайной погрешности оценки амплитуды вибраций составляет 0,012 мм. Максимальное значение определяемых амплитуд вибраций не превышает 20 мм.

1. Бендат Дж., Пирсол А. Измерение и анализ случайных процессов: Пер. с англ. Матушевского Г.В., Привальского В.Е. – М.: Мир, 1974. – 464 с.
2. Брагинец И.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Лазерный измеритель низкочастотных вибраций // Техн. электродинамика. – 2006. – № 5. – С. 74–76.
3. Гауэр Дж. Оптические системы связи: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 504 с.
4. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для ВУЗов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1977. – 608 с.
5. Гук М.Ю. Аппаратные интерфейсы ПК. – СПб.: Питер, 2002. 528 с.
6. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Лазерный волоконно-оптический измеритель зазоров в гидрогенераторах // Техн. электродинамика. – 2008. – № 2. – С. 51–58.
7. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Орнатский И.А. Специфические погрешности фазово-частотных измерителей расстояния // Техн. электродинамика. – 2009. – № 3. – С. 50–54.
8. Приборы и системы для измерения вибраций, шума и удара. В 2-х кн. Кн 1. / Под. Ред. В.В. Клюева. – М.: Машиностроение, 1978. – 448 с.
9. Приборы и системы для измерения вибраций, шума и удара. В 2-х кн. Кн 2. / Под. Ред. В.В. Клюева. – М.: Машиностроение, 1978. – 439 с.
10. Харкевич А.А. Борьба с помехами. – 2-е изд, исправл. – М.: Наука, 1965. – 275 с.
11. Шевцов Э.А., Белкин М.Е. Фотоприемные устройства волоконно-оптических систем передачи. – М.: Радио и связь, 1992. – 224 с.
12. Якушенков Ю.Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1989. – 360 с.
13. Analog Device, 16-Bit 100 kSPS, Sampling ADC, REV. A, print USA. – 16 p.
14. Shkolnik M.I. Introduction to Radar System. – McGraw, 1981. – 582 p.
15. [http:// www.polytec.com](http://www.polytec.com)
16. [http:// www.snsy.com.ua](http://www.snsy.com.ua)

Надійшла 03.11.2009