

УДК 621.317

**УМЕНЬШЕНИЕ ВЛИЯНИЯ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПОМЕХ В ЛАЗЕРНЫХ  
ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫХ ДАЛЬНОМЕРНЫХ СИСТЕМАХ**

**И.А.Брагинец**, канд.техн.наук

**Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.**

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

*Рассмотрена возможность уменьшения влияния низкочастотных помех в частотно-фазовых лазерных дальномерах, которые приводят к кратковременной нестабильности параметров преобразовательных звеньев прибора. Это достигается за счет применения фильтрации выходного сигнала частотно-фазовой системы, основная частота которого пропорциональна измеряемому расстоянию. Проведено электронное моделирование преобразовательных процессов в такой системе, для чего получены модели выходного сигнала в их аналоговом и дискретном представлении. Результаты проведенного моделирования позволяют выбрать оптимальные параметры используемого фильтра верхних частот в зависимости от допустимого значения погрешности, возникающей из-за переходных процессов в нем. Также путем численного моделирования проведена оценка случайной погрешности предлагаемого устройства, обусловленной влиянием широкополосных помех. Приведены результаты моделирования в виде зависимости случайной погрешности от соотношения сигнал/шум при выбранном значении постоянной времени фильтра. Библ. 7, табл. 2, рис. 1.*

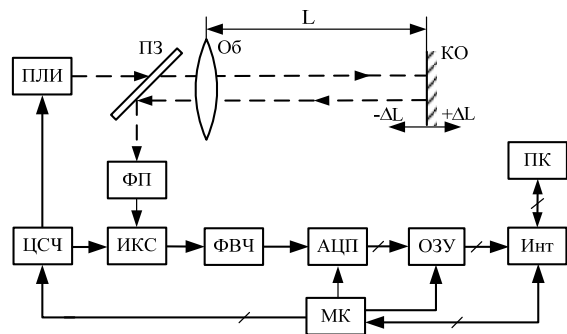
**Ключевые слова:** лазер, частотно-фазовая система, расстояние, фликкер-шум, фильтрация.

Значительный интерес к применению частотно-фазового метода измерения расстояний при построении лазерных дальномеров в большинстве случаев возникает из-за свойственных этому методу большого динамического диапазона и высокой разрешающей способности, что особенно актуально при малом времени доступа к объекту измерения. Как известно, необходимость в измерениях расстояний (перемещений) возникает в таких отраслях, 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 в морской навигации при определении движения ледников [7]. Как правило, при проведении указанных выше измерений информационный сигнал принимается фотоприемником дальномера от диффузно-отражающей поверхности контролируемых объектов. Поэтому на точность измерения перемещения оказывает влияние низкое значение отношения сигнал/шум на выходе фотоприемника отраженного светового сигнала, что приводит к возникновению случайной погрешности измерения из-за действия широкополосных помех. Основными факторами, вызывающими случайную погрешность, являются белый шум и низкочастотный шум (фликкер). Случайная погрешность, обусловленная действием белого шума, не коррелирована и поэтому может быть существенно уменьшена за счет усреднения результатов многократных измерений. Фликкер-шум, спектральная плотность мощности которого, в отличие от белого шума, не постоянна и существенно растет с понижением частоты, ограничивает возможность повышения точности измерения путем усреднения.

Целью данной работы является исследование возможности уменьшения влияния низкочастотных помех в частотно-фазовых лазерных дальномерах, которые приводят к кратковременной нестабильности параметров преобразовательных звеньев прибора. Это может быть достигнуто за счет применения фильтрации выходного сигнала частотно-фазовой системы, основная частота которого пропорциональна измеряемому расстоянию. При этом необходимо выбрать параметры фильтра таким образом, чтобы динамическая погрешность измерения, возникающая вследствие переходных процессов в фильтре, была в пределах допустимой.

В частотно-фазовых лазерных дальномерных системах [2], в отличие от фазовых, значение частоты модуляции не является постоянным, а увеличивается дискретно в заданном диапазоне ее значений. При этом на каждой частоте модуляции оценивается фазовый сдвиг огибающих излучаемого и отраженного от контролируемого объекта световых потоков. По результатам оценки отдельных фазовых сдвигов определяется частота выходного сигнала системы, пропорциональная измеряемому расстоянию.

На рисунке показана обобщенная структурная схема одноканальной лазерной частотно-фазовой системы, предназначенной для измерения перемещений. На схеме приняты следующие условные обозначения: Об – объектив; КО – контролируемый диффузно-отражающий объект; ПЛИ – полупроводниковый лазерный излучатель; ФП – фотоприемник; ЦСЧ – цифровой синтезатор частоты; ПЗ – полупрозрачное зеркало; ИКС – измеритель квадратурных составляющих выходного сигнала фотоприемника; ФВЧ – фильтр верхних частот; АЦП – аналого-цифровой преобразователь напряжения; ОЗУ – оперативное запоминающее устройство; Инт – интерфейс; МК – микроконтроллер; ПК – персональный компьютер.



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 через регистр памяти микроконтроллера МК от

компьютера ПК с помощью интерфейса Инт. Частота модуляции ПЛИ увеличивается дискретно в диапазоне 25...100 МГц в соответствии с выражением

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

где  $f_m(i)$  – текущее значение частоты модуляции;  $f_0$  – начальное значение частоты модуляции;  $\Delta f$  – приращение частоты модуляции за один шаг дискретизации;  $i$  – целое число,  $i = 1...200$ .

На каждой частоте модуляции оценивается фазовый сдвиг огибающей отраженного от КО и принятого фотоприемником ФП светового излучения относительно напряжения, поступающего на вход ПЛИ от цифрового синтезатора частоты ЦСЧ

$$\varphi(i) = \arctg(A1(i)/A2(i)), \quad (2)$$

где  $A1(i)$  и  $A2(i)$  – квадратурные составляющие выходного сигнала ФП. Значения  $A1(i)$  и  $A2(i)$  определяются с помощью ИКС, в качестве которого может быть использован множитель с включенным на его выходе фильтром нижних частот для выделения постоянной составляющей. Опорные ортогональные напряжения, необходимые для работы ИКС, формируются поочередно на втором выходе ЦСЧ с помощью кода, поступающего от МК. Частота опорных напряжений изменяется синхронно с изменением частоты модуляции ПЛИ в соответствии с (1).

Для учета нестабильности характеристик дальномерной системы в рассмотренной выше схеме может быть использована оптическая калибровка прибора, как это показано в [2].

В соответствии с поставленной в работе целью для подавления низкочастотных помех на выходе ИКС включен фильтр верхних частот, частота среза которого обеспечивает необходимое затухание сигналов низкой частоты. Напряжения с выхода ФВЧ с помощью АЦП преобразуются в цифровую форму, запоминаются в ОЗУ и затем с помощью интерфейса Инт передаются в память ПК. Вычисление  $\varphi(i)$  осуществляется ПК по результатам измерений  $A1(i)$  и  $A2(i)$  в соответствии с (2). Как показано в [2], нормированная по амплитуде выходная величина рассматриваемой системы, работающей по описанному выше закону изменения частоты модуляции, определяется выражением  $u_{\text{вых}}^0 = \sin(\varphi(i))$ .

Частота сигнала  $u_{\text{вых}}^0$  зависит от значения измеряемого расстояния [2]. Например, при указанных в [2] численных данных параметров преобразования измеряемому расстоянию  $L_x = 4$  м соответствует два периода колебаний выходной величины за интервал наблюдения  $T_0$ , причем численное значение периода  $T$  этих колебаний соответствует 100 выборкам исследуемого сигнала. Таким образом, оценив частоту сигнала  $u_{\text{вых}}^0$ , что осуществляется в ПК посредством дискретного преобразования Фурье на основании данных  $\varphi(i)$  и подстройки частоты опорных напряжений [2], можно определить значение измеряемого расстояния.

Оценим влияние на результат измерения расстояния динамической погрешности, возникающей вследствие применения RC-фильтра верхних частот ФВЧ в структуре частотно-фазовой системы. Для этого проанализируем преобразовательные процессы в ФВЧ при подаче на его вход исследуемого сигнала.

двумого сигнала с нормированной амплитудой. Для начала этот сигнал представим в аналоговой форме  $u_x^0(t) = \sin \omega t$ , где  $\omega$  – угловая частота сигнала.

Коэффициент передачи однозвенного RC-фильтра верхних частот [5]

$$K(j\omega) = (1 + (j\omega RC)^{-1})^{-1}. \quad (3)$$

Введем переменную  $p = j\omega$  и запишем (3) в операторной форме  $K(p) = p\tau(1 + p\tau)^{-1}$ , где  $\tau$  – постоянная времени фильтра,  $\tau = RC$ . Исследуемый сигнал в операторной форме соответствует выражению [1]  $u_x^0(p) = \omega(p^2 + \omega^2)^{-1}$ . Выходной сигнал ФВЧ с нормированной амплитудой в операторной форме в этом случае имеет вид

$$u_{\text{вых}}^0(p) = K(p) \cdot u_x^0(p) = \frac{p\tau}{1 + p\tau} \cdot \frac{\omega}{p^2 + \omega^2}. \quad (4)$$

Разложив знаменатель (4) на простые дроби, получим

$$u_{\text{вых}}^0(p) = C_1 \frac{\omega}{p^2 + \omega^2} + C_2 \frac{p}{p^2 + \omega^2} + C_3 \frac{\tau}{1 + p\tau}, \quad (5)$$

где  $C_1 = \omega^2 \tau^2 (1 + \omega^2 \tau^2)^{-1}$ ;  $C_2 = \omega \tau (1 + \omega^2 \tau^2)^{-1}$ ;  $C_3 = -\omega \tau (1 + \omega^2 \tau^2)^{-1}$ .

В соответствии с [4] оригинал выражения (5) имеет вид

$$u_{\text{вых}}^0(t) = C_1 \sin \omega t + C_2 \cos \omega t + C_3 e^{-t/\tau}. \quad (6)$$

Фазовый сдвиг исследуемого сигнала (6) определяем как

$$\varphi = \arctg(u_{\text{вых}1}^0 / u_{\text{вых}2}^0), \quad (7)$$

где  $u_{\text{вых}1}^0$ ,  $u_{\text{вых}2}^0$  – квадратурные составляющие сигнала  $u_{\text{вых}}^0(t)$ , которые находятся с помощью преобразования Гильберта

$$u_{\text{вых}1}^0 = \int_0^t k \cdot u_{\text{вых}}^0(t) u_{\text{он}1}^0(t) dt; \quad u_{\text{вых}2}^0 = \int_0^t k \cdot u_{\text{вых}}^0(t) u_{\text{он}2}^0(t) dt, \quad (8)$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности, имеющий размерность В<sup>-1</sup>;  $u_{\text{он}1}^0(t)$ ,  $u_{\text{он}2}^0(t)$  – опорные напряжения нормированной амплитуды.

Опорные напряжения  $u_{\text{он}1}^0(t)$  и  $u_{\text{он}2}^0(t)$ , используемые для ортогональной обработки, равны

$$u_{\text{он}1}^0(t) = \sin \omega_{\text{он}} t; \quad u_{\text{он}2}^0(t) = \cos \omega_{\text{он}} t, \quad (9)$$

где  $\omega_{\text{он}}$  – угловая частота опорных сигналов. Считаем, что  $\omega_{\text{он}} = \omega$ .

Для практической оценки значения  $\varphi$  применяем метод численного моделирования с использованием компьютера. В этом случае выражения (6) и (9) представим в следующем виде:

$$u_{\text{вых}}^0(i) = C_1 \sin \omega i + C_2 \cos \omega i + C_3 e^{-i/\tau}; \quad u_{\text{он}1}^0(i) = \sin \omega_{\text{он}} i; \quad u_{\text{он}2}^0(i) = \cos \omega_{\text{он}} i; \quad i=1 \dots 200. \quad (10)$$

Тогда при определении квадратурных составляющих исследуемого сигнала (8) операция интегрирования может быть заменена операцией суммирования отдельных выборок, то есть действительные значения квадратурных составляющих могут быть заменены их дискретными оценками

$$u_{\text{вых}1}^0 = \sum_{i=1}^{200} u_{\text{вых}}^0(i) u_{\text{он}1}^0(i) \cdot \psi_i; \quad u_{\text{вых}2}^0 = \sum_{i=1}^{200} u_{\text{вых}}^0(i) u_{\text{он}2}^0(i) \cdot \psi_i, \quad (11)$$

где  $\psi_i$  – выделяющая функция, используемая для уменьшения влияния явлений Гиббса,  $\psi_i = \sin(\pi i / 200)^2$ .

Подставляя выражения (11) в (7), находим значение фазового сдвига  $\varphi$ .

Наличие экспоненциальной составляющей в (6) обуславливает появление дополнительной погрешности в результате измерения расстояния. Оценить эту погрешность можно путем определения фазовых сдвигов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  сигнала (6) на временных интервалах от 0 до  $T$  и от  $T$  до  $2T$  соответственно, где  $T$  – период исследуемого сигнала. Определение  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  осуществляется в дискретном виде по описанной выше методике. При этом значение  $\varphi_1$  оценивается на основании выборок исследуемого сигнала от 1 до 100 выборки, а  $\varphi_2$  – от 101 до 200 выборки. Вычислив значения  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ , находим разность  $\Delta\varphi_A = \varphi_1 - \varphi_2$ . В идеальном случае, если частоты исследуемого и опорного сигналов равны,

должны получить нулевую разность фаз ( $\Delta\varphi_A = 0$ ). Однако из-за присутствия в (6) затухающей экспоненты эта разность отлична от нуля, что и приводит к появлению дополнительной погрешности измерения. Последнюю можно оценить путем моделирования с учетом указанных выше численных параметров преобразования, причем значение  $\tau$  выбираем, исходя из необходимой частоты среза  $f_{cp}$  фильтра верхних частот. Так, например, если выбрать частоту среза  $f_{cp}=70$  Гц, что достаточно для подавления фликкер-шума, а также сетевой помехи частотой 50 Гц, то значение  $\tau$ , найденное из условия  $2\pi f_{cp} \cdot \tau=1$ , равно 2,27 мс.

На практике в частотно-фазовых дальномерных системах в соответствии с их принципом работы осуществляется дискретная обработка исследуемых сигналов. В этом случае при электронном моделировании преобразовательных процессов выходная величина ФВЧ с учетом метода Эйлера-Коши [3] находится из выражений

$$y_i = y12_i \cdot \tau \cdot e^{i/\tau}, \quad z_i = y_i, \quad y_{i+1} = y_i + 0,5y_{i+1} + z_i, \quad u_{вых}^0(i) = y_{i+1} \cdot e^{-(i+1)/\tau} \cdot \tau^{-1}, \quad (12)$$

где  $y12_i = (y1_i + y2_i)/2$ ;  $y1$  и  $y2$  – производные входной величины,  $y1_i = u_{i+1}^0 - u_i^0$ ,  $y2_i = u_i^0 - u_{i-1}^0$ ;  $i=1 \dots 200$ . Для повышения точности вычисления берем две разности – слева и справа от текущего значения, и в уравнения для записи выходной величины подставляем полусумму этих двух значений [6].

Как и в случае с аналоговым представлением выходного сигнала ФВЧ, в соответствии с (7), (9)...(11) определяются фазовые сдвиги  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  с помощью преобразования Гильберта выходного сигнала (12) на интервалах (1; 100) и (101; 200). Вычислив значения  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ , находим разность  $\Delta\varphi_D = \varphi_1 - \varphi_2$ .

В табл. 1 приведены результаты численного моделирования при оценке параметров фильтра в рассматриваемом устройстве в аналоговом и дискретном представлениях выходного сигнала ФВЧ. При этом оценивалась дополнительная погрешность измерения как в радианах, так и в единицах длины в зависимости от выбранной частоты среза  $f_{cp}$  и, соответственно, от постоянной времени фильтра  $\tau$ .

**Таблица 1**

$f_{cp}$ , Гц	$\tau$ , мс	Аналог. вариант		Дискретный вариант	
		$\Delta\varphi_A$ , рад	$\Delta L_A$ , мм	$\Delta\varphi_D$ , рад	$\Delta L_D$ , мм
106,1	1,5	$2,06 \cdot 10^{-3}$	1,31	$2,38 \cdot 10^{-3}$	1,52
80,4	1,98	$1,47 \cdot 10^{-3}$	0,94	$1,58 \cdot 10^{-3}$	1,01
70,74	2,25	$1,28 \cdot 10^{-3}$	0,815	$1,31 \cdot 10^{-3}$	0,834
68,6	2,32	$1,243 \cdot 10^{-3}$	0,792	$1,252 \cdot 10^{-3}$	0,797
64,3	2,48	$1,17 \cdot 10^{-3}$	0,75	$1,15 \cdot 10^{-3}$	0,73
58,62	2,72	$1,08 \cdot 10^{-3}$	0,69	$1,01 \cdot 10^{-3}$	0,64
53,05	3,0	$1,001 \cdot 10^{-3}$	0,64	$8,75 \cdot 10^{-4}$	0,56

Из данных, приведенных в табл. 1, видно, что при различных значениях параметров фильтра верхних частот ( $f_{cp}$  и  $\tau$ ), обеспечивающего подавление низкочастотных помех, значения  $\Delta\varphi_A$  и  $\Delta\varphi_D$  отличаются между собой не более, чем на 12%. В этом случае можно считать, что выбранная модель выходного сигнала фильтра при

дискретном преобразовании исследуемого сигнала адекватна аналоговому прототипу. Оптимальными параметрами фильтра будут такими, при которых разность значений  $\Delta\varphi_A$  и  $\Delta\varphi_D$  является минимальной.

Для оценки случайной погрешности предлагаемого устройства, обусловленной влиянием широкополосных помех, также используются методы численного моделирования. Результаты моделирования в виде зависимости случайной погрешности ( $\Delta\varphi_{\xi}$ ) от соотношения сигнал/шум ( $\rho$ ) при выбранной постоянной времени фильтра ( $\tau = 2,32$  мс) представлены в табл. 2.

**Таблица 2**

$\rho$	10	20	50	100	200
$\Delta\varphi_{\xi}$ , рад	0,0272	0,0125	$5,38 \cdot 10^{-3}$	$2,501 \cdot 10^{-3}$	$1,791 \cdot 10^{-3}$
$\Delta L_{\xi}$ , мм	17,3	7,9	3,4	1,6	1,1

**Заключение.** Использование фильтра верхних частот в структуре лазерной частотно-фазовой дальномерной системы позволяет уменьшить влияние низкочастотных помех на результат измерения. При этом возникает дополнительная погрешность измерения, значение которой зависит от выбранных параметров фильтра. В принципе, возникающую вследствие использования фильтра верхних частот дополнительную погрешность можно учесть в результате измерения в виде поправки. Случайная погрешность измерения в предлагаемом устройстве может быть уменьшена традиционным путем за счет усреднения результатов многократных измерений.

1. Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1962. – Ч.1: Линейные электрические цепи. – 280 с.
2. 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. электродинамика. – 2008. – № 6. – С. 65–70.
3. Краскевич В.Е., Зеленский К.Х., Гречко В.И. Численные методы в инженерных исследованиях. – К.: Вища школа, 1986. – 263 с.
4. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы (элементы теории, методы расчета и справочный материал). – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1982. – 504 с.
5. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. / Под ред. А.Г.Алексенко. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
6. Тихонов В.И., Миронов М.А. Марковские процессы. – М.: Сов. радио, 1977. – 488 с.
7. Huang Y., Brennan P.V. FMCW based MIMO imaging radar for maritime navigation // Progress In Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 115. – Pp. 327–342.

УДК 621.317

### ЗМЕНШЕННЯ ВПЛИВУ НИЗЬКОЧАСТОТНИХ ЗАВАД У ЛАЗЕРНИХ ЧАСТОТНО-ФАЗОВИХ ДАЛЕКОМІРНИХ СИСТЕМАХ

І.О.Брагинець

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

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

*Розглянуто можливість зменшення впливу низькочастотних завад у частотно-фазових лазерних далекомірах, які призводять до короткочасної нестабільності параметрів перетворювальних ланок приладу. Це досягається за рахунок застосування фільтрації вихідного сигналу частотно-фазової системи, частота якої пропорційна вимірювальній відстані. Проведено електронне моделювання перетворювальних процесів у такій системі, для чого отримано моделі вихідного сигналу в їх аналоговому і дискретному представленні. Результати проведеного моделювання дозволяють вибрати оптимальні параметри фільтра верхніх частот, що використовується в даному випадку, в залежності від допустимого значення похибки, яка виникає через перехідні процеси в ньому. Також шляхом чисельного моделювання проведено оцінку випадкової похибки запропонованого пристрою, зумовленої впливом широкосмужових завад. Наведено результати моделювання у вигляді залежності випадкової похибки від співвідношення сигнал/шум при обраному значенні постійної часу фільтра.*

Бібл. 7, табл. 2, рис. 1.

**Ключові слова:** лазер, частотно-фазова система, відстань, фліккер-шум, фільтрація.

### REDUCE THE EFFECT OF LOW-FREQUENCY NOISE IN THE LASER FREQUENCY-PHASE RANGEFINDER SYSTEM

I.O.Bragynets

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)

*The possibility of reducing the influence of low-frequency noise in the laser phase-frequency rangefinders, which leads to a short-term instability of converting links of the device has been reviewed. This is achieved through the use of filtering the output signal of the phase-frequency system, the frequency which is proportional to the measured distance. The electronic simulation of converting processes in such system was carried out for which the output signal models in analog and discrete form were received. The results of the simulation allow to choose optimal parameters for a high pass filter according to the allowable value of the error arising from the transition processes in it. By numerical simulations assessment of the random error of the device due to the influence of broadband noise has been carried out. The simulation results are presented as a function of the random error from the signal/noise ratio for the selected filter time constant. References 7, tables 2, figure 1.*

**Key words:** laser, phase-frequency system, distance, flicker noise, filtration.

1. Atabekov G.I. Theory of Electrical Engineering. – Moskva-Leningrad: Gosenergoizdat, 1962. – Part 1: The linear electrical circuits. – 280 p. (Rus)
2. Zaitsev E.A., Kononenko A.G., Masiurenko Yu.A., Nizhenskii A.D., Latenko V.I., Ornatkii I.A. Special features of a phase-frequency method application in a laser ranging // Tekhnichna elektrodynamika. – 2008. – № 6. – Pp. 65–70. (Rus)
3. Kraskevich V.E., Zelenskii K.Kh., Grechko V.I. Numerical methods in engineering studies. – Kiev: Vyshcha shkola, 1986. – 263 p. (Rus)
4. Makarov I.M., Menskii B.M. The linear automatic system (elements of the theory, methods of calculation and reference material). – It is a 2<sup>nd</sup> edition recasted and added. – Moskva: Mashinostroenie, 1982. – 504 p. (Rus)
5. Titse U., Schenk K. The semiconductor circuit design: Reference Guide. Translation from Germa / Edited by A.G. Aleksenko. – Moskva: Mir, 1982. – 512 p. (Rus)
6. Tikhonov V.I., Mironov M.A. The Markov processes. – Moskva: Sovetskoe radio, 1977. – 488 p. (Rus)
7. Huang Y., Brennan P.V. FMCW based MIMO imaging radar for maritime navigation // Progress in Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 115. – Pp. 327–342.

Надійшла 13.03.2013

Received 13.03.2013