

ЦИФРОВАЯ РЕГИСТРАЦИЯ СИГНАЛОВ ЛАЗЕРНЫХ ДАЛЬНОМЕРОВ НА ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЕ

Рассмотрен вопрос построения лазерных дальномеров с цифровой обработкой, зондирующего (измерительного) и опорного сигналов, на промежуточной частоте. Показано, что оптимальным фазоизмерительным устройством является фазовый детектор, реализованный на основе дискретного преобразования Гильберта. Приведены результаты экспериментальных исследований предложенной схемы лазерных дальномеров фазового типа.

Ключевые слова: фаза, лазер, фазовый детектор, частотная модуляция, дискретное преобразование Гильберта, расстояние, диффузно-отражающий объект.

E.A. ZAITSEV

Institute of Electrodynamics of NASU

DIGITAL REGISTRATION SIGNAL OF THE RANGE FINDER AT THE INTERMEDIATE FREQUENCY

In paper discussed construction of rangefinders with digital processing at the intermediate frequency. The digital processing will be applicable to the measuring and reference signal. Show that in this case the optimum phase meter phase detector device is realized on basis of the discrete Hilbert transform. The experimental results of the proposed scheme of laser range finders phase type.

Keywords: phase, laser, phase detector, frequency modulation, discrete Hilbert transform, distance, diffusely reflecting object.

Введение

Одними из наиболее эффективных средств диагностики нагретых вращающихся диффузно-отражающих элементов энергетических объектов, которые могут находиться под воздействием агрессивных электромагнитных полей или ионизирующего излучения, являются оптические системы. Среди оптических систем наибольшее практическое распространение получили системы, которые основаны на эффекте Доплера, что обусловлено развитием полупроводниковых лазерных излучателей. К системам подобного типа относится лазерный виброметр-анализатор отечественного производства "Оптовибр" [1]. К недостаткам таких систем можно отнести достаточно сложную оптическую часть; жесткие требования, предъявляемые к пространственной и временной когерентности лазерного источника излучения; высокие требования к степени шероховатости отражающей поверхности исследуемого объекта. Данных недостатков лишены фазовые лазерные дальномерные системы, в которых значение измеряемого фазового сдвига пропорционально измеряемому расстоянию.

Преимущества фазовых систем следующие:

- расстояние до измеряемой поверхности может достигать десятка метров (не предъявляются жесткие требования к когерентности лазерного излучения);
- измерения производятся от диффузно-отражающих объектов; отсутствует контакт с поверхностью, что важно при наличии агрессивных сред;
- обладают высокой помехоустойчивостью при наличии промышленных электромагнитных полей и радиационного загрязнения, а их показания не зависят от температуры поверхности измерения.

В фазовых лазерных измерительных системах принятый оптический сигнал (лазерный зондирующий сигнал, отраженный от объекта контроля) перемножается с сигналом опорного генератора. Далее полученный сигнал подается на фильтр нижних частот, который выделяет разностную составляющую промежуточной частоты.

Полученный сигнал усиливается до уровня опорного сигнала промежуточной частоты и подается на демодулятор с последующей цифровой обработкой значения уровня напряжения пропорционального измеряемому фазовому сдвигу. В качестве демодулятора в [2] использован фазовый детектор, основанный на алгоритме преобразования Гильберта, практически реализующего структуру оптимального фазометра. Такое построение фазового детектора позволяет выделить фазовую модуляцию исследуемого сигнала и существенно уменьшить влияние "паразитной" амплитудной модуляции на результат измерения [3, 4].

Структурам фазовых детекторов, основанных на аналоговом преобразовании Гильберта, присущ ряд недостатков: низкая помехоустойчивость по отношению к сосредоточенным по спектру помехам; низкая точность, которая обусловлена инструментальными погрешностями, возникающими при формировании квадратурных сигналов, умножении сигналов, а также выполнении фазового сдвига на 90 градусов в аналоговых измерительных каналах [2]. Такие недостатки существенно снижают эффективность преобразования значения фазового сдвига в уровень напряжения и последующей цифровой обработки.

Снижения влияния указанных недостатков на точность измерения фазового сдвига стало возможным благодаря развитию устройств аналого-цифрового преобразования (АЦП) и цифровой обработки в части повышения разрядности и быстродействия позволяет применять цифровую обработку ближе к входу приемного устройства дальномерной системы и минимизировать погрешности, возникающие при аналоговой демодуляции сигнала. Поэтому возможным путем повышения точности и быстродействия

лазерных фазовых измерительных систем является дискретизация и квантование информативного сигнала на промежуточной частоте с демодуляцией сигнала в процессе цифровой обработки после АЦП. Перед АЦП предполагается включение высокодобротного избирательного усилителя настроенного на промежуточную частоту, а также автоматического аттенюатора предназначенных для нормировки измерительного и опорного каналов по амплитуде и ограничение спектра входных сигналов. В качестве демодулятора представляется использовать дискретное преобразование Гильберта (ДПГ) [5] в качестве фазового детектора, что в свою очередь позволяет повысить точность измерения.

Целью работы является рассмотрение структуры ЛД реализованного на основе цифровой обработки измерительного и опорного сигнала на промежуточной частоте с применением дискретного преобразования Гильберта.

Реализация метода измерения разности фаз на промежуточной частоте

Стандартная обработка на основе преобразования Гильберта, применяемая в фазовых дальномерных системах детально рассмотрена в [2]. В предложенной структуре, как описано выше, цифровая обработка осуществляется на промежуточной частоте. В данном случае на вход АЦП поступают измерительный $U_{ИЗМ}(t)$ и опорный $U_{ОП}(t)$ сигналы, определяемые следующими выражениями:

$$U_{ИЗМ}(t) = k_{СМ1}(t) \cdot \sin(2\pi f_M t + \varphi_X(t) + \varphi_1) \cdot \sin(2\pi(f_M + f_{ПР})t + \varphi_2) \approx \approx k_{СМ1}(t) \cdot \cos(2\pi f_{ПР}t + \varphi_X(t) + \varphi_1 + \varphi_2) \quad (1)$$

$$U_{ОП}(t) = k_{СМ2}(t) \cdot \sin(2\pi f_M t + \varphi_1) \cdot \sin(2\pi(f_M + f_{ПР})t + \varphi_2) \approx \approx k_{СМ2}(t) \cdot \cos(2\pi f_{ПР}t + \varphi_1 + \varphi_2) \quad (2)$$

где $k_{СМ1}(t)$ и $k_{СМ2}(t)$ - функции преобразования смесителей СМ1 и СМ2, причем если амплитуды обрабатываемых сигналов постоянны или изменяются достаточно медленно по сравнению в основной частотой сигналов, то $k_{СМ1}(t) \approx k_{СМ2}(t) = k_{СМ}(t)$; f_M - частота модуляции лазерного излучения; $f_{ПР}$ - промежуточная частота; $\varphi_X(t)$ - фазовая функция сигнала зависящая от расстояния до измеряемого объекта; φ_1 - начальный фазовый сдвиг сигнала первого гетеродина с частотой f_M ; φ_2 - начальный фазовый сдвиг сигнала второго гетеродина с частотой $(f_M + f_{ПР})$. В качестве гетеродинов, как показано в [6] целесообразно использовать цифровые синтезаторы частоты.

Вычисление $\varphi_X(t)$ между измерительным и опорным каналами при достижении максимально правдоподобной оценки, как показано в [4] реализуется на основе преобразования Гильберта и согласно [7] определяется исходя из выражения:

$$\varphi(t) = \left[\arctg \left(\frac{\int_0^{t_n} U_{ИЗМ}(t) \cdot U_{SIN}(t) dt}{\int_0^{t_n} U_{ИЗМ}(t) \cdot U_{COS}(t) dt} \right) - \arctg \left(\frac{\int_0^{t_n} U_{ОП}(t) \cdot U_{SIN}(t) dt}{\int_0^{t_n} U_{ОП}(t) \cdot U_{COS}(t) dt} \right) \right] \quad (3)$$

где $U_{SIN}(t)$ и $U_{COS}(t)$ - квадратурные сигналы.

Формула (3) в цифровой форме с учетом алгоритма формирования квадратур в цифровой форме примет следующий вид:

$$\hat{\varphi}_X = \left[\arctg \left(\frac{\sum_{n=1}^N [k_{СМ}(nt_d) \cos(2\pi f_{ПР}nt_d + \varphi_X(nt_d) + \varphi_1 + \varphi_2) \sin(2\pi f_{ПР}nt_d)]}{\sum_{n=1}^N [k_{СМ}(nt_d) \cos(2\pi f_{ПР}nt_d + \varphi_X(nt_d) + \varphi_1 + \varphi_2) \cos(2\pi f_{ПР}nt_d)]} \right) - \arctg \left(\frac{\sum_{n=1}^N [k_{СМ}(nt_d) \cos(2\pi f_{ПР}nt_d + \varphi_1 + \varphi_2) \sin(2\pi f_{ПР}nt_d)]}{\sum_{n=1}^N [k_{СМ}(nt_d) \cos(2\pi f_{ПР}nt_d + \varphi_1 + \varphi_2) \cos(2\pi f_{ПР}nt_d)]} \right) \right] + BL \quad (4)$$

где $BL(j)$ - функция учета квадранта $\arctg(\cdot)$; t_d - период дискретизации; n - номер отчета из фрейма; N - количество отчетов в фрейме.

Реализация структуры ЛД с обработкой сигнала на основе алгоритма ДПГ

Исходя из предварительно проведенных исследований в [8, 9] для практической реализации структурной схемы ЛД на основе ДПГ была использована структурная схема (рис.1), которая содержит: ПЛИ - полупроводниковый лазерный излучатель; УСЧ - устройство синтеза модулирующих сигналов;

ФП – фотоприемник; СМ1, СМ2 – смесители; АЦП1, АЦП2 – аналого-цифровые преобразователи; ЦСП – цифровой сигнальный процессор; Фcos – формирователь квадратурного косинусного сигнала; Фsin – формирователь квадратурного синусного сигнала; X – умножитель; Σ – сумматор; arctg(.) – вычислитель функции арктангенс; БЛ – блок логики учета знака квадранта; ÷ – делитель; БС – блок суммирования с учетом выходного кода БЛ; СПО – специальное программное обеспечение; ФД1, ФД2 – фазовые детекторы на основе ДПГ для опорного и измерительного канала соответственно; ПК – персональный компьютер.

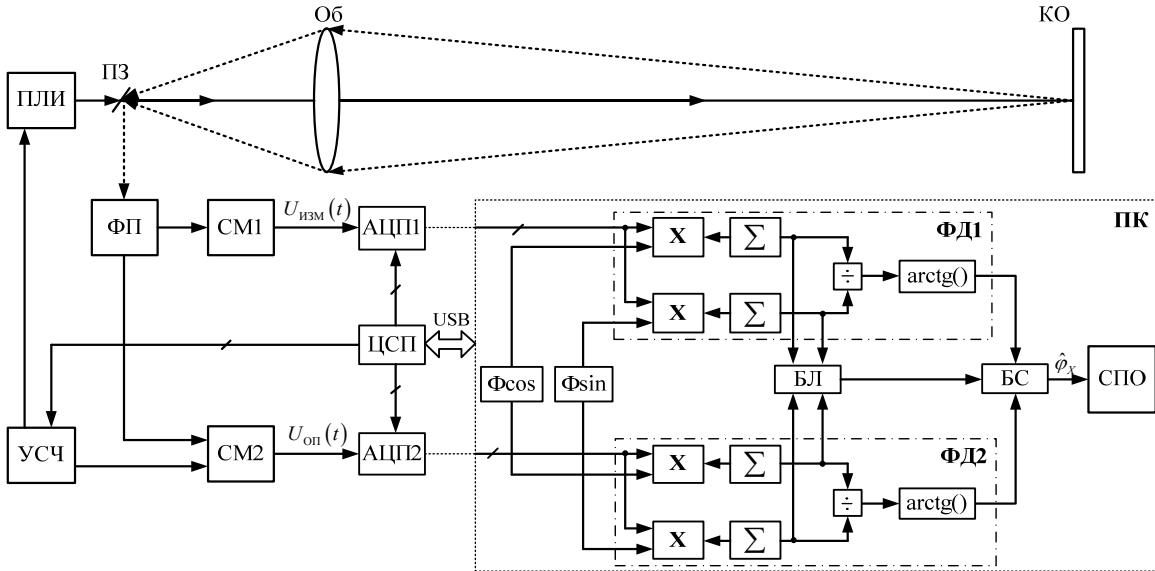


Рис. 1. Структурная схема лазерного дальномера

Алгоритм работы ЛД системы изображенной на рис. 1 следующий. Модулированное лазерное излучения ПЛИ через полупрозрачное зеркало ПЗ и объектив Об направляется на контролируемый объект КО. Отражившись от КО, световое излучение через Об направляется с помощью ПЗ на фотоприемник ФП. Частота модуляции f_M ПЛИ формируется с помощью УСЧ управление, которого осуществляется цифровым кодом с ЦСП. На одном из выходов УСЧ формируется сигнал с заданной частотой модуляции f_M , на другом выходе с частотой, значение которой больше на значение промежуточной частоты $f_{пр}$. В качестве УСЧ исходя из принципа работы, требования по точности и стабильности частоты выходного сигнала ЛД целесообразным является использование цифровых синтезаторов частоты [6,10]. Использование генераторов с прямым цифровым синтезом частоты при построении УСЧ в свою очередь позволяет реализовать ЛД системы, в которых возможно автоматизировать решение задачи неоднозначности при измерении расстояний немногим больше фазового цикла основной частоты модуляции.

Отраженный от КО сигнал принимается ФП. С выхода ФП сигнал поступает на один из входов СМ1 на второй вход поступает сигнал с УСЧ. На оба входа СМ2 поступают сигналы с УСЧ с разницей на промежуточную частоту. В этом случае выходные электрические сигналы низкочастотных фильтров СМ1 и СМ2 определяются выражениями (1) и (2).

Далее сформированные сигналы с выходов СМ1 и СМ2 поступают АЦП1 и АЦП2. В качестве АЦП1 и АЦП2 для уменьшения погрешности определения фазового сдвига между измерительным и опорным каналами целесообразно использование двухканального синхронизированного АЦП. Данные с АЦП по средству ЦСП пересылаются в ПК через порт USB. В качестве АЦП при реализации экспериментального образца ЛД была использована плата Nantek 6022BE с двухканальным АЦП и пересылкой данных в ПК через USB интерфейс [11].

Сформирование в результате пересылки фреймы (пакеты данных) используются подпрограммы из состава специального программного обеспечения (СПО), в результате работы которых, находится значения фазового сдвига $\hat{\phi}_x$ в результате вычислений по формуле (4) подпрограммой ФД на основе ДПГ.

При этом, как следует из [12], значение фазового сдвига $\hat{\phi}_x$ связано с определяемым расстоянием, следующим выражением:

$$\phi_k = 2\pi \cdot L / \lambda_s, \tag{5}$$

где L – измеряемое расстояние; $\lambda_s = c/2f_M$, где c – скорость света, $c = 3 \cdot 10^8$ м/с.

При непрерывном определении расстояния L можно контролировать перемещения КО. При этом значение перемещения ΔL контролируемого объекта КО определяется по формуле $\Delta L = L - L'$, где L' – значение последнего измерения расстояния до КО.

Для обеспечения работы системы в непрерывном режиме реального времени были разработаны в

середі графічного програмування NI LabView:

- модуль управління і модуль обробки даних, призначений для забезпечення взаємодії пристрою збору даних і ПК;
- модуль організації інформаційних потоків в системі;
- модуль реалізації алгоритмів обробки даних на основі ДПГ;
- елементи інтерфейсу користувача для відображення отриманих результатів і елементів управління системою.

Результати експериментальних досліджень

Експериментальна частина роботи була проведена з використанням вимірювального стенду (рис.2)

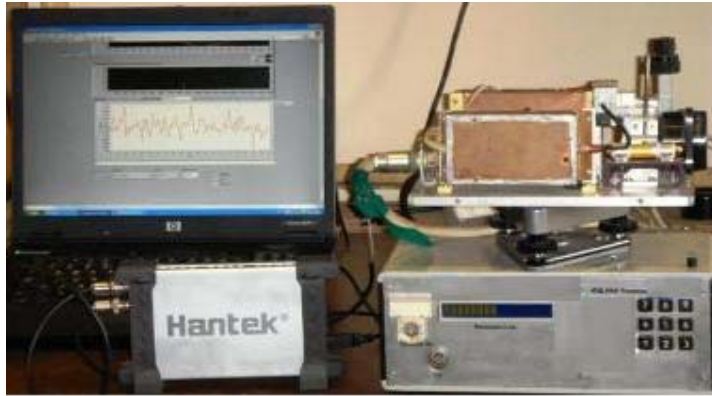


Рис.2 Макет лазерного дальномера

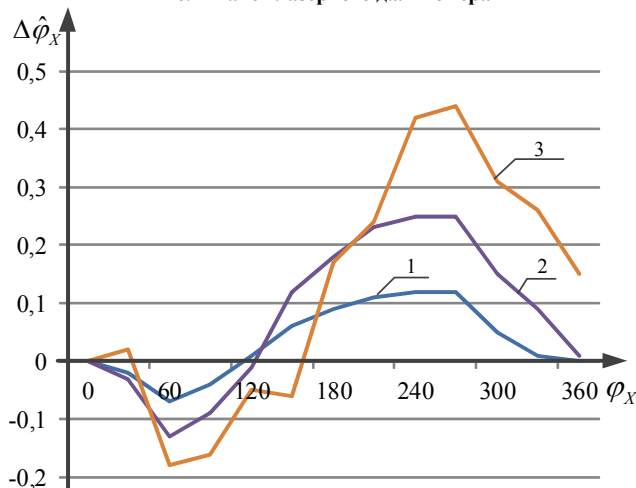


Рис.3. Зависимость оценки фазового сдвига в зависимости от измеряемого фазового сдвига и уровня входного сигнала:
1) 1В; 2) 4,5 В; 3) 8,5 В.

наибольшей разнице в амплитудных значениях опорного и измерительного сигналов (кривая №3) и составила 0,43 град. На втором этапе проверялся весь измерительный стенд, изображенный на рис.2. За образцовое средство была использована измерительная линия P1-17. В данном случае было, установлено, что среднее значение погрешности в диапазоне измеряемых значений фазового сдвига ± 180 градусов составляет не более 0,5 градуса. В пересчете на единицы расстояний 5 мм при частоте модуляции 25 МГц.

Выводи

Предложенная структура лазерного дальномера с дискретизацией измерительного и опорного сигнала на промежуточной частоте. В данном случае, для определения значения фазового сдвига пропорционального измеряемому расстоянию используется цифровой фазовый детектор, который выполнен с применением алгоритма ДПГ. Показано, что при цифровой реализации ФД построенного с применением алгоритма ДПГ, появляется возможность избежать ряда недостатков присущих аналоговыми ФД таких, как большие инструментальные погрешности, возникающие в умножителях, делителя, трудности реализации вычислителя функции арктангенс, реализации цепей коррекции необходимых для достижения необходимой точности.

Литература

1. ООО "Сенсор-Славутич". Лазерные приборы измерения параметров вибрации и малых

- перемещений. [Електронний ресурс] – Режим доступа: <http://www.snsy.com.ua>. – Дата доступа: 11.08.11.
2. Брагинец И.А., Зайцев Е.А. Динамические характеристики фазового лазерного датчика вибраций // Технічна електродинаміка. – 2010. - №5. – с. 75-79.
 3. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы. - М.: Сов. Радио, 1968 – 468 с.
 4. Чмых М.К. Цифровая фазометрия. - М.: Радио и связь, 1993 – 143 с.
 5. Hahn, Stefan L., Hilbert Transforms, in Transforms and Applications Handbook. – USA, Maryland: CRC Press Inc., 2000. – 460 с.
 6. Зайцев Е.А. Исследование погрешности установки частоты синтезаторов частотно-фазовых систем с использованием LABVIEW // Технічна електродинаміка. – 2014. - №2. – с. 84 - 88.
 7. Михеечев В.С. Геодезические светодальномеры. – М.: Недра, 1979. – 222 с.
 8. Borodii V., Zaitsev E. FMCW laser range finder systems with DDS AD9851 // IX International Students Conference 2012 “Innovations in Science and Technology”, vol.2 – Ukraine, Kiev, november 2012 – 2012. – с. 104.
 9. Брагинец И.О., Зайцев Е.О., Латенко В.І., Орнатський І.А., Логвиненко І.В. Динамические свойства частотно-фазовых лазерных дальномерных систем с цифровыми синтезаторами частоты // Технічна електродинаміка. – 2013. - №3. – с. 87 – 92.
 10. User manual. A technical tutorial on digital signal synthesis [Електронний ресурс] – Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf – Дата доступа: 11.08.13.
 11. User manual. Hantek 6022BE [Електронний ресурс] – Режим доступа: http://www.electronicastudio.com/docs/Hantek6022BE_Manual.pdf – Дата доступа: 10.09.14.
 12. Зайцев Е.А. Анализ погрешности лазерной частотно-фазовой измерительной системы обусловленной шумом гетеродинного фотоприемника // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2013. - №36. – с. 127 – 132.

References

1. ООО "Sensor-Slavutich". Laser devices of measuring vibration parameters and small movements. [Electronic resource] – Mode of access: <http://www.snsy.com.ua>. – Data of access: 11.08.11. (RUS.)
2. Braginets I.A., Zaitsev E.A. Dynamic characteristics of phase laser vibration sensor // Tekhnichna elektrodynamika. – 2010. - №5. – Pp. 75-79. (RUS.)
3. Pstryakov V.B. Phase radio systems. - M.: Sov. Radio, 1968 – 468 p. (RUS.)
4. Chmykh M.K. Цифровая фазометрия. - M.: Radio i Sviaz, 1993 – 143 p. (RUS.)
5. Hahn, Stefan L., Hilbert Transforms in Transforms and Applications Handbook. – Maryland: CRC Press Inc., 2000. – 460 p.
6. Zaitsev E.A. A study of synthesizers for multi frequency phase range finder system with using LABVIEW // Tekhnichna elektrodynamika. – 2014. - №2. – Pp. 84 - 88. (RUS.)
7. Mixeechev V.S. Geodetic light rangefinders. – M.: Nedra, 1979. – 222 p. (RUS.)
8. Borodii V., Zaitsev E. FMCW laser range finder systems with DDS AD9851 // IX International Students Conference 2012 “Innovations in Science and Technology”, vol.2 – Ukraine, Kiev, november 2012 – 2012. – p. 104.
9. Braginets I.A., Zaitsev E.A., Latenko V.I., Ornatskyi I.A., Logvinenko I.V. Dynamic properties of frequency-phase laser range finder systems with digital frequency synthesizers // Tekhnichna elektrodynamika. – 2013. – № 3. – Pp. 87-92. (Rus.)
10. User manual. A technical tutorial on digital signal synthesis [Electronic resource] – Data of access: http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf – Дата доступа: 11.08.13.
11. User manual. Hantek 6022BE [Electronic resource] – Data of access: http://www.electronicastudio.com/docs/Hantek6022BE_Manual.pdf – Дата доступа: 10.09.14.
12. Zaitsev E.A. Analysis of error laser multi frequency phase measurement system determined with of noise influence heterodyne photodetector // Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. – 2013. - №36. – Pp. 127 – 132. (RUS.)

Рецензія/Peer review : 23.10.2014 р.

Надрукована/Printed : 5.11.2014 р.