

УДК 621.373

**АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ДИСКРЕТИЗАЦИИ ЛАЗЕРНЫХ ДАЛЬНОМЕРОВ
НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ГИЛЬБЕРТА**

Е.А.Зайцев, канд.техн.наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина,
e-mail: zaitsev@i.ua

Рассматривается схема лазерного дальномера, в которой дискретизация измерительного и опорного сигнала выполняется на промежуточной частоте с последующим вычислением фазового сдвига. В качестве фазового детектора предложена структурная схема детектора, реализующая алгоритм дискретного преобразования Гильберта. Проведено имитационное моделирование предложенной структуры с использованием программного пакета LabView компании National Instruments. Оценены погрешности, которые возникают при неkratности интервала дискретизации и периода дискретизированного сигнала, а также случайных отклонений отдельных дискретов от их идеальных (расчётных) значений. Библ. 8, рис. 4.

Ключевые слова: лазер, фазовый сдвиг, частотная модуляция, дискретное преобразование Гильберта, имитационное моделирование, расстояние, LabVIEW.

Широкое применение лазерных дальномеров (ЛД) связано с возможностью на их основе при использовании специализированных программно-математических средств создавать быстродействующие системы для бесконтактного и точного измерения расстояний до различных диффузно-отражающих объектов, а также их перемещений и параметров вибраций. Потребность в данных измерениях возникает в таких областях, как крупногабаритное машиностроение, авиа- и ракетостроение, строительство специальных инженерных сооружений, при решении задач оптической локации [3], а также при контроле и диагностике эксплуатируемого энергетического оборудования. Одними из самых точных ЛД для бесконтактного определения упомянутых параметров являются приборы, основанные на фазовом методе измерения расстояния – дальномеры фазового и частотно-фазового типа. В первых измеряемое расстояние прямо пропорционально значению фазового сдвига между огибающей излучаемого и отраженного от контролируемого объекта оптического сигнала при известной частоте модуляции. В ЛД частотно-фазового (ЧФ) типа частота модуляции лазерного излучения в процессе измерения изменяется по заданному закону. В этом случае определяемое расстояние прямо пропорционально частоте сигнала, сформированного из значений фазового сдвига огибающей принятого излучения, определенных на каждой из частот модуляции.

Одним из основных узлов ЛД, который влияет на их точность и быстродействие, является используемый в их структуре фазовый детектор, который может быть реализован различными способами: осциллографическим, компенсацией фазы, преобразованием интервала времени в напряжение или частоту, синхронным детектированием, преобразованием Фурье с последующим извлечением фазовой составляющей, преобразованием Гильберта [6] и другими [7].

При практической реализации быстродействующих и помехоустойчивых ЛД систем наиболее эффективно применение оптимального фазометра в качестве фазового детектора (ФД), основанного на использовании алгоритма преобразования Гильберта [4]. В этом случае фазовый сдвиг определяется по формуле [5]

$$\varphi = \arctg \left(\int_0^{t_u} U(t) U_m \sin(\omega t) dt / \int_0^{t_u} U(t) U_m \cos(\omega t) dt \right), \quad (1)$$

где $U(t)$ – исследуемый сигнал; $\omega = 2\pi f$ – циклическая частота сигнала $U(t)$; U_m – амплитудное значение ортогональных составляющих; $U_m \sin(\omega t)$ и $U_m \cos(\omega t)$ – опорные напряжения, используемые при ортогональной обработке; t_u – время наблюдения сигнала $U(t)$.

Структурам фазовых детекторов, основанных на аналоговом преобразовании Гильберта, присущи некоторые недостатки: низкая помехоустойчивость по отношению к узкополосным (сосредоточенным по спектру) помехам; влияющие на точность преобразования инструментальные погрешности, возникающие при аппаратурной реализации (формирование квадратурных сигналов, умножении сигналов и т.д.) [1]. Такие недостатки снижают эффективность преобразования значения фазового сдвига в уровень напряжения для последующей цифровой обработки. Для уменьшения их влияния на точность измерения фазового сдвига предлагается выполнять дискретизацию измерительного сигнала на промежуточной частоте с последующим использованием дискретного преобразования Гильберта (ДПГ) для оценки фазового сдвига. Однако при этом появляются специфические погрешности измерения расстояния, вызванные дискретизацией аналоговых сигналов [6].

Целью работы является анализ погрешностей, обусловленных некратностью периода измерительного сигнала интервалу дискретизации, а также отклонениями отдельных интервалов дискретизации на случайную величину от их расчётных значений в лазерных дальномерах, реализованных на основе алгоритма ДПГ.

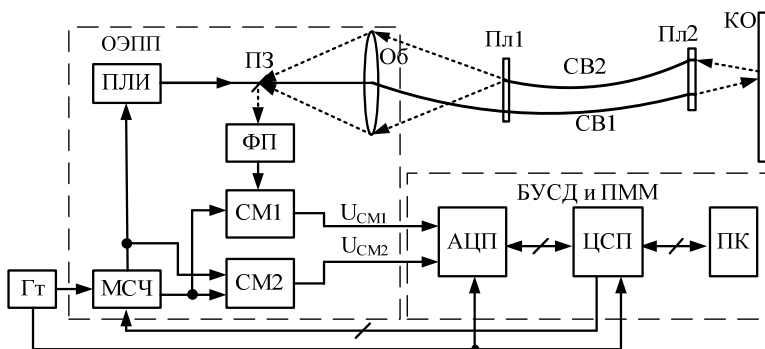


Рис. 1

Обобщенная структурная схема ЧФ ЛД системы на основе алгоритма ДПГ показана на рис. 1, на котором: СВ1, СВ2 – оптоволоконка; Пл1, Пл2 – крепежные пластины оптоволоконки СВ1 и СВ2; КО – контролируемый диффузно-отражающий объект; ОЭПП – оптико-электронная приемно-передающая система; Об – объектив; ПЛИ – полупроводниковый лазерный излучатель; МСЧ – малогабаритный синтезатор частоты; ФП – фотоприемник; ПЗ – полупрозрачное зеркало; СМ1 и СМ2 – смесители;

БУСД – блок управления и сбора данных; ПММ – программно-математические модули; АЦП – аналого-цифровой преобразователь напряжения в код; ЦСП – цифровой сигнальный процессор; ПК – персональный компьютер; ГТ – генератор тактовых импульсов.

Приведенная схема ЧФ ЛД предназначена для измерения параметров труднодоступных объектов без прямого оптического доступа и работает следующим образом. Под управлением ЦСП на одном из выходов МСЧ формируется сигнал с заданной частотой модуляции [2]. При этом f_M изменяется дискретно в полосе частот $22 \div 90$ МГц по циклически возрастающему закону [1]. На другом выходе МСЧ формируется сигнал с частотой модуляции, значение которой больше на значение промежуточной частоты f_{IP} . Далее модулированное лазерное излучение ПЛИ через полупрозрачное зеркало ПЗ и объектив Об направляется по СВ1 на контролируемый объект КО. Отразившись от КО, световое излучение по оптоволоконке СВ2 направляется на Об, с помощью которого фокусируется на ПЗ. После отражения от ПЗ световое излучение попадает на фотоприемник ФП. С выхода ФП сигнал поступает на один из входов СМ1, на второй вход которого подается напряжение с выхода МСЧ. На оба входа СМ2 поступают сигналы от МСЧ. В этом случае отфильтрованные низкочастотные составляющие выходных электрических сигналов СМ1 и СМ2 равны

$$U_{CM1}(t) = k_1(t) \cdot \sin(2\pi f_{IP}t + \varphi_0 + \varphi_X), \quad (2)$$

$$U_{CM2}(t) = k_2(t) \cdot \sin(2\pi f_{IP}t + \varphi_0) \quad (3)$$

где $k_1(t)$ и $k_2(t)$ – функции крутизны преобразования смесителей СМ1 и СМ2 соответственно, причем $k_1(t) \approx k_2(t) = k(t)$; φ_0 – начальный фазовый сдвиг; $\varphi_X = 2\pi L / \lambda_3$ – фазовый сдвиг отраженного от объекта сигнала при заданной частоте модуляции f_M ; L – измеряемое расстояние; λ_3 – длина волны модулирующего напряжения при текущем значении f_M ; t – время наблюдения.

Сигналы с выходов СМ1 и СМ2 поступают на входы двухканального синхронизированного АЦП, управляемого ЦСП. При этом для достижения максимального быстродействия данные с АЦП

через ЦСП пересылаются в ПК через USB порт компьютера. Сформированные в результате пересылки фреймы (пакеты данных) используются подпрограммами из состава ПММ, в результате выполнения которых находится значение фазового сдвига $\hat{\varphi}_X$ подпрограммой дискретного ФД на основе ДПГ на каждом шаге перестройки частоты модуляции.

Структурная схема, которая реализует вычисления на основе дискретного преобразования Гильберта, показана на рис.2, где обозначено: Фcos, Фsin – формирователи ортогональных сигналов в дискретном виде; ФД1 и ФД2 – дискретные фазовые детекторы соответственно для измерительного и опорного сигналов; БЛ – устройство учета квадранта; БС – сумматор с учетом выходного кода БЛ; X – умножитель; Σ – сумматор; $\arctg(\cdot)$ – устройство вычисления значения функции арктангенс; \div – делитель; И – интерфейс, в качестве которого использован USB порт компьютера; БУПМ – блок управления работой программных модулей сбора и обработки данных.

При этом фазовый сдвиг $\hat{\varphi}_X$ между дискретизированными сигналами $U_{CM1}(t)$ и $U_{CM2}(t)$ определяется как

$$\hat{\varphi}_X = |\varphi_{CM1} - \varphi_{CM2}|, \quad (4)$$

где $\varphi_{CM1}, \varphi_{CM2}$ – фазовый сдвиг в опорном и измерительном канале соответственно.

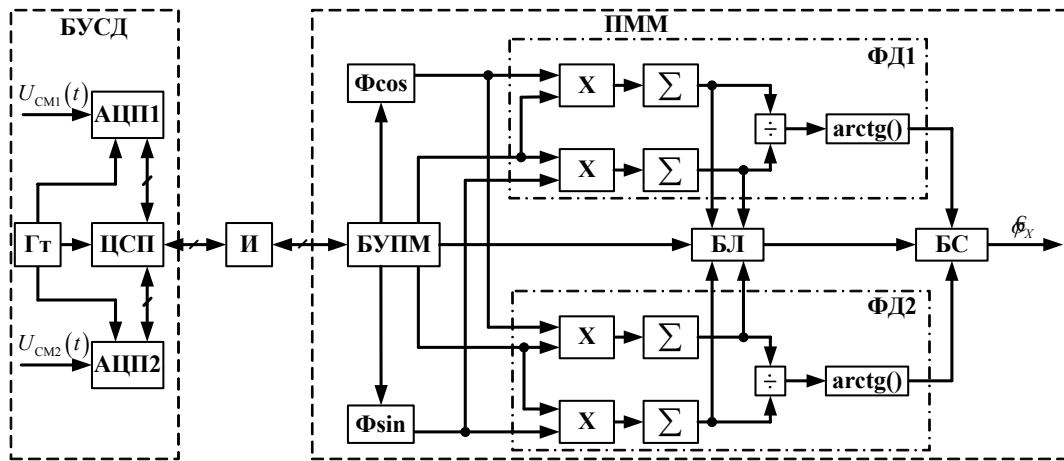


Рис. 2

Используя выражение (1), формулу (4) приводим к виду

$$\hat{\varphi}_X = \left| \begin{array}{l} \arctg \left(k \cdot \sum_{n=1}^M (\sin(\omega_{\text{ПР}} n t_d + \varphi_0 + \varphi_X) \cdot \sin(\omega_{\text{ПР}} n t_d)) \right) / \sum_{n=1}^M (\sin(\omega_{\text{ПР}} n t_d + \varphi_0 + \varphi_X) \cdot \cos(\omega_{\text{ПР}} n t_d)) \\ - \arctg \left(k \cdot \sum_{n=1}^M (\sin(\omega_{\text{ПР}} n t_d + \varphi_0) \cdot \sin(\omega_{\text{ПР}} n t_d)) \right) / \sum_{n=1}^M (\sin(\omega_{\text{ПР}} n t_d + \varphi_0) \cdot \cos(\omega_{\text{ПР}} n t_d)) \end{array} \right|, \quad (5)$$

где $\omega_{\text{ПР}} = 2\pi f_{\text{ПР}}$ – циклическая промежуточная частота сигнала; t_d – период дискретизации; n – текущий номер отчета (дискрет) из фрейма; M – количество отчетов в фрейме.

При практической реализации предложенной схемы (рис. 2) влияние на погрешность вычислений по формуле (5) оказывает временная нестабильность величины t_d генератора тактовых импульсов (импульсов дискретизации) при дискретизации измерительных сигналов [5].

Наименьшая погрешность в вычислении $\hat{\varphi}_X$ имеет место при равномерном размещении импульсов дискретизации в интервале, равном периоду сигнала $T_C = N t_d p^{-1} = q t_d$, где $q = N p^{-1}$ – коэффициент кратности периода сигнала к интервалу дискретизации; p – целое число; N – количество импульсов дискретизации.

В зависимости от особенностей формирования периода между отдельными моментами дискретизации имеют место следующие случаи: а) $T_C = q \cdot t_d$ – интервал дискретизации укладывается целое число раз в периоде измерительного сигнала, т.е. интервал дискретизации кратен периоду сигнала; б) $T_C \neq q \cdot t_d$ – интервал дискретизации не укладывается целое число раз в периоде измерительного сигнала, что вызвано отклонением периода t_d от кратного значения на постоянную величину $\pm \Delta t$; в) моменты времени t_d отклоняются на величину Δt , которая носит случайный характер и соответствует величине джиттера при формировании дискретных импульсов.

Первый случай является идеализированным и сложно реализуемым на практике. Чаще встречается второй случай, когда $T_C \neq q t_d$. Погрешность в оценке фазового сдвига $\Delta \hat{\varphi}_x$ определялась как разность заданного значения φ_x и вычисленного значения $\hat{\varphi}_x$ в соответствии с выражением (4) путем имитационного моделирования в среде графического программирования LabView. При моделировании использовались технические характеристики устройств БУСД и ОЭПП. Для структуры БУСД (рис. 2) в качестве АЦП была использована плата Nantek 6022BE с возможностью выбора частоты дискретизации двухканального 8-разрядного АЦП при помощи собственного ЦСП [8]. Управление ЦСП и пересылка данных реализована через порт USB. Частота дискретизации АЦП составляла $f_{\text{АЦП}} = 16$ МГц, при этом $\Delta t_d = f_{\text{АЦП}}^{-1} = 62,5$ нс. Также на выходе ОЭПП имеют место сигналы $U_{\text{СМ1}}(t)$ и $U_{\text{СМ2}}(t)$ с установленной промежуточной частотой $f_{\text{ПР}} = 85$ кГц.

Результаты проведенных исследований, полученные путем имитационного моделирования, показаны на рис. 3, где представлена зависимость погрешности $\Delta \hat{\varphi}_x$ от значений фазовых сдвигов в диапазоне $0 \div 360$ градусов при величине Δt , при которой $\Delta \hat{\varphi}_x$ на одном периоде измерительного сигнала достигает экстремума $\Delta t = \left| \left(f_{\text{АЦП}} / f_{\text{ПР}} \right) - \left\lfloor f_{\text{АЦП}} / f_{\text{ПР}} \right\rfloor \right| = |188,24 - 188| = 0,24$, где $\left\lfloor f_{\text{АЦП}} / f_{\text{ПР}} \right\rfloor$ – целая часть числа $(f_{\text{АЦП}} / f_{\text{ПР}})$ при его округлении к меньшему по модулю значению. Из полученных результатов следует, что погрешность $\Delta \hat{\varphi}_x$ является систематической погрешностью с квазисинусоидальным законом изменения и не превышает 0,0037 градуса в точках, приближающихся к $\pm \pi / 2 p$. Данная составляющая погрешности определения $\hat{\varphi}_x$ может быть компенсирована введением поправочного коэффициента обратно пропорционального величине Δt в ПММ при определении интервала формирования отсчетов в формирователях ортогональных сигналов.

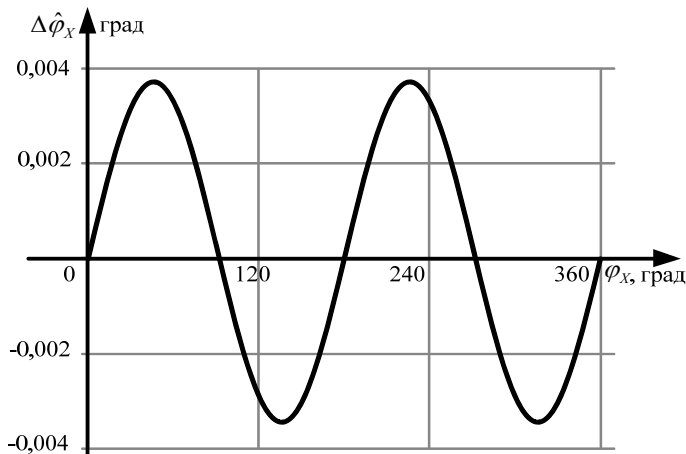


Рис. 3

Следующим наиболее характерным для рассматриваемого ФД является случай, при котором погрешность $\Delta \hat{\varphi}_x$ зависит от величины случайных отклонений t_d на величину Δt от идеальных (расчетных) моментов. Причиной таких отклонений являются все виды шумов, а также случайная нестабильность генератора тактовых импульсов (джиттер), что становится ключевым параметром, ограничивающим разрешающую способность аналого-цифровой системы в целом. Джиттер сигнала тактового генератора возникает, если фронт импульса реального и идеального генераторов отличаются, что приводит к фазовой модуляции формы цифрового сигнала. Максимальная величина джиттера для тактового генератора

ГТ GEYER-KXO-V97, используемого в схеме МСЧ, составляет 7 пс [3]. Такая величина джиттера при времени дискретизации 62,5 нс вызывает случайное отклонение от расчетного времени дискретизации не более, чем на 1%.

Оценку погрешности $\Delta \hat{\varphi}'_x$ от влияния величины случайного отклонения Δt произведем при условиях, аналогичных предыдущему случаю. Для этого Δt представим как стационарный процесс

$y(nt_d)$ с распределением в виде белого шума со спектром $N_0 = \sigma_y^2 / (2F_H)$, где $F_H \rightarrow \infty$ – шумовая полоса; σ_y – СКО сигнала $y(nt_n)$.

Результаты имитационного моделирования показаны на рис. 4, где 1 – зависимость погрешности $\Delta\hat{\phi}'_X$ от величины джиттера при количестве усреднений 10; 2 – при количестве усреднений 100; 3 – при количестве усреднений 1000. Как следует из рис. 4, до значения $\Delta t = 2,5$ пс погрешность $\Delta\hat{\phi}'_X$ не зависит от количества усреднений, а при больших значениях джиттера зависимости имеют небольшие расхождения, но при этом сохраняется общая линия тренда для всех трех зависимостей. Данная составляющая погрешности не может быть уменьшена за счет увеличения времени осреднения. Одним из способов уменьшения данной погрешности является применение в качестве тактовых генераторов стабилизированных кварцевых генераторов.

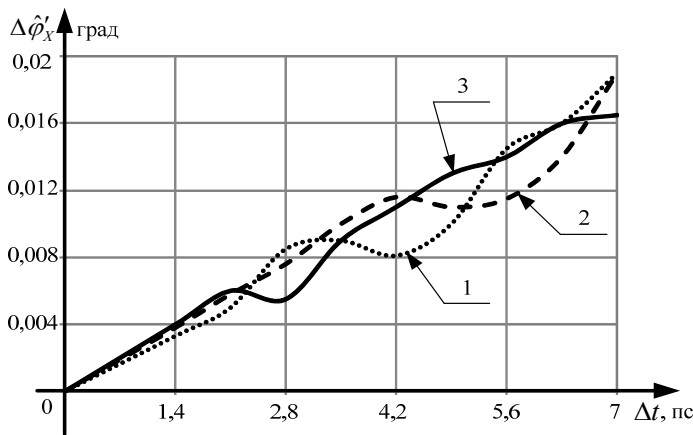


Рис. 4

Вывод. Разработана имитационная модель структуры цифрового фазометра на основе алгоритма дискретного преобразования Гильберта в среде графического моделирования LabVIEW для схем ЛД, в которых дискретизация измерительного и опорного сигнала выполняется на промежуточной частоте. При использовании разработанной модели проведено имитационное моделирование погрешностей оценки фазовых сдвигов, возникающих в дискретно-цифровых устройствах. Проведенные исследования позволили оценить погрешности из-за некрatности периода измерительного сигнала к интервалу дискретизации, а также отклонения отдельных интервалов дискретизации на случайную величину от их расчётных значений. Предложена компенсация погрешности из-за некрatности введением поправочного коэффициента, значение которого обратно пропорционально величине отклонения. В свою очередь, погрешность, определяемая величиной случайного отклонения интервала дискретизации от расчетного значения, не может быть компенсирована, и ее значение в единицах длины в худшем случае составляет 0,3 мм (при частоте модуляции лазерного излучения 25МГц).

1. Брагинец И.А., Зайцев С.О., Латенко В.И., Орнатский И.А., Логвиненко И.В. Динамические свойства частотно-фазовых лазерных дальнометрических систем с цифровыми синтезаторами частоты // Техн. електродинаміка. – 2013. – № 3. – С. 87–92.

2. Зайцев Е.А. Исследование погрешности установки частоты синтезаторов частотно-фазовых систем с использованием LABVIEW // Технічна електродинаміка. – 2014. – № 2. – С. 84–88.

3. Матвеев И.Н., Протопопов В.В., Троицкий И.Н., Устинов И.Д. Лазерная локация. – М.: Машиностроение, 1984. – 272 с.

4. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы. – М.: Сов. Радио, 1968. – 468 с.

5. Чмых М.К. Цифровая фазометрия. – М.: Радио и связь, 1993. – 143 с.

6. Hahn, Stefan L., Hilbert Transforms, in Transforms and Applications. – Florida: CRC Press Inc., 2000. – 176 p.

7. Sviderskii A., Zaitsev E. Review of usual phase method for laser rangefinder // VII міжнародна конференція студентів та молодих вчених: "Інтелект, інтеграція, надійність" – К.: Політехніка, 2014. – С. 44-45

8. User's manual Hantek6022BE V1.0.3 Available at:

http://www.electronicastudio.com/docs/Hantek6022BE_Manual.pdf

УДК 621.373

АНАЛІЗ ПОХИБКИ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ ЛАЗЕРНИХ ДАЛЕКОМІРІВ НА ОСНОВІ ДИСКРЕТНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ГІЛЬБЕРТА

Є.О. Зайцев, канд.техн.наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна.
e-mail: zaitsev@i.ua

У статті розглянуто схему лазерного далекоміра, в якій дискретизація вимірювального і опорного сигналів виконується на проміжній частоті, а для знаходження фазового зсуву запропонована структурна схема детектора, яка реалізує алгоритм дискретного перетворення Гільберта. Проведено імітаційне моделювання запропонованої структури з використанням програмного пакета LabView компанії National Instruments. Проведено оцінку похибок, що виникають при неkratності інтервалу дискретизації та періоду дискретизованого сигналу, а також за випадкових відхилень окремих дискретів від їхніх ідеальних (розрахункових) значень.

Бібл. 8, рис. 4.

Ключові слова: лазер, фазовий детектор, частотна модуляція, відстань, дискретне перетворення Гільберта, LabView, похибка.

ANALYSIS OF SAMPLING ERROR ON THE ACCURACY OF LASER RANGE FINDERS BASED ON THE DISCRETE HILBERT TRANSFORM

E.O.Zaitsev

**Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,
Pr. Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine.**

e-mail: zaitsev@i.ua

In paper refers to the block scheme of a laser rangefinder (RF) system. Area of use review RF system to determinate the distances or removing diffusion object. In proposed system sampling the reference and test signals is performed at the intermediate frequency with subsequent calculation phase shift. Considered significant drawbacks of usual put in practice phase detect methods for RF system. Was show the optimum phase meter phase detector scheme can be realized using the discrete Hilbert transform. Composed the scheme based on the discrete Hilbert transform for detect phase shift in RF system. Developed special software in LabVIEW for modeling and study the operation of the proposed structure of the phase detector. As a result of research was analysis an according to the estimates of errors that arise during aliquant sampling interval and the period of the sampled signal and individual discrete random deviation from ideal value. References 8, figures 4.

Key words: Laser, phase detector, frequency modulation, distance, discret Hilbert transform, LabView. error.

1. 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. – No 3. – Pp. 87–92. (Rus)
2. Zaitsev E.A. A study of synthesizers for multi frequency phase// range finder system with using LABVIEW// Tekhnichna Elektrodynamika. – 2014. – No 2. – Pp. 84–88. (Rus)
3. Matveev I.N., Protopopov V.V., Trinity I.N., Ustinov I.D. Laser location. – Moskva: Mashinostroenie, 1984 – 272 p. (Rus)
4. Pestriakov V.B. Radio technical phase system. – Moskva: Sovetskoe radio, 1968. – 468 p. (Rus)
5. Chmykh M.K. The digital phase measuring. – Moskva: Radio i Sviaz, 1993. – 143 p. (Rus)
6. Hahn, Stefan L., Hilbert Transforms, in Transforms and Applications. – Florida: CRCPress Inc., 2000. – 176 p.
7. Sviderskii A., Zaitsev E. Review of usual phase method for laser rangefinder // VII Mizhnarodna Konferentsiia studentiv ta molodykh vchenykh "Intelekt, intehratsiia, nadiinist". – Kyiv: Politekhnik, 2014. – Pp. 44–45. (Rus)
8. User's manual Hantek6022BE V1.0.3 Available at:
[http:// www.electronicastudio.com/docs/Hantek6022BE_Manual.pdf](http://www.electronicastudio.com/docs/Hantek6022BE_Manual.pdf) (accessed 06.01.2015).

Надійшла 06.01.2015
Остаточний варіант 26.02.2015