

ФОРМИРОВАНИЕ КОРРЕКТИРОВОЧНЫХ ПОПРАВОК ДЛЯ ЛАЗЕРНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ РАССТОЯНИЙ

Введение

Одной из основных проблем обеспечения высокой точности лазерных измерителей расстояния является наличие существенных флуктуаций амплитуды и искажений формы принимаемых сигналов в условиях динамических изменений отражательных характеристик движущихся объектов с локально неоднородной поверхностью [1].

Существующие методы снижения ошибок измерения расстояния основаны на использовании временных дискриминаторов, не чувствительных к флуктуациям параметров отраженных сигналов [2]. Однако они эффективны лишь в линейной области изменения сигнала и в достаточно ограниченном динамическом диапазоне, что обуславливает необходимость применения средств автоматической регулировки усиления (АРУ). Кроме этого, в случае ограничения амплитуды сигнала в режиме насыщения усиления эти методы становятся непригодными [3].

Поэтому актуальной становится задача разработки новых эффективных методов и алгоритмов снижения или компенсации ошибок измерений в таких условиях.

Цель исследований – моделирование процесса формирования корректировочных поправок для компенсации в реальном времени ошибок лазерных измерений расстояния.

Структура процесса формирования поправок

В лазерных измерителях расстояния, в которых фиксация временного положения принятого сигнала осуществляется по переднему фронту, ошибки измерения определяются случайным сдвигом момента пересечения импульсом установленного порога. При этом величина сдвига, а следовательно и ошибка, зависит от текущего значения амплитуды принятого сигнала. В случае ограничения принятого сигнала по амплитуде в режиме насыщения усиления происходит его расширение, величина которого зависит от параметров усилителя и мощности сигнала и, соответственно, от расстояния до объекта. Это дает возможность построить функциональные зависимости ошибок измерений от амплитуды или от длительности сигнала в режиме насыщения усиления для формирования корректировочных поправок. При этом формирование поправок происходит в результате измерений текущих значений амплитуды принимаемых сигналов или их длительности в режиме ограничения амплитуды при насыщении усиления. Такой метод формирования поправок обеспечивает эффективную компенсацию ошибок измерений практически в неограниченном динамическом диапазоне, что устраняет необходимость применения средств АРУ.

Процесс формирования поправок представляет собой последовательные преобразования сигнала от момента его генерации до момента получения, оценки параметров и коррекции результатов измерения дальности с учетом влияния различных факторов. Каждая стадия таких преобразований определяется функциональными задачами, алгоритмом работы и характеристиками соответствующих элементов измерительного тракта. При этом каждый элемент осуществляет свои функции в рамках общего алгоритма работы измерительного устройства. Структура процесса формирования поправок представлена на рис. 1.

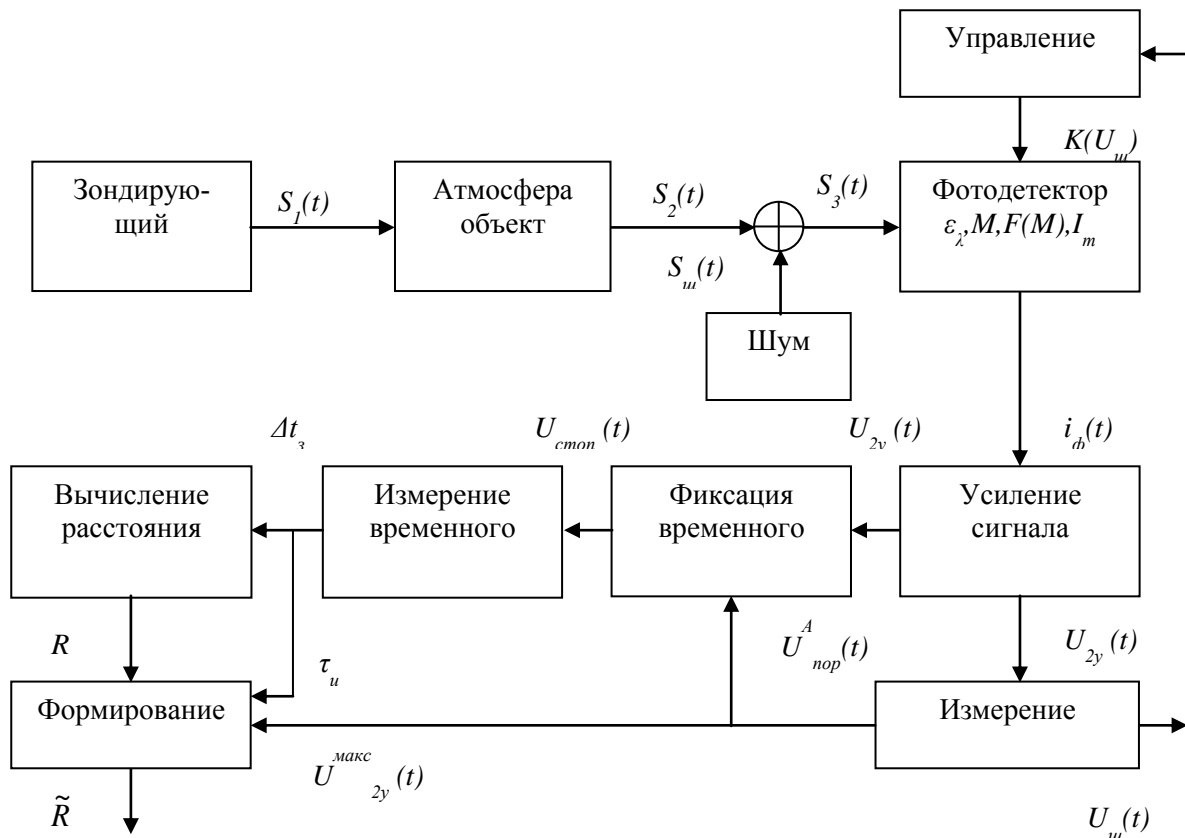


Рис.1. Структура процесса формирования поправок

Моделирование процесса формирования поправок

Функционирование лазерного измерителя расстояний начинается с формирования зондирующего сигнала. Его параметры определяются типом источника лазерного излучателя и режимами его работы. В компактных лазерных измерителях расстояния в качестве излучателей применяют лазерные диоды, в которых генерация оптических импульсов осуществляется с помощью скоростной модуляции тока. При этом форма лазерных импульсов определяются крутизной переднего и заднего фронтов импульсов тока накачки, которые связаны с быстрым действием разрядного контура. При малом времени нарастания фронтов лазерные импульсы хорошо описываются колоколообразной формой, а при относительно большом времени нарастания с достаточной точностью их форма может быть аппроксимирована Гауссовым распределением [4]. Для последнего случая модель лазерного зондирующего сигнала можно представить в следующем виде:

$$S_1(t) = P_0 \cdot \exp\left[-\frac{(t - m_t)^2}{2 \cdot \sigma_t^2}\right], \quad (1)$$

где $S_1(t)$ – мощность импульсного лазерного зондирующего сигнала; P_0 – пиковая мощность в импульсе зондирующего лазерного излучения; m_t – МОЖ случайной величины; σ_t – СКО случайной величины.

Далее лазерный сигнал распространяется к объекту через атмосферу, где происходит его ослабление и обусловленное турбулентностью искажение. Эффекты ослабления, связанные с рассеянием и поглощением лазерного излучения на молекулах и аэрозолях атмосферы, характеризуются коэффициентом прозрачности атмосферы и оцениваются известным соотношением:

$$Ta = \exp\left[-(\alpha_n + \alpha_p) \cdot R\right], \quad (2)$$

где α_n – коэффициент ослабления, обусловленный поглощением лазерного излучения в атмосфере; α_p – коэффициент ослабления, обусловленный рассеянием лазерного излучения в атмосфере; R – расстояние от лазерного измерителя до объекта.

Влияние турбулентности атмосферы приводит к расширению лазерного пучка вдоль трассы, флуктуациям интенсивности и фазы, изменениям направления распространения и угла прихода. При этом происходит снижение временной и пространственной когерентности излучения. При горизонтальном распространении плоских волн степень фазовой когерентности по сечению луча оценивают величиной r_0 , называемой радиусом когерентности [5]:

$$r_0 = (0.54 \cdot Cn^2 \cdot k^2 \cdot R)^{-3/5}, \quad (3)$$

где Cn^2 – структурная постоянная показателя преломления; k – волновое число.

Тогда добавку к расходимости лазерного излучения, приводящую к расширению пучка вследствие влияния турбулентной атмосферы, можно оценить выражением

$$\theta_a \approx \frac{\lambda}{r_0}, \quad (4)$$

Лазерные пучки испытывают флуктуации интенсивности при прохождении турбулентной атмосферы. Для локально изотропной и однородной турбулентности и слабых флуктуаций дисперсия логарифма интенсивности излучения оценивается следующим соотношением [5]:

$$\sigma_o^2 = 1,23 \cdot Cn^2 \cdot k^{7/6} \cdot R^{11/6}, \quad (5)$$

Флуктуации угла прихода излучения на входном объективе (D) приемного канала, вызванные турбулентностью атмосферы, оцениваются выражением [5]

$$(\Delta\bar{\beta})^2 = 1.46 \cdot D^{-1/3} \cdot Cn^2 \cdot R, \quad (6)$$

Такие флуктуации приводят к случайным линейным отклонениям оптических пучков в фокальной плоскости приемного объектива, которые можно оценить соотношением

$$\Delta x = f_{o\bar{o}} \cdot tg(\Delta\bar{\beta}), \quad (7)$$

где $f_{o\bar{o}}$ – фокусное расстояние приемного объектива.

Параметры сигнала, отраженного от объекта, определяются его динамическими и отражательными характеристиками. При движении (вращении) протяженного неоднородного объекта в область локализации лазерного пятна попадают участки поверхности с разными коэффициентами отражения $\Delta\rho$ и разными углами наклона $\Delta\alpha$. Это приводит к флуктуациям амплитуды, увеличению длительности и искажению формы принимаемых импульсов. Тогда с учетом диффузного характера отражения по закону Ламберта коэффициент отражения лазерных пучков объектом можно представить следующим выражением

$$\rho_{o\bar{o}} = (\rho + \Delta\rho) \cdot \cos(\alpha + \Delta\alpha), \quad (8)$$

Таким образом, прошедший слой турбулентной атмосферы и отразившийся от движущегося протяженного объекта сигнал можно представить в виде

$$S_2(t) = A_o \cdot K_a \cdot S_1(t - \Delta t_s), \quad (9)$$

где A_o – коэффициент, учитывающий ослабление лазерного сигнала при его распространении на измерительной трассе и отражении от объекта:

$$A_o = \frac{Pnp}{P_o} = \frac{T_{oc} \cdot D^2 \cdot (\rho + \Delta\rho) \cdot \cos(\alpha + \Delta\alpha)}{4 \cdot R^2} \cdot \exp[-2(\alpha_n + \alpha_p) \cdot R], \quad (10)$$

Ka – коэффициент, учитывающий флуктуации амплитуды сигнала, обусловленные влиянием турбулентной атмосферы:

$$Ka = \exp(-\sigma_o), \quad (11)$$

Δt_3 – временная задержка, обусловленная распространением импульса до объекта и обратно.

Далее отраженный от объекта оптический сигнал попадает на приемный объектив, который фокусирует его на чувствительную площадку фотодетектора. Задачей любого фотодетектора является преобразование оптического сигнала в электрический сигнал. При этом характер преобразования определяется его частотными и электрическими параметрами. В приемном канале наряду с полезным сигналом присутствуют шумы и помехи, обусловленные внешними и внутренними источниками. Тогда смесь полезного сигнала и аддитивного шума, пересчитанного к входу фотодетектора, можно представить в следующем виде:

$$S_3(t) = S_2(t) + S_{uu}(t), \quad (12)$$

В большинстве случаев шумы приемного канала полупроводникового лазерного дальномера описываются нормальным распределением [6]. В этом случае шумовой сигнал можно представить в виде:

$$S_{uu}(t) = P_{uu} \cdot n(t), \quad (13)$$

где P_{uu} – суммарная средняя мощность всех составляющих шума; $n(t)$ – нормальный белый шум с нулевым средним и единичной дисперсией.

В случае использования в качестве фотодетектора лавинного фотодиода (ЛФД) основными составляющими шумов являются: дробовый шум темнового тока, дробовый шум сигнала, дробовый шум фонового излучения, дробовый шум излучения обратного рассеяния и тепловой шум электронного тракта [7]. Тогда суммарную среднюю мощность всех составляющих шума приемного канала с учетом статистической независимости источников шума можно оценить следующим выражением:

$$P_{uu} = \frac{\sqrt{i_{uu}^2}}{\varepsilon_\lambda} = \frac{\sqrt{2e\Delta f \cdot M^2 F(M) \cdot (I_T + P_{np}\varepsilon_\lambda + P_\phi\varepsilon_\lambda + P_{обр}\varepsilon_\lambda) + \frac{4kT\Delta f}{R_H}}}{\varepsilon_\lambda}, \quad (14)$$

где i_{uu}^2 – дисперсия суммарного шумового тока; e – заряд электрона; Δf – полоса пропускания; M – коэффициент умножения ЛФД; $F(M)$ – шумовой фактор; I_T – темновой ток ЛФД; k – постоянная Больцмана; T – температура; R_H – сопротивление нагрузки; ε_λ – спектральная чувствительность ЛФД.

Мощность фонового излучения рассчитывается из соотношения [8]:

$$P_\phi = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} B(\lambda) \cdot \omega \cdot S_{np} \cdot T_{np} \cdot d\lambda, \quad (15)$$

где $B(\lambda)$ – яркость фонового излучения; ω – телесный угол поля зрения фото приемного устройства; S_{np} – площадь приемного объектива; T_{np} – коэффициент пропускания приемной оптической системы; $\lambda_1 \dots \lambda_2$ – спектральный диапазон оптического интерференционного фильтра.

Мощность рассеянного в обратном направлении излучения можно оценить из выражения [9]:

$$P_{обр} = P_o \cdot T_a^2 \cdot T_{oc} \cdot Y \cdot \frac{c \cdot \tau_u}{2} \cdot \beta(\lambda) \cdot \frac{S_{np}}{R^2}, \quad (16)$$

где Y – геометрический фактор; $\beta(\lambda)$ – объемный коэффициент обратного рассеяния.

При использовании ЛФД существует возможность адаптивного управления его усилением в зависимости от изменений внешних условий. Для этого производится измерение текущего уровня шума и осуществляется управление напряжением питания ЛФД на определенном временном интервале в отсутствии отраженных сигналов. Тогда величину фототока можно оценить следующим выражением:

$$i_{\phi}(t) = S_3(t) \cdot \varepsilon_{\lambda} \cdot M \cdot K(U_{i_{ш}}), \quad (17)$$

где $K(U_{i_{ш}})$ – коэффициент управления усилением, зависящий от амплитуды шумового напряжения:

$$K(U_{i_{ш}}) = \begin{cases} 1, & \text{если } U_{i_{ш}} < U_{2p} \\ K_i, & \text{если } U_{i_{ш}} \geq U_{2p} \end{cases}, \quad (18)$$

где $U_{i_{ш}}$ – текущее значение амплитуды шумового напряжения; U_{2p} – граничное значение шумового напряжения; $K_i < 1$ – коэффициент управления усилением.

Граничное значение шумового напряжения рассчитывается в соответствии с выражением:

$$U_{2p} = q(D, F) \cdot \sigma_{ш}, \quad (19)$$

где $q(D, F)$ – отношение сигнал/шум, определяемое заданными значениями вероятностей правильного обнаружения (D) и ложной тревоги (F); $\sigma_{ш}$ – СКО шума.

Смесь полезного сигнала и шума поступает в усилительный тракт, который обычно состоит из двух каскадов. В усилительном тракте осуществляется преобразование импульсов фототока в импульсы напряжения и их усиление. В этом случае выходной сигнал можно представить в виде

$$U_{2y}(t) = [i_{\phi}(t) \cdot z \cdot k_2] \otimes h_{12}(t), \quad (20)$$

где $U_{2y}(t)$ – амплитуда напряжения сигнала на выходе второго усилителя; z – импеданс первого усилителя; k_2 – коэффициент усиления второго усилителя; $h_{12}(t)$ – импульсная характеристика усилителя.

Усиленный сигнал поступает на временной дискриминатор для фиксации временного положения импульса. Результатом преобразования сигнала в этом устройстве является пороговое обнаружение полезного сигнала на фоне помех и шумов, а также формирование Стоп-импульса. При этом порог может быть как постоянным, так и адаптивным. Уровень постоянного порога выставляется из наихудших фоновых условий, а использование адаптивного порога позволяет повысить чувствительность фото приемного устройства в условиях умеренного и слабого фона. Тогда в случае, если амплитуда сигнала на выходе второго усилителя превышает уровень адаптивного порога:

$$U_{2y}(t) \geq U_{nop}^A(t), \quad (21)$$

то на выходе дискриминатора формируется Стоп-импульс, в противном случае выходное напряжение равно нулю:

$$U_{стоп}(t) = \begin{cases} U, & \text{если } U_{2y}(t) \geq U_{nop}^A(t) \\ 0, & \text{если } U_{2y}(t) < U_{nop}^A(t) \end{cases}, \quad (22)$$

При этом адаптивное пороговое напряжение оценивается выражением

$$U_{nop}^A(t) = [S_{ш}(t) \cdot \varepsilon_{\lambda} \cdot z \cdot k_2 \cdot q(D, F)] \otimes h_d(t). \quad (23)$$

Стоп-импульс поступает в ИВИ для остановки процесса измерения временного интервала, соответствующего времени прохождения сигнала до объекта и обратно. Начало отсчета синхронизируется с моментом генерации зондирующего сигнала. Современные измерители временных интервалов строятся на основе цифровых преобразователей времени, которые трансформируют временные интервалы в цифровые значения. Тогда оценка времени задержки осуществляется с помощью следующего выражения:

$$\Delta t_3 = T_0 \cdot n_k, \quad (24)$$

где T_0 – период тактовых импульсов; n_k – количество тактовых импульсов, соответствующее временной задержке отраженного сигнала.

На основе результатов оценки времени задержки в вычислительном устройстве производится расчет значений дальности до объекта. При расчете дальности необходимо также учитывать задержку сигнала в электрических цепях $\Delta t_{эл}$ и задержку, обусловленную статистическими флуктуациями параметров измерительного тракта $\Delta t_{фл}$. В этом случае оценка дальности производится в соответствие со следующим выражением:

$$R = \frac{c}{2} (\Delta t_3 - \Delta t_{эл} - \Delta t_{фл}), \quad (25)$$

При наличии флуктуаций параметров принимаемого сигнала такая оценка дальности будет осуществляться с значительными ошибками. В этом случае компенсация этих ошибок может быть реализована с помощью поправок, которые формируются на основе измерения текущих значений амплитуды или длительности ограниченных по амплитуде импульсов в режиме насыщения усиления. Для этого строятся функциональные зависимости ошибок от амплитуды и длительности импульса, которые можно аппроксимировать кусочно-линейными функциями. В этом случае на каждом линейном участке зависимости поправки для компенсации ошибок, обусловленных флуктуациями амплитуды импульса, можно оценить следующим выражением:

$$\Delta t_{амп} = \left[\frac{(\Delta t_2 - \Delta t_1)}{(U_2 - U_1)} \times (U_{2y}^{макс} - U_1) \right] + \Delta t_1, \quad (26)$$

где Δt_1 ; Δt_2 – граничные значения временной задержки для выбранного линейного участка зависимости; U_1 ; U_2 – значения амплитуды импульса, соответствующие граничным значениям выбранного линейного участка зависимости; $U_{2y}^{макс}$ – измеренная амплитуда импульса.

Для оценки поправок на каждом линейном участке зависимости при компенсации ошибок, обусловленных расширением импульсов в режиме насыщения усиления, было получено соотношение

$$\Delta t_u = \frac{(\Delta t_2 - \Delta t_1)}{(\tau_{u2} - \tau_{u1})} \times [T_0 (n_{кз} - n_{кп}) - \tau_{u1}] + \Delta t_1, \quad (27)$$

где τ_{u1} ; τ_{u2} – значения длительностей импульса, соответствующие граничным значениям выбранного линейного участка зависимости; T_0 – период тактовых импульсов измерителя временных интервалов; $n_{кз}$ – количество периодов тактовых импульсов при остановке измерителя задним фронтом; $n_{кп}$ – количество периодов тактовых импульсов при остановке измерителя передним фронтом.

Эти поправки оцениваются для фиксированного значения порогового напряжения. В случае использования адаптивного порога поправки оцениваются для всего диапазона изменений порогового напряжения.

Тогда с учетом поправок динамическую коррекцию измеренного значения дальности в условиях флуктуаций амплитуды импульса осуществляют в соответствие с выражением

$$\tilde{R} = R - \left(\frac{c}{2} \cdot \Delta t_{ам} \right), \quad (28)$$

В условиях насыщения усиления (ограничения амплитуды) скорректированное значение дальности оценивается соотношением

$$\tilde{R} = R - \left(\frac{c}{2} \cdot \Delta t_u \right), \quad (29)$$

Таким образом, предложенные методы динамической коррекции результатов измерений позволяют компенсировать ошибки измерений в условиях флуктуаций амплитуд и искажений формы ограниченных по амплитуде импульсов.

Результаты моделирования

Моделирование процесса формирования корректировочных поправок осуществлялось в пакете программ МАТЛАБ. Исходные данные модели соответствовали типичным параметрам полупроводниковых лазерных измерителей расстояния, характеристикам атмосферной трассы и объекта. Результаты построения зависимостей ошибок измерений от амплитуды и длительности импульсов для различных значений порогов (50 – 216,4 мВ) представлены на рис. 2 и 3 соответственно.

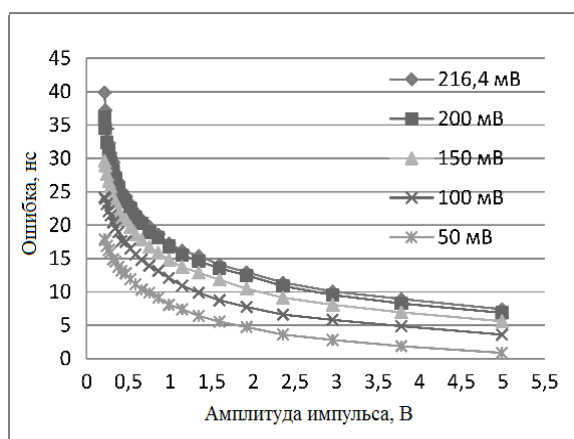


Рис. 2. Зависимость ошибок измерения от амплитуды сигнала

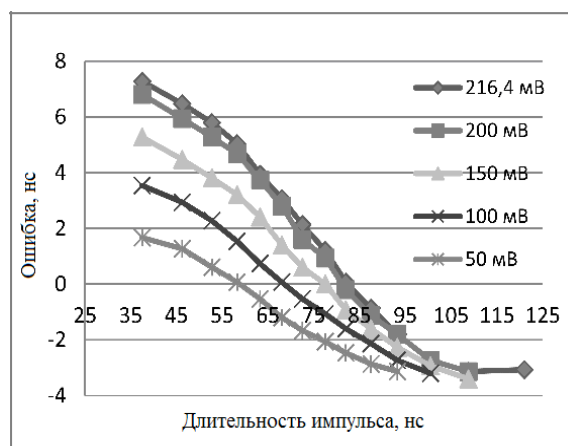


Рис. 3. Зависимость ошибок измерения длительности сигнала

Данные зависимости сохраняются в микропроцессоре и используются в качестве поправок для компенсации ошибок лазерного измерителя расстояний в условиях флуктуаций амплитуды сигнала и искажений формы в режиме насыщения усиления.

Выводы

Таким образом, полученные модели оценок поправок свидетельствуют о возможности компенсации в реальном времени ошибок измерений в условиях динамических изменений параметров принимаемых сигналов и шума. При этом каждое значение поправки оценивается путем измерения текущего значения амплитуды принятого импульса или длительности ограниченного по амплитуде импульса в режиме насыщения усиления.

Список литературы: 1. Ставров А.А. Импульсные лазерные дальнометры для оптико-локационных систем / А.А. Ставров, М.Г. Поздняков. – Минск : Доклады БГУИР. – 2003. – Т. 1, №2. – С. 59–65. 2. Kilpelä A. Timing discriminator for pulsed time-of-flight laser rangefinder measurement. / Kilpelä A., Ylitalo J., Määttä K., Kostamovaara J. // Review of Scientific Instruments, vol. 69, №5, 1998, pp. 1978-1984. 3. Вильнер В. Методы повышения точности импульсных лазерных дальнометров / В. Вильнер, А. Ларюшин, Е. Рудь // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. – №3. – С. 118–123. 4. Davidson F.M. Gaussian Approximation Versus Nearly Exact Performance Analysis of Optical Communication Systems

with PPM Signaling and APD Receivers / F.M. Davidson, S. Xiaoli // IEEE Transaction on Communications, 1998. – Vol. 36, №11. – pp. 1185–1192. 5. *Татарский В.И.* Теория флуктуационных явлений при распространении волн в турбулентной атмосфере / В.И. Татарский. – М. : АН СССР, 1967. – 548 с. 6. *Trishenkov M.A.* Detection of Low-Level Optical Signals. Photodetectors, Focal Plane Arrays and Systems / M.A. Trishenkov. – Kluwer Academic Publishers, 1997. – 458 p. 7. *Redus R.* Gain and noise in very high gain avalanche photodiodes: theory and experiment / R. Redus, R. Farrell // *SPIE*. – 1996. – Vol. 2859. – pp. 288–297. 8. *Малашин М.С.* Основы проектирования лазерных локационных систем / М.С. Малашин, Р.П. Каминский, Ю.Б. Борисов : учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов. – М. : Высш. шк., 1983. – 207 с. 9. *Межерис Р.* Лазерное дистанционное зондирование ; под ред. А.Б. Карасева ; пер. с англ. И.Г. Городецкого. – М. : Мир, 1987. – 550 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 17.02.2013