

## ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ФАЗОВЫХ ЛАЗЕРНЫХ ДАЛЬНОМЕРНЫХ СИСТЕМ

**И.А.Брагинец**, канд.техн.наук, **Е.А.Зайцев**, канд.техн.наук, **А.Г.Кононенко**, канд.техн.наук,  
**Ю.А.Масюренко**, канд.техн.наук, **А.Д.Ниженский**, докт.техн.наук

**Институт электродинамики НАН Украины,**

**пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина. E-mail: [masjuriv@ied.org.ua](mailto:masjuriv@ied.org.ua)**

*Рассмотрен алгоритм измерения фазовых сдвигов в фазовых лазерных дальномерных системах, позволяющий без применения автоматической калибровки существенно уменьшить случайную погрешность измерения, обусловленную действием фликкер-шума. При этом влияние широкополосных помех уменьшается за счет усреднения многократных выборок значений синусоидальной и косинусоидальной составляющих сигнала, используемых для оценки фазового сдвига, пропорционального измеряемому расстоянию.*

*Предложенный алгоритм измерения предполагает введение на одном из этапов работы прибора в измерительный или опорный каналы фазоизмерительного устройства дополнительного фазового сдвига, значение которого зависит от измеряемого расстояния. Путем численного моделирования проведена оценка случайной погрешности измерения расстояния. Полученные при моделировании данные позволяют оптимальным образом выбрать параметры преобразовательных процессов в схеме фазового лазерного дальномера в зависимости от требуемых быстродействия и точности измерения расстояния. Библ. 10, табл. 2, рис. 2.*

**Ключевые слова:** лазер, фазовый сдвиг, помеха, синтезатор частоты, численное моделирование.

Расширение круга задач, решаемых с помощью фазовых лазерных дальномеров, выдвигает более высокие требования к их метрологическим характеристикам. В настоящее время одной из актуальных проблем в различных отраслях промышленности является диагностика технического состояния объектов, которая позволяет прогнозировать ресурсы работы оборудования и тем самым повысить его надежность, предотвратить аварийные ситуации. При этом одним из основных параметров контроля объектов является их линейное перемещение. Ранее была показана перспективность применения лазерных измерителей перемещений и вибраций, построенных на базе фазовых светодальномеров, для технической диагностики объектов энергетического машиностроения [1, 2]. Как правило, в этом случае для получения информации о перемещении объекта измеряется расстояние до его диффузно-отражающей поверхности. Поэтому на точность измерения перемещения оказывает влияние низкое значение отношения сигнал-шум на выходе фотоприемника отраженного светового сигнала.

Вопросам повышения точности фазовых лазерных измерителей расстояния до диффузно-отражающих объектов авторами уделено достаточно много внимания. В [6] описана предложенная система коррекции систематических погрешностей измерения расстояния с учетом использования алгоритма преобразования Гильберта для оценки фазовых сдвигов. Случайная погрешность измерения в фазовых измерителях перемещений возникает под действием широкополосных помех. Основными причинами ее являются белый шум и низкочастотный (фликкер) шум. Случайная погрешность, обусловленная действием белого шума, не коррелирована и поэтому может быть существенно уменьшена за счет усреднения результатов многократных измерений [8]. Фликкер-шум, спектральная плотность мощности которого в отличие от белого шума не постоянна и существенно растет с понижением частоты, ограничивает возможность повышения точности измерения фазовых сдвигов путем усреднения. Вместе с тем, среди различных видов диагностики особое место занимает вибродиагностика крупногабаритных объектов с низкочастотным спектром колебаний (0,5...10 Гц), например, гидрогенераторов ГЭС, строительных конструкций. В этом случае основным параметром виброконтроля объектов с низкочастотным спектром вибраций является виброперемещение. Поэтому на точность измерения вибраций могут существенно влиять низкочастотные шумы, возникающие в элементах фазоизмерительной аппаратуры и приводящие к кратковременной нестабильности параметров измерителя перемещений.

Для уменьшения влияния на результат измерения перемещений кратковременной нестабильности параметров измерительной схемы, обусловленной действием фликкер-шума, а также дрейфом нуля фазового детектора, в фазовых дальномерных системах предложено ввести режим автоматической калибровки, основанный на поочередном сравнении исследуемого и опорного световых потоков [5]. Как показали результаты экспериментальных исследований, частота коммутации оптических сигналов, выбираемая из условия допустимых фазовых флуктуаций, вызванных указанными выше при-

чинами, составляет 3...5 Гц. Однако введение режима автоматической калибровки значительно усложняет конструкцию прибора, а также снижает его функциональную надежность из-за применения электромеханических коммутирующих элементов.

Целью данной работы является исследование возможности уменьшения влияния низкочастотных шумов в фазовых лазерных дальномерах без использования оптической автокалибровки. Это может быть достигнуто за счет применения алгоритма измерения, при реализации которого в измерительный или опорный каналы фазоизмерительного устройства на одном из этапов работы прибора вводится дополнительный фазовый сдвиг. Рассмотрим более подробно этот алгоритм.

В одной из последних разработок авторов [3] в качестве генератора напряжения частоты модуляции оптического излучения в фазовых лазерных измерителях линейных перемещений и параметров вибраций использованы современные цифровые управляемые синтезаторы частоты, в которых предусмотрено одновременное формирование двух выходных сигналов с достаточно простой и точной установкой требуемого фазового сдвига между ними [10]. Обобщенная структурная схема такого измерителя показана на рис. 1. На схеме приняты следующие условные обозначения: ЦСЧ – цифровой синтезатор частоты; ПЛИ – полупроводниковый лазерный излучатель; Об – объектив; КО – контролируемый объект; З – зеркало; ФП – фотоприемник; ШУ1, ШУ2 – широкополосные усилители; ПУ – перемножающее устройство; ФНЧ – фильтр нижних частот; У – усилитель; АЦП – аналого-цифровой преобразователь напряжения; ПК – персональный компьютер; МК – микроконтроллер.

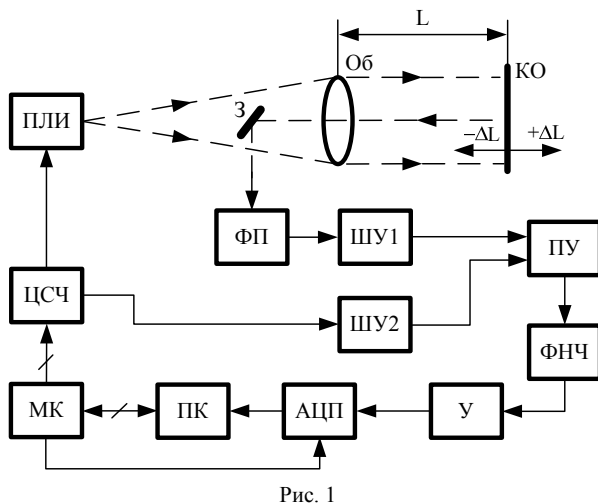


Рис. 1

В рассматриваемом устройстве модулированное по интенсивности оптическое излучение от ПЛИ через объектив Об направляется на контролируемый объект КО, расположенный на заданном расстоянии  $L$ . При этом напряжение частоты модуляции подается в ПЛИ с одного из выходов цифрового синтезатора частоты ЦСЧ. Отраженный от КО оптический сигнал с помощью зеркала З направляется на фотоприемник ФП, выходной электрический сигнал которого определяется выражением

$$u_1 = U_{1m} \sin(2\pi f_x + \varphi_x), \quad (1)$$

где  $U_{1m}$  – амплитуда напряжения;  $f_x$  – частота модуляции лазерного излучения;  $\varphi_x$  – фазовый сдвиг огибающей отраженного от КО и принятого фотоприемником ФП светового излучения относительно напряжения, поступающего на вход ПЛИ от цифрового синтезатора частоты ЦСЧ.

Напряжение (1) после усиления ШУ1 поступает на один из входов перемножающего устройства ПУ. На второй вход ПУ поочередно поступают гармонические напряжения, устанавливаемые с помощью МК на втором выходе ЦСЧ, частота которых также равна  $f_x$ ,

$$u_2' = U_{2m} \sin 2\pi f_x; \quad u_2'' = U_{2m} \sin(2\pi f_x + 90^\circ), \quad (2)$$

где  $U_{2m}$  – амплитуда напряжения.

Из выходного напряжения ПУ с помощью фильтра нижних частот ФНЧ выделяются постоянные составляющие сигнала

$$U_{\partial 1} = k_\partial k_{\text{ФНЧ}} U_{1m} U_{2m} \cos \varphi_x = U_m \cos \varphi_x; \quad U_{\partial 2} = k_\partial k_{\text{ФНЧ}} U_{1m} U_{2m} \sin \varphi_x = U_m \sin \varphi_x, \quad (3)$$

где  $k_\partial$  – коэффициент преобразования ПУ, 1/В;  $k_{\text{ФНЧ}}$  – коэффициент передачи ФНЧ;  $U_m = k_\partial k_{\text{ФНЧ}} U_{1m} U_{2m}$ .

Далее, по команде, поступающей от микроконтроллера МК на управляющий вход АЦП, каждое из напряжений (3) после предварительного усиления У с помощью АЦП преобразуется в цифровой код, численное значение которого передается в память ПК. Путем вычислительной обработки в ПК определяется значение фазового сдвига  $\varphi_x$ , пропорциональное измеряемому расстоянию,

$$\varphi_x = \arctg(U_{\partial 2} / U_{\partial 1}). \quad (4)$$

Фликкер-шум вызывает коррелированную случайную погрешность измерения, спектральная плотность которой  $S_{\varphi-u}(\omega)$  определяется формулой [9]

$$S_{\varphi-u}(\omega) = A / \omega^2, \quad (5)$$

где  $A$  – константа, определяющая энергетические характеристики фликкер-шума;  $\omega$  – угловая частота.

Как видно из выражения (5),  $S_{\phi-ш}(\omega)$  обратно пропорциональна частоте. Поэтому наибольшая интенсивность шумов в практике проведения измерений расстояния проявляется при достаточно низкой частоте флуктуационной составляющей (до 0,5... 1 Гц).

Значение  $A$  для оценки  $S_{\phi-ш}(\omega)$  можно определить на основании экспериментальных данных, полученных при разработке и исследовании фазоизмерительных устройств разновременного сравнения, в которых для уменьшения влияния фликкер-шума применяется автоматическая калибровка [5]. В этом случае при частоте коммутации сравниваемых сигналов  $f_{ком}=5$  Гц, времени измерения  $T_u = 2$  с и амплитуде исследуемого сигнала  $U_c = 1$  В среднее квадратическое значение случайной погрешности измерения фазового сдвига  $\sigma'_x$  составляет примерно 0,02°. Представим значение  $\sigma'_x$  в виде

$$\sigma'_x / 57^\circ (\text{рад}) = U_c^{-1} \sqrt{S_{\phi-ш}(\omega) \cdot \Delta\omega} = U_c^{-1} (2\pi f_{ком})^{-1} \cdot \sqrt{A \cdot 2\pi / T_u}, \quad (6)$$

где  $\Delta\omega$  – энергетическая полоса частот,  $\Delta\omega = 2\pi / T_u$ .

Тогда из (6) можно найти значение  $A$

$$A = (\sigma'_x)^2 U_c^2 2\pi f_{ком}^2 T_u \approx 4 \cdot 10^{-5} \text{ В}^2 \cdot \text{Гц}. \quad (7)$$

Низкочастотные шумы (фликкер-шум) оказывают существенное влияние на разрешающую способность фазоизмерительной аппаратуры. Необходимо отметить, что фликкер-шум представляет собой процесс с неинтегрируемым спектром мощности [7]. Поэтому спектрально-корреляционная теория для его анализа неприменима. Одной из возможностей расчета фликкер-шума является аппроксимация такого процесса сигналом на выходе фильтра нижних частот с относительно большой постоянной времени, на вход которого поступает белый шум [4]. В этом случае дисперсию случайного процесса на выходе фильтра можно представить выражением [4]

$$\sigma_\phi^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{ex}(\omega) \cdot |k(\omega)|^2 d\omega = 2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S_{ex}(\omega) \cdot |k(\omega)|^2 d\omega = 2 \int_0^{\infty} S_{ex}(f) \cdot |k(f)|^2 df, \quad (8)$$

где  $S_{ex}(\omega)$  – спектральная плотность мощности сигнала на входе фильтра;  $|k(\omega)|$  – модуль коэффициента передачи фильтра,  $|k(\omega)| = (1 + \omega^2 T_\phi^2)^{-1/2}$ , где  $T_\phi^2$  – постоянная времени фильтра [9].

Для упрощения расчета фликкер-шума предположим, что на вход фильтра нижних частот поступает белый шум со спектральной плотностью, равной спектральной плотности фликкер-шума, которая постоянна в пределах некоторой полосы частот  $\Delta\omega$ . Тогда в соответствии с (8) дисперсия фликкер-шума на частоте  $f_0$  равна

$$\sigma_{\phi-ш}^2 = \pi^{-1} S(\omega_0) \cdot \Delta\omega = 2 A f_0^{-2} \cdot \Delta f, \quad (9)$$

где  $\Delta f = 1/T_u$ . Если выбрать время измерения  $T_u = 1$  с, то тогда  $f_0 = 1$  Гц и  $\Delta f = 1$  Гц [9]. Отсюда, в соответствии с (9) и с учетом значения  $A$  из (7) среднее квадратическое значение случайной погрешности, обусловленной действием фликкер-шума, при амплитуде исследуемого сигнала  $U_m = 1$  В равно

$\sigma_{\phi-ш} = \sqrt{\sigma_{\phi-ш}^2} / U_m \approx 0,01$  рад. Значение этой погрешности в единицах длины при частоте модуляции интенсивности лазерного излучения  $f_m = 50$  МГц, составляет

$$\Delta L = \sigma_{\phi-ш} \lambda_s (2\pi)^{-1}, \quad (10)$$

где  $\lambda_s$  – эквивалентная длина волны модулирующего напряжения,  $\lambda_s = c/2 f_m$  ( $c=3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света), что соответствует измеряемому расстоянию в пределах одного фазового цикла  $L = 3000$  мм. Тогда при подстановке в (10) численных данных получим  $\Delta L \approx 4,7$  мм.

С учетом влияния фликкер-шума выражение (4) можно представить в виде

$$\varphi'_x = \arctg[(\sin \varphi_x + \sigma'_{\phi-ш})(\cos \varphi_x + \sigma''_{\phi-ш})^{-1}], \quad (11)$$

где  $\sigma'_{\phi-ш}$  и  $\sigma''_{\phi-ш}$  – среднее квадратические значения в относительных единицах случайной погрешности, обусловленной действием фликкер-шума при оценке синусоидальной и косинусоидальной составляющих выходного сигнала фильтра нижних частот. Учитывая медленный характер изменения низкочастотной флуктуационной составляющей фликкер-шума, при частоте выборок выходного сигнала ФНЧ в рассматриваемом дальномере равной 10 кГц, можно допустить равенство значений  $\sigma'_{\phi-ш}$  и  $\sigma''_{\phi-ш}$ .

Используя (11), вычислим степень влияния фликкер-шума на результат измерения фазовых сдвигов  $\varphi_x$  в пределах фазового цикла, равных, например,  $10^0, 45^0, 120^0, 135^0, 225^0, 240^0, 315^0, 320^0$ . При вычислении принимаем  $\sigma'_{\varphi-ш} = \sigma''_{\varphi-ш} = \sigma_{\varphi-ш} = 0,01$ . Данные вычислений приведены в табл. 1, где

**Таблица 1**

$\varphi_x$ , град	10	45	120	135	225	240	315	320
$\Delta\varphi$ , град	0,47	0	0,21	0	0	0,21	0	0,06
$\Delta L$ , мм	3,9	0	1,75	0	0	1,75	0	0,5

$\varphi_x$  – задаваемое значение фазового сдвига;

$\Delta\varphi$  – погрешность оценки фазового сдвига,

$\Delta\varphi = \varphi'_x - \varphi_x$ ;  $\Delta L$  – погрешность в едини-

цах длины, определяемая по формуле  $\Delta L = (\Delta\varphi / 57^0)(\lambda_g / 2\pi)$ .

Как следует из данных табл. 1, погрешность измерения, обусловленная влиянием фликкер-шума, при оценке фазовых сдвигов в соответствии с (11) уменьшается, а для значений  $45^0, 135^0, 225^0$  и  $315^0$  отсутствует. В этой связи для оценки расстояния или перемещения предлагается следующий алгоритм измерения фазовых сдвигов в рассмотренном выше устройстве.

На первом этапе работы прибора измеряется фазовый сдвиг  $\varphi_{x1}$ , пропорциональный измеряемому расстоянию, в соответствии с описанием, приведенным выше. Затем, в зависимости от значения  $\varphi_{x1}$ , в измерительный канал фазоизмерительного устройства вводится такой дополнительный фазовый сдвиг  $\varphi_{дон}$ , чтобы сумма  $(\varphi_{x1} + \varphi_{дон})$  была равна одному из значений фазовых углов  $45^0, 135^0, 225^0$  или  $315^0$ . Если  $\varphi_{x1} \geq 315^0$ , то  $\varphi_{дон}$  вводится в опорный канал с таким расчетом, чтобы  $(\varphi_{x1} - \varphi_{дон}) = 315^0$ . Ввод дополнительных фазовых сдвигов с необходимыми шагом и точностью осуществляется за счет изменения фазы выходных напряжений цифрового синтезатора частоты, назначение которых описано выше.

На втором этапе работы устройства измеряется фазовый сдвиг  $\varphi'_{x2} = (\varphi_{x1} + \varphi_{дон})$ , если  $\varphi_{дон}$  вводится в измерительный канал, и  $\varphi''_{x2} = (\varphi_{x1} - \varphi_{дон})$ , если  $\varphi_{дон}$  вводится в опорный канал. Для нахождения окончательного значения фазового сдвига, пропорционального измеряемому расстоянию (перемещению), из результата измерения  $\varphi'_{x2}$  вычитается значение  $\varphi_{дон}$ , а к  $\varphi''_{x2}$  прибавляется значение  $\varphi_{дон}$ .

Из выражения (11) следует, что, если значения  $\sin\varphi_x$  и  $\cos\varphi_x$  одинаковы, то влияние фликкер-шума на результат измерения фазового сдвига существенно уменьшается, поскольку к числителю и знаменателю прибавляются одинаковые числа  $\sigma_{\varphi-ш}$ . Предложенный алгоритм измерения при его реализации за счет введения дополнительных фазовых углов и возможностей цифровых синтезаторов частоты обеспечивает равенство значений  $\sin\varphi_x$  и  $\cos\varphi_x$  во всем диапазоне измеряемых фазовых сдвигов в пределах одного фазового цикла.

Оценим влияние широкополосных помех при измерении фазовых сдвигов по предложенному алгоритму. В процессе работы устройства на вход перемножающего устройства ПУ поступает сумма исследуемого сигнала и широкополосного шума. Так же, как и исследуемый сигнал, напряжение шума перемножается с опорным напряжением. В результате на выходе фильтра нижних частот ФНЧ, подключенного к выходу ПУ, помимо полезного сигнала выделяется постоянная составляющая, обусловленная действием широкополосной помехи. В разработанном ранее макете фазоизмерительного устройства для дальномерных систем при полосе пропускания  $\Delta f' = 3$  кГц отношение сигнал-шум  $\rho' \geq 100 \dots 500$ . Оно зависит от мощности лазера и отражающей поверхности контролируемого объекта. Полоса пропускания фазоизмерительного устройства в рассматриваемой схеме дальномера находится из условия  $\omega\tau_{ФНЧ} = 1$ , где  $\tau_{ФНЧ}$  – постоянная времени фильтра нижних частот. Если  $\tau_{ФНЧ} = 10$  мкс, то полоса пропускания  $\Delta f'' = 1/2\pi\tau_{ФНЧ} = 16$  кГц. Следовательно, отношение сигнал-шум в данном случае при  $\rho' = 250$  составляет  $\rho'' = \rho'(\Delta f' / \Delta f'')^{1/2} = 108$ .

Случайную погрешность, обусловленную действием широкополосных помех, можно уменьшить путем усреднения результатов многократных наблюдений. В данном случае при определении  $\varphi_x$  в соответствии с (4) можно производить  $N$  выборок значений  $U_{\delta 1}$  и  $U_{\delta 2}$ , а затем находить их среднеарифметические значения. Однако увеличение числа выборок ограничено конечным временем измерения расстояния (перемещения) для контроля состояния различных объектов. Так, например, при осуществлении 100 выборок значений  $U_{\delta 1}$  и  $U_{\delta 2}$  с временным интервалом между выборками, равным  $\Delta t_B = 100$  мкс, временной интервал усреднения составляет 10 мс, а при 10000 выборках – уже 1 с. Кроме того, при усреднении значений  $U_{\delta 1}$  и  $U_{\delta 2}$  получим разные значения случайных погрешно-

стей, поскольку выборки значений  $U_{o1}$  и  $U_{o2}$  производятся одновременно. Это подтверждает целесообразность оценки влияния широкополосных помех при реализации предложенного алгоритма определения фазовых сдвигов. Указанная оценка проведена с помощью компьютерного моделирования генератора широкополосного шума в стандартном программном пакете на базе последовательности псевдослучайных чисел с обеспечением заданных значений отношения сигнал-помеха  $\rho$ . На рис. 2 показаны диаграммы зависимости мгновенных значений шума от номера выборки.

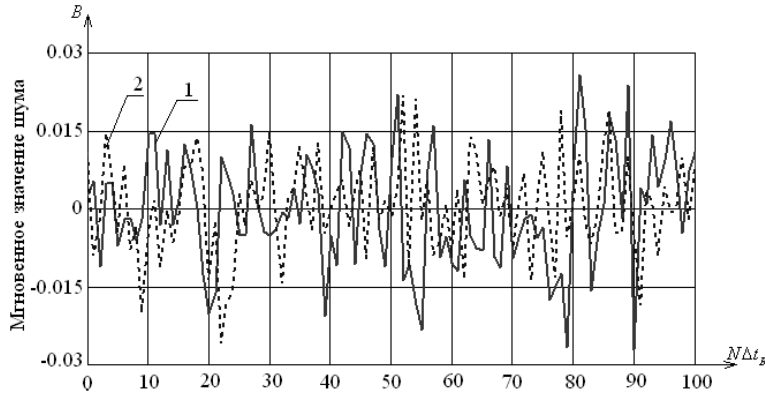


Рис. 2

С целью удобства представления на рис. 2 показаны две диаграммы (1 и 2) по 100 выборок каждая, сделанных на разных временных отрезках. Мгновенные значения выборок шума в относительных единицах определены при амплитуде полезного сигнала, равной 1 В.

Определение случайных погрешностей осуществляется путем численного моделирования в соответствии со следующим алгоритмом. Вначале проводится усреднение мгновенных значений шума  $x_i$  каждой из серий по  $N$  выборок по формуле среднего арифметического

$x_{cp} = N^{-1} \sum_{i=1}^N x_i$ . Затем находят значения  $x_1 = x_{cp1} + C$  и  $x_2 = x_{cp2} + C$ , где  $x_{cp1}$  и  $x_{cp2}$  – усредненные значения каждой из двух серий выборок шума;  $C = 0,707$  ( $\sin 45^\circ$  или  $\cos 45^\circ$ ) соответствует относительному значению полезного сигнала. Далее, по приведенной ниже формуле вычисляется значение фазового сдвига с учетом воздействия фликкер-шума:  $\varphi_x = \arctg \left[ (x_2 + \sigma_{\text{фи}})(x_1 + \sigma_{\text{фи}})^{-1} \right]$ .

Случайная погрешность, обусловленная влиянием помех, вычисляется в соответствии с выражением  $\Delta\varphi = \varphi_x - \varphi_0$ , где  $\varphi_0$  – истинное значение фазового сдвига в градусах (в данном случае  $\varphi_0 = 45^\circ$ ).

Для повышения достоверности оценки случайной погрешности проводим 10 вычислений значений  $\Delta\varphi$  и по результатам находим среднеквадратическое значение погрешности  $\Delta\varphi^\circ$  [8]. Данные вычислений случайной погрешности в градусах и единицах длины (в мм) при различных значениях числа выборок  $N$ ,  $\sigma_{\text{фи}}$  и  $\rho$  приведены в табл. 2.

Таблица 2

N	$\sigma_{\text{фи}}$	0,01		0,005		-0,01		-0,005	
	$\rho$	100	300	100	300	100	300	100	300
100	$\Delta\varphi^\circ$	0,055	0,016	0,05	0,02	0,056	0,016	0,046	0,018
	$\Delta L$	0,457	0,131	0,416	0,166	0,47	0,135	0,385	0,147
500	$\Delta\varphi^\circ$	0,02	0,00634	0,023	0,00843	0,021	0,00652	0,022	0,00872
	$\Delta L$	0,166	0,053	0,194	0,07	0,171	0,054	0,181	0,073
1000	$\Delta\varphi^\circ$	0,015	0,00834	0,015	0,0061	0,015	0,00624	0,017	0,0069
	$\Delta L$	0,123	0,07	0,125	0,051	0,128	0,052	0,145	0,058

Данные табл. 2 дают возможность оптимальным образом выбрать параметры преобразовательных процессов в схеме фазового лазерного дальномера в зависимости от требуемых быстродействия и точности измерения.

**Заключение.** Предложенный алгоритм измерения фазовых сдвигов в фазовых лазерных дальномерных системах позволяет без применения автоматической калибровки существенно уменьшить случайную погрешность измерения расстояния, обусловленную действием фликкер-шума. При этом влияние широкополосных помех уменьшается за счет усреднения многократных выборок значений синусоидальной и косинусоидальной составляющих сигнала, используемых для оценки фазового сдвига, пропорционального измеряемому расстоянию.

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

2. Брагинец И.А., Зайцев Е.А. Лазерные фазовые датчики вибраций и перемещений в диапазоне частот от 15 до 1000 Гц // Техн. электродинамика. Тем. вып. "Проблемы современной электротехники". – 2010. – Ч. 2. – С. 186–191.
3. Брагинец И.А., Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Фазовый лазерный измеритель параметров вибраций с расширенным частотным диапазоном // Технічна электродинаміка. – 2013. – № 1. – С. 82–86.
4. Денисенко В.В. Повышение точности путем многократных измерений // Современные технологии автоматизации. – 2010. – № 1. – Ч. 2. – С. 98–102.
5. 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 // Технічна электродинаміка. – 2009. – № 3. – С. 50–54.
6. Кононенко А.Г., Кромпляс Б.А., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Орнатский И.А., Сидорчук В.Е. Высокоточный фазовый лазерный измеритель расстояний до диффузно-отражающих поверхностей // Технічна электродинаміка. – 1999. – № 3. – С. 66–70.
7. Малахов А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах. – М.: Наука, 1968. – 660 с.
8. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. – К.: Вища школа, 1976. – 432 с.
9. Филиппский Ю.К. Случайные процессы в радиотехнических цепях. – К.: Вища школа, 1978. – 112 с.
10. AD9852 300 MHz Complete DDS synthesizer Reference Manual [Electronic resource]. – Mode of access: <http://www.analog.com/ru/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/ad9852/products/product.html> – Data of access: 01.12.11. – Title from the screen.

## ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ФАЗОВИХ ЛАЗЕРНИХ ДАЛЕКОМІРНИХ СИСТЕМ

**І.О.Брагинець, С.О.Зайцев, О.Г.Кононенко, Ю.О.Масюренко, А.Д.Ніженський**

**Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна,**

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

*Розглянуто алгоритм вимірювання фазових зсувів у фазових лазерних далекомірних системах, який дозволяє без застосування автоматичного калібрування істотно зменшити випадкову похибку вимірювання, яка обумовлена дією флікер-шуму. При цьому вплив широкопasmових завад зменшується за рахунок усереднення багаторазових вибірок значень синусоїдальної і косинусоїдальної складових сигналу, що використовуються для оцінки фазового зсуву, пропорційного вимірюваній відстані. Запропонований алгоритм вимірювання припускає введення на одному з етапів роботи приладу у вимірювальний або опорний канали фазовимірювального пристрою додаткового фазового зсуву, значення якого залежить від вимірюваної відстані. Шляхом чисельного моделювання проведено оцінку випадкової похибки вимірювання відстані. Отримані при моделюванні дані дозволяють оптимальним чином вибрати параметри перетворювальних процесів у схемі фазового лазерного далекоміра в залежності від необхідних швидкодії і точності вимірювання відстані. Бібл. 10, рис. 2, табл. 2.*

**Ключові слова:** лазер, фазовий зсув, завада, синтезатор частоти, чисельне моделювання.

## INCREASING THE NOISE IMMUNITY OF THE PHASE LASER RANGING SYSTEMS

**I.O.Bragynets, E.O.Zaitsev, O.G.Kononenko, Yu.O.Masjurenko, A.D.Nizhenskyi**

**Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,**

**pr. Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine,**

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

*The study tested an algorithm for measuring the phase shifts in the phase laser rangefinder systems, allowing to reduce significantly random measurement error caused by influence of flicker noise without automatic calibration. In this case the influence of broadband noise is reduced by averaging multiple samples of values a sine and cosine signal components used to estimate the phase shift that is proportional to the measured distance. The proposed measurement algorithm makes possible the introduction of one of the stages of the instrument in measuring and reference channels of phase measuring device additional phase shift, the value of which depends on the measured distance. Investigators evaluated the random error of measurement distance by numerical simulations. Data obtained in the process of simulation allow to choose the parameters of conversion processes in the phase diagram of the laser range finder, depending on the required speed and accuracy of the distance measurement. References 10, table 2, figure 2.*

**Key words:** laser, phase shift, the interference, frequency synthesizer, the numerical simulation.

1. Bragynets I.A., Kononenko A.G., Masjurenko Yu.A., Nizhenskyi A.D. Laser meter of low frequency vibrations //Tekhnichna Elektrodynamika. – 2006. – № 5. – Pp. 74–76. (Rus)
2. Bragynets I.A., Zaitsev E.A. Laser phase sensors of vibration and displacement in the frequency range from 15 to 1000 Hz // Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyi vypusk "Problemy suchasnoi elektrotekhniki". – 2010. – Vol. 2. – Pp. 186–191. (Rus)
3. Bragynets I.A., Zaitsev E.A., Kononenko A.G., Masjurenko Yu.A., Nizhenskyi A.D. The Phase Laser Measurer of Vibration Parameters with an Extended Frequency Range// Tekhnichna Elektrodynamika. – 2013. – № 1. – Pp. 82–86. (Rus)
4. Denisenko V.V. Increasing the accuracy by repeated measurements // Sovremennye tekhnologii avtomatizatsii. – 2010. – № 1. – Vol. 2. – Pp. 98–102. (Rus)
5. Zaitsev E.A., Kononenko A.G., Masjurenko Yu.A., Nizhenskyi A.D., Latenko V.I., Ornatskyi I.A. Specific errors of phase-frequency laser distance meters // Tekhnichna Elektrodynamika. – 2009. – № 3. – Pp. 50–54. (Rus)
6. Kononenko A.G., Kromplias B.A., Masjurenko Yu.A., Nizhenskyi A.D., Ornatskyi I.A., Sidorchuk V.E. High-precision phase laser distance meter to the diffusely reflecting surfaces // Tekhnichna Elektrodynamika. – 1999. – № 3. – Pp. 66–70. (Rus)
7. Malakhov A.N. Fluctuations in self-oscillatory systems. – Moskva: Nauka, 1968. – 660 p. (Rus)
8. Ornatskyi P.P. Theoretical foundations of information and measurement technique. – Kyiv: Vyscha shkola, 1976. – 432 p. (Rus)
9. Filipivskyi Yu.K. Random processes in radio circuits. – Kyiv: Vyscha shkola, 1978. – 112 p. (Rus)
10. AD9852 300 MHz Complete DDS synthesizer Reference Manual [Electronic resource]. – Mode of access: <http://www.analog.com/ru/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/ad9852/products/product.html> – Data of access: 01.12.11. – Title from the screen.

Надійшла 13.05.2013