

УДК 621.317

**ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫХ ЛАЗЕРНЫХ ДАЛЬНОМЕРНЫХ СИСТЕМ С ЦИФРОВЫМИ СИНТЕЗАТОРАМИ ЧАСТОТЫ**

**И.А.Брагинец<sup>1</sup>**, канд.техн.наук, **Е.А.Зайцев<sup>1</sup>**, канд.техн.наук, **В.И.Латенко<sup>2</sup>**, канд.техн.наук, **И.А.Орнатский<sup>2</sup>**, канд.техн.наук, **И.В.Логвиненко<sup>2</sup>**

<sup>1</sup> – Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина,  
e-mail: [kiabioboss@ied.org.ua](mailto:kiabioboss@ied.org.ua)

<sup>2</sup> – Украинский научно-исследовательский гидрометеорологический институт УкрНИГМИ,  
пр. Науки, 37, Киев, 03028, Украина.

*Рассмотрена одноканальная частотно-фазовая система, ориентированная на использование в лазерных измерителях перемещений и параметров вибраций. Напряжение лазерного излучателя формируется с помощью цифрового синтезатора частоты, а информативные параметры системы определяются в результате перемножения напряжений исследуемого сигнала и гетеродина с последующей цифровой обработкой. Показано, что в рассматриваемых устройствах имеет место динамическая погрешность, определяемая, в основном, отношением тактовой частоты синтезатора и частоты исследуемого сигнала. Определены значения этой погрешности при разном отношении частот в зависимости от времени наблюдения исследуемого сигнала. Библ. 8, рис. 6.*

**Ключевые слова:** лазер, синтезатор частоты, частотная модуляция, расстояние.

Значительный интерес к применению частотно-фазового метода измерения расстояний и перемещений в большинстве случаев возникает из-за свойственному ему большого динамического диапазона и высокой разрешающей способности, что особенно актуально при малом времени доступа к объекту измерения. Необходимость в таких измерениях возникает, например, в таких областях как крупногабаритное машиностроение, авиастроение, строительство специальных инженерных сооружений, в металлургической промышленности при контроле профиля поверхности конвертеров и ковшей и др., а также при выделении объектов наблюдения (цели) из окружающего фона. Например, из последних сведений такие работы проводятся также в энтомологии при наблюдении за миграциями насекомых [7], в морской навигации при определении движения ледников [6].

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  $T_0$  [1]. При этом кумулятивный 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  $L$ .

Одним из основных блоков частотно-фазовых дальномерных систем, определяющим ее метрологические характеристики, является генератор модулирующего напряжения с изменяющейся частотой модуляции – перестраиваемый синтезатор частоты. Особые требования в этом случае предъявляются к скорости перестройки частоты выходного сигнала синтезатора, то есть необходимо обеспечить высокую скорость перехода на другую частоту. Традиционные синтезаторы частоты, построенные на основе системы ФАПЧ, не обеспечивают этого требования. В связи с этим нами предложено в качестве таких генераторов применить цифровые синтезаторы частоты (Direct Digital Synthesis – DDS) [5]. Основные преимущества синтезаторов DDS заключаются в следующем. Диапазон перестройки такого синтезатора может быть непрерывным от долей Гц до десятков МГц, при этом точность установки частоты и шаг перестройки составляет сотые доли Гц, а скорость перестройки частоты измеряется наносекундами (и при этом нет разрыва фазы). Использование в качестве генератора цифрового синтезатора частоты дает возможность реализовать в полной мере преимущества частотно-фазовых дальномерных систем. Вме-

сте с тем, таким синтезаторам свойственны все недостатки цифровых устройств формирования и обработки сигналов: шум квантования, наложение спектров цифрового сигнала, ограниченная верхняя рабочая частота и прочее [5]. Указанные обстоятельства с учетом обеспечения высокой скорости перестройки частоты модуляции при заданной точности измерения расстояния (перемещения) приводят к появлению дополнительной динамической погрешности измерения.

В связи с вышеизложенным целью настоящей работы является исследование и оценка динамической погрешности частотно-фазовых дальномерных систем, возникающей при использовании в их структуре в качестве генератора модулирующего напряжения цифрового синтезатора частоты и в соответствии с этим разработка рекомендаций по выбору параметров указанных систем.

Для проведения исследований опишем принцип работы лазерной частотно-фазовой системы для измерения перемещений с применением преобразования Гильберта, обобщенная структурная схема которой представлена на рис. 1. На схеме приняты следующие условные обозначения: Об – объектив; КО – контролируемый диффузно-отражающий объект; ПЛИ – полупроводниковый лазерный излучатель; ФП – фотоприемник; ЦСЧ – цифровой синтезатор частоты; ЭФ – эллиптический трехзвенный фильтр; ПЗ – полупрозрачное зеркало; ФД – фазовый детектор; ФНЧ – фильтр нижних частот; АЦП – аналого-цифровой преобразователь напряжения; ОЗУ – оперативное запоминающее устройство; Инт – интерфейс; МК – микроконтроллер; ПК – персональный компьютер.

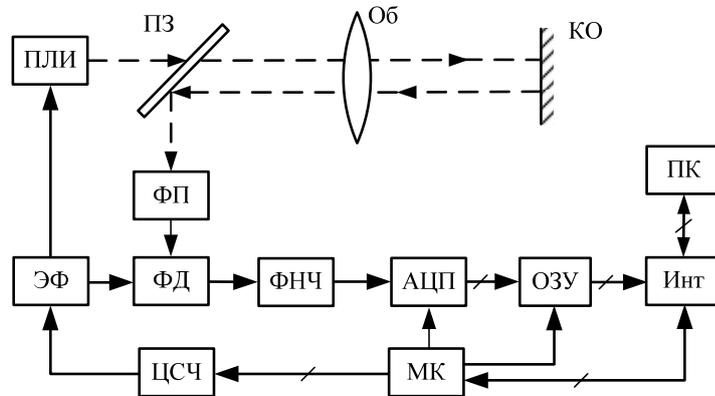


Рис. 1

Принцип работы такого измерителя расстояния и перемещений состоит в следующем. Модулированное по интенсивности световое излучение от ПЛИ через полупрозрачное зеркало ПЗ и объектив Об направляется на контролируемый объект КО. Отразившись от КО, световое излучение через Об направляется с помощью ПЗ на фотоприемник ФП.

Частота модуляции ПЛИ определяется выходным напряжением ЦСЧ, устанавливаемым цифровым кодом. Последний поступает на управляющие входы ЦСЧ из регистра памяти микроконтроллера МК, в который передается от компьютера ПК с

помощью интерфейса Инт. В реальном случае изменение частоты модуляции имеет ступенчатый характер. При этом текущее значение частоты модуляции  $f_x(j)$ , изменяющееся в диапазоне 22,5...90 МГц, можно представить в виде

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

где  $f_0$  – начальное значение частоты модуляции,  $f_0 = 22,5$  МГц;  $\Delta f$  – шаг дискретизации (перестройки) частоты модуляции;  $j$  – целое число,  $j = 1 \dots j_m$ . В свою очередь  $j_m = T_0 / \Delta t_0$ , где  $T_0$  – временной интервал, соответствующий длительности цикла изменения  $f_x(j)$ ;  $\Delta t_0$  – временной интервал дискретизации исследуемого сигнала, определяющий в частотно-фазовых системах время одного измерения расстояния при заданной точности. В свою очередь, выбор значения  $\Delta t_0$  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 устройстве, описанном в [4],  $j_m = 200$ .

Выходной электрический сигнал ФП подается на вход фазового детектора ФД. На второй вход ФД через ЭФ подается выходное напряжение ЦСЧ, используемое как опорный сигнал. Применение в рассматриваемой схеме ЭФ, полоса пропускания которого составляет 100 МГц, приводит к сглаживанию ступеней выходного сигнала ЦСЧ, формируемого цифровым способом [8]. Кроме того, отличительной особенностью такого фильтра является очень крутой спад амплитудно-частотной характеристики, поэтому с его помощью можно достигать более эффективного разделения частот, чем с помощью других линейных фильтров. К выходу ФД подключен фильтр нижних частот ФНЧ, выделяющий низкочастотную составляющую выходного сигнала ФД. Фазовый сдвиг измерительного и опорного сигналов каждой выборки определяется при их ортогональной обработке с помощью опор-

ных напряжений, формируемых в ФД. Квадратурные составляющие исследуемого сигнала оцениваются путем преобразования постоянных напряжений на выходе ФНЧ в цифровой эквивалент, осуществляемого с помощью АЦП, и запоминания данных в ОЗУ. Затем полученные данные пересылаются через интерфейс Инт в персональный компьютер ПК, с помощью которого производится вычисление кумулятивного фазового сдвига и предварительно определяется частота сформированного исследуемого сигнала [4]. После этого по алгоритмам, приведенным в [3, 4], уточняется частота выходного сигнала рассматриваемого устройства и по ее значению оценивается расстояние  $L$ .

В соответствии с поставленной целью исследований оценим динамическую погрешность частотно-фазовой дальномерной системы, возникающую при использовании в качестве генератора сигнала цифрового синтезатора частоты AD9851. Выходной сигнал синтезатора имеет форму ступенчато аппроксимированной косинусоиды. В первом приближении сигнал на выходе синтезатора  $U_c$  в соответствии с принципом его работы можно представить в виде [8]

$$U_c(i) = U_m \cos 2\pi \frac{f_x}{f_{\max}} i, \quad (2)$$

где  $U_m$  – амплитуда выходного сигнала синтезатора;  $f_{\max}$  – тактовая частота синтезатора;  $i$  – целое число от 1 до  $\infty$ , соответствующее количеству отсчетов, синхронизируемых частотой  $f_{\max}$ .

Необходимо отметить, что в спектре выходного сигнала синтезатора кроме первой, присутствуют и другие, более высокие гармоники сигнала, а также комбинационные составляющие тактовой частоты и гармоник сигнала. Поэтому для устранения влияния на результат измерения "паразитных" составляющих сигнала используется ФНЧ, включенный на выходе ФД. В нашем случае используется трехзвенный фильтр, постоянная времени которого выбирается исходя из заданного времени измерения.

В аналоговом виде выходная величина ПЛИ может быть представлена в виде

$$u_x(t) = U \cos(\omega_x t + \varphi_0), \quad (3)$$

где  $U$  – амплитуда исследуемого сигнала;  $\omega_x$  – угловая частота исследуемого сигнала,  $\omega_x = 2\pi f_x$ ;  $\varphi_0$  – начальный фазовый сдвиг. Для простоты рассуждений принимаем  $U=1$  и  $\varphi_0=0$ .

Фазовый сдвиг определяется с помощью преобразования Гилберта [2]

$$\varphi(t) = \text{arctg} \frac{U_1(t)}{U_2(t)}, \quad (4)$$

где  $U_1(t)$ ,  $U_2(t)$  – квадратурные составляющие сигнала  $u_x(t)$ .

В свою очередь

$$U_1(t) = \int_0^T U_x U_{on1} dt, \quad U_2(t) = \int_0^T U_x U_{on2} dt, \quad (5)$$

где  $T$  – время наблюдения сигнала;  $U_{on1}$  и  $U_{on2}$  – опорные напряжения.

Опорные напряжения  $U_{on1}$  и  $U_{on2}$ , используемые для ортогональной обработки,

$$U_{on1}(t) = \sin \omega t, \quad U_{on2}(t) = \cos \omega t, \quad (6)$$

где  $\omega$  – угловая частота ортогональных сигналов. Считаем, что  $\omega = \omega_x$ .

Динамическую погрешность в оценке фазового сдвига  $\Delta\varphi$ , возникающую при дискретном способе формирования напряжения частоты модуляции, без учета влияния шумов можно представить выражением

$$\Delta\varphi = |\varphi_1 - \varphi_2|, \quad (7)$$

где  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  – фазы, определяемые по формуле (4), для идеального синусоидального сигнала и для сигнала с выхода ЦСЧ соответственно. На рис. 2, а и рис. 3, а показаны идеальные синусоидальные сигналы с частотами 24 МГц и 30 МГц соответственно, а на рис. 2, б и рис. 3, б – сигналы на выходе ЦСЧ при  $f_x = 24$  МГц и  $f_x = 30$  МГц. С учетом представленных выражений (4)–(6) проиллюстрируем зависимость погрешности (7) от соотношения периода напряжения тактовой частоты и периода исследуемого сигнала, то есть от соотношения  $\theta = f_{\max} / f_x$ . Тогда, при условии, что начальный фазовый сдвиг  $\varphi_0 = 0$ , выражения (5) принимают вид

$$U_1(t) = U \int_0^T \cos \omega t \sin \omega t dt, \quad U_2(t) = U \int_0^T \cos \omega t \cos \omega t dt. \quad (8,9)$$

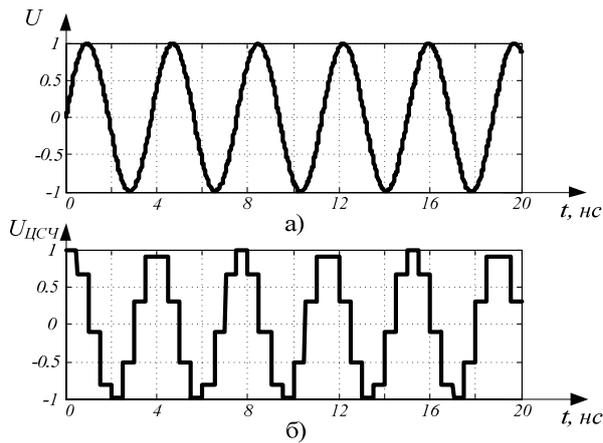


Рис. 2

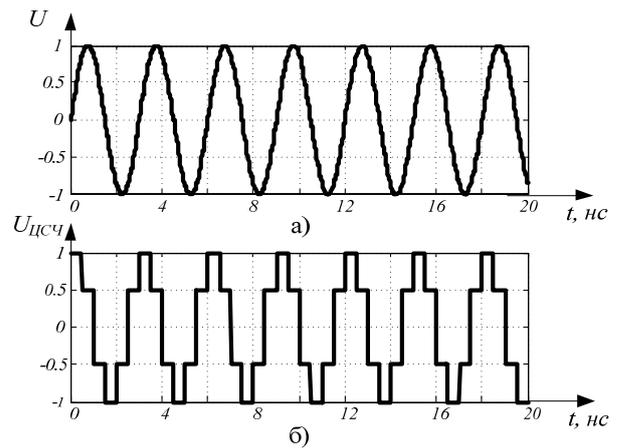


Рис. 3

При кратном значении  $\theta$ , если время наблюдения  $T$  равно периоду исследуемого сигнала, то есть при  $T = 2\pi$ , в соответствии с (8) и (9)  $U_1 = 0$ , а  $U_2 = \pi$ . Тогда, исходя из (4),  $\varphi_2 = 0$  и  $\Delta\varphi = 0$ . При некратном значении  $\theta$  время наблюдения  $T = 2\pi + \delta$ , где появление  $\delta$  обусловлено структурой выходного сигнала ЦСЧ (2), формируемого дискретным способом. Если  $\delta = \pi/2$ , что соответствует максимальному значению  $f_x$ , то  $U_1 = 0,5$ , а  $U_2 = 1,5\pi$ . Отсюда на основании (4) и (7)  $\Delta\varphi \approx 0,106$  рад. В этом случае погрешность измерения расстояния за один период определяется как  $\Delta L = L_x \Delta\varphi / 2\pi$ , где  $L_x$  – измеряемое расстояние,  $L_x = 4000$  мм [4]. Подставив полученные значения, имеем  $\Delta L \approx 67,5$  мм. При увеличении времени наблюдения сигнала эта погрешность может быть уменьшена. Так, например, при времени наблюдения  $T = 200 \cdot 2\pi + \pi/2$  погрешность уменьшается примерно в 200 раз.

Путем моделирования на компьютере в стандартном программном пакете были оценены динамические погрешности при разных значениях времени наблюдения  $T$  и частоты модуляции  $f_x$  с учетом алгоритма функционирования частотно-фазовой дальномерной системы. При моделировании использовались параметры синтезатора частоты DDS типа AD9851 фирмы Analog Devices, у которого  $f_{\text{макт.}} = 180$  МГц [9]. При этом модели сигналов (3) и (6) при использовании ЦСЧ в качестве источника модуляционного сигнала были представлены в следующем виде:

$$U_x(i) = \cos 2 \frac{\pi f_x}{f_{\text{макт.}}} i; \quad U_{on1}(i) = \sin 2 \frac{\pi f_x}{f_{\text{макт.}}} i; \quad U_{on2}(i) = \cos 2 \frac{\pi f_x}{f_{\text{макт.}}} i. \quad (10)$$

В свою очередь в выражениях (10)  $i = T/f_\delta$ , где  $f_\delta$  – частота дискретизации, которая использовалась при моделировании и выбиралась равной  $f_{\text{макт.}}$ . Результаты проведенных исследований, полученные путем электронного моделирования, приведены в виде графиков на рисунках 4...6.

На рис. 4 показана зависимость динамической погрешности  $\Delta\varphi$  от числа отсчетов  $i$  на частотах 24 МГц (рис. 4, а) и 30 МГц (рис. 4, б). При  $i=2000$  на частоте  $f_x = 24$  МГц погрешность измерения

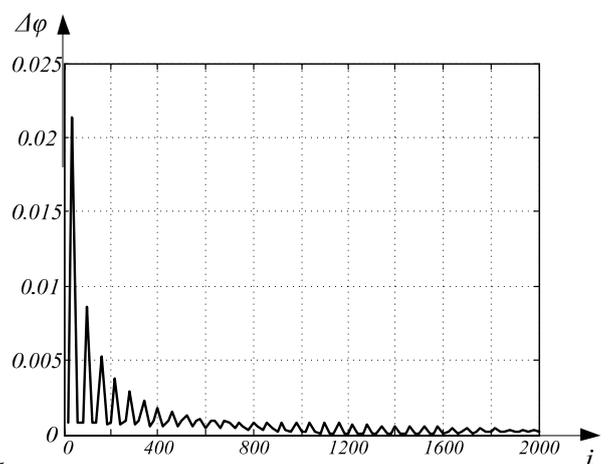
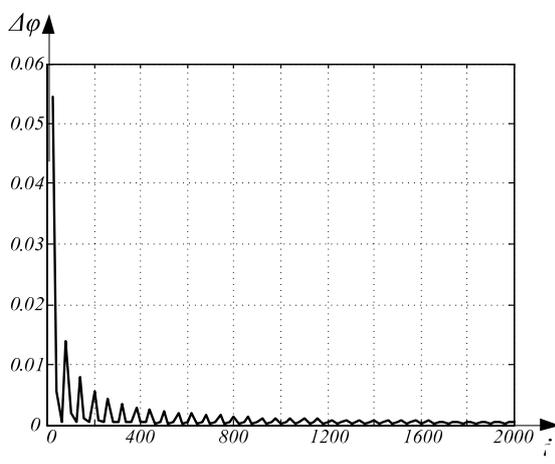


Рис. 4, а, б

расстояния составляет  $\Delta L = 0,16$  мм, а время наблюдения в этом случае  $T = i / f_{\text{макс.}} = 2000 / 180 \approx 11$  мкс.

На рис. 5, а показана зависимость динамической погрешности  $\Delta\varphi$  от значения частоты модуляции  $f_x$  при  $i = 200$ . В этом случае погрешность измерения в единицах длины  $\Delta L = 2,5$  мм при частотах модуляции до 80 МГц, время наблюдения  $T \approx 1,1$  мкс. Это иллюстрирует высокое потенциальное быстродействие рассматриваемых систем. При  $i = 2000$  (рис. 5, б) погрешность измерения  $\Delta L = 0,25$  мм за время наблюдения  $T \approx 11$  мкс.

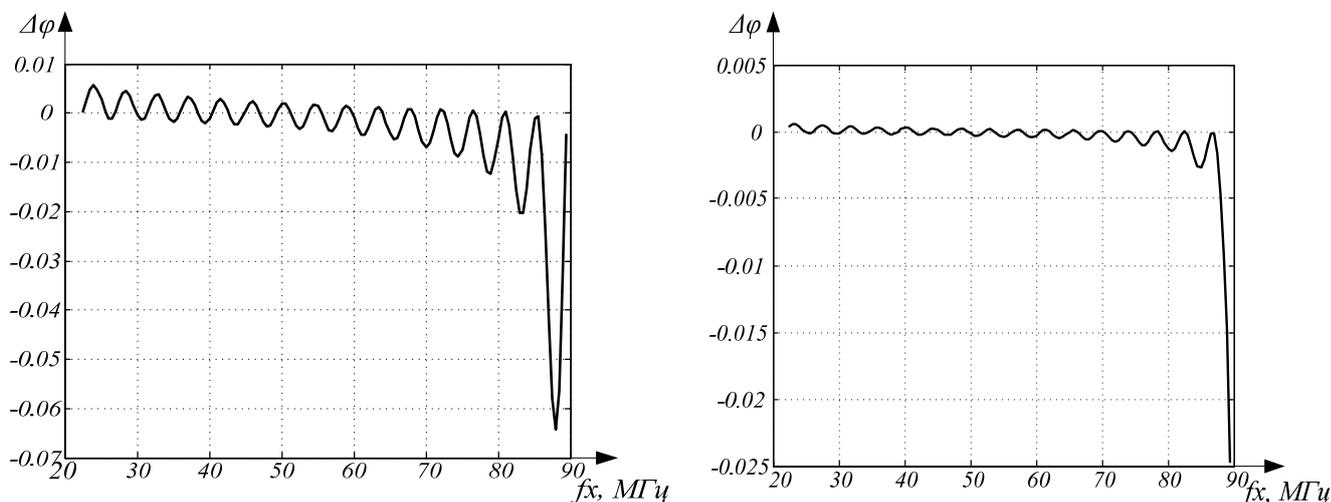


Рис. 5, а, б

На основании данных, полученных путем моделирования, также построена обобщенная зависимость динамической погрешности  $\Delta\varphi$  от значений числа отсчетов  $i$  и частоты модуляции  $f_x$  (рис. 6).

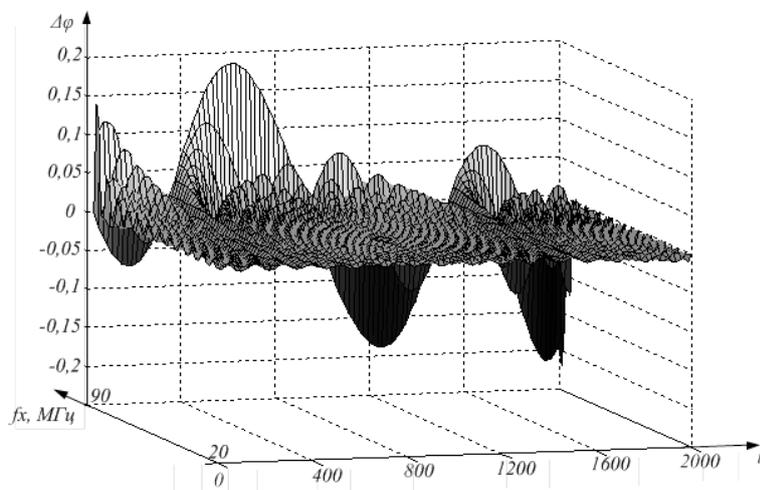


Рис. 6

**Выводы.** Путем электронного моделирования оценена динамическая погрешность измерения расстояния, возникающая в быстродействующих частотно-фазовых дальномерных системах при использовании в качестве генератора напряжения с перестраиваемой частотой модуляции цифрового синтезатора частоты. Результаты проведенных исследований предложенной системы позволяют в зависимости от допустимой погрешности измерения расстояния выбрать необходимые значения параметров системы (частоту дискретизации выходного напряжения ФНЧ, время измерения, диапазон частоты выходного сигнала, пропорциональной измеряемому расстоянию).

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. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для ВУЗов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1977. – 608 с.
3. 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 // Техн. електродинаміка. – 2009. – №3. – С. 50–54.
4. 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 // Техн. електродинаміка. – 2008. – № 6. – С. 65–70.
5. Макаренко В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза // Электронные компоненты и системы. – 2004. – №1. – С. 3–7.

6. Huang Y., Brennan P.V. FMCW based MIMO imaging radar for maritime navigation // Progress In Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 115. – Pp. 327–342.

7. Le Marshall M.W.D., Tirkel A.Z. MIMO radar array for termite detection and imaging // Progress In Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 28. – Pp. 75–94.

8. Manual AD9851 180 MHz Complete DDS synthesizer Reference Manual [Electronic resource] – Mode of access: <http://www.analog.com/ru/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/ad9851/products/product.html>. – Data of access: 11.03.12. – Title from the screen.

УДК 621.317

#### ДИНАМІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ЧАСТОТНО-ФАЗОВИХ ЛАЗЕРНИХ ДАЛЕКОПІРНИХ СИСТЕМ З ЦИФРОВИМИ СИНТЕЗАТОРАМИ ЧАСТОТИ

І.О.Брагинець<sup>1</sup>, канд.техн.наук, Є.О.Зайцев<sup>1</sup>, канд.техн.наук, В.І.Латенко<sup>2</sup>, канд.техн.наук, І.А.Орнатський<sup>2</sup>, канд.техн.наук, І.В.Логвиненко<sup>2</sup>

<sup>1</sup> – Інститут електродинаміки НАН України, пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна, e-mail: [kiabioboss@ied.org.ua](mailto:kiabioboss@ied.org.ua)

<sup>2</sup> – Український науково-дослідний гідрометеорологічний інститут УкрНДГМІ, пр. Науки, 37, Київ, 03028, Україна.

*Розглянуто одноканальну частотно-фазову систему, орієнтовану на використання в лазерних вимірювачах переміщень і параметрів вібрацій. Напряга лазерного випромінювача формується за допомогою цифрового синтезатора частоти, а інформативні параметри системи визначаються в результаті перемноження напруг досліджуваного сигналу і гетеродина з подальшою цифровою обробкою. Показано, що в розглянутих пристроях має місце динамічна похибка, обумовлена, в основному, співвідношенням тактової частоти синтезатора і частоти досліджуваного сигналу. Визначено величини цієї похибки при різному співвідношенні частот в залежності від часу вимірювання досліджуваного сигналу. Бібл. 8, рис. 6.*

**Ключові слова:** лазер, синтезатор частоти, частотна модуляція, відстань.

#### DYNAMIC PROPERTIES OF FREQUENCY-PHASE LASER RANGE FINDER SYSTEMS WITH DIGITAL FREQUENCY SYNTHESIZERS

I.O.Bragynets<sup>1</sup>, E.O.Zaitsev<sup>1</sup>, V.I.Latenko<sup>2</sup>, I.A.Ornatskyi<sup>2</sup>, I.V.Logvynenko<sup>2</sup>

<sup>1</sup> – Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine, pr. Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine,

e-mail: [kiabioboss@ied.org.ua](mailto:kiabioboss@ied.org.ua)

<sup>2</sup> – Ukrainian Research Hydrometeorological Institute UkrNIGMI, pr. Nauky, 37, Kyiv, 03028, Ukraine.

*The single-channel frequency-phase system, focused on the use in the laser measurer of displacement and vibration parameters is considered. Laser emitter voltage is generated using a digital frequency synthesizer, and informative parameters of the system are determined by multiplying the voltage of the investigated signal and heterodyne with subsequent digital processing. It is shown that these devices have the dynamic error which is determined, mainly, by the ratio of synthesizer and of frequency of the investigated signal. The value of this error with ratio to different frequencies, depending on the measuring time of the signal are determined. References 8, figures 6.*

**Key words:** laser, frequency synthesizer, frequency modulation, the distance.

1. Bragynets 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. – Pp. 56–59. (Rus)

2. Gonorovskii I.S. Radio circuits and signals: Textbook for High Schools. – It is a 3<sup>rd</sup> edition re-casted and added. – Moskva: Sovetskoe radio, 1977. – 608 p. (Rus)

3. 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. – Pp. 50–54. (Rus)

4. Zaitsev E.A., Kononenko A.G., Masiurenko Yu.A., Nizhenskii A.D., Latenko V.I., Ornatskii I.A. Special features of a phase-frequency method application in a laser ranging // Tekhnichna elektrodynamika. – 2008. – № 6. – Pp. 65–70. (Rus)

5. Makarenko V. Frequency synthesizer direct digital synthesis // Elektronnyye komponenty i sistemy. – 2004. – №1. – Pp. 3–7. (Rus)

6. Huang Y., Brennan P.V. FMCW based MIMO imaging radar for maritime navigation // Progress In Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 115. – Pp. 327–342.

7. Le Marshall M.W.D., Tirkel A.Z. MIMO radar array for termite detection and imaging // Progress In Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 28. – Pp. 75–94.

8. Manual AD9851 180 MHz Complete DDS synthesizer Reference Manual [Electronic resource] – Mode of access: <http://www.analog.com/ru/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/ad9851/products/product.html>. – Data of access: 11.03.12. – Title from the screen.

Надійшла 05.09.2012

Received 05.09.2012