

УДК 621.398

Д. А. Бондаренко, В. Е. Карасик,
В. П. Семенов

МЕТОДЫ УВЕЛИЧЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ ЛАЗЕРНОЙ СКАНИРУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ТЕЛЕОРИЕНТАЦИИ

Предложено оценивать эффективность работы системы телеориентации количеством информации, которое определяется числом разрешимых пространственных положений объекта управления в информационном поле, выделяемых системой в единицу времени. На основе полученной модели системы телеориентации исследовано влияние энергетических факторов на пропускную способность канала управления. Предложен модифицированный алгоритм сканирования луча по строке с двумя измерениями положения объекта.

E-mail: bondar_art@mail.ru

Ключевые слова: телеориентация, канал управления, пропускная способность, лазерный сканатор, акустооптический дефлектор, информационное поле.

Под телеориентацией понимают способ дистанционного управления движущимся объектом, при котором управляемый объект автономно определяет свое пространственное положение на основе информационного поля, формируемого передающей частью системы управления. Анализу общих принципов построения дистанционных проводных и радиосистем управления посвящена работа [1]. Реализация принципа телеуправления и построение систем на его основе в оптическом диапазоне рассматривается в работе [2]. При классификации систем телеориентации, как правило, их делят на две большие группы: системы с модулирующими анализаторами, принцип действия которых основан на внесении потерь в световой поток по определенному закону, содержащему информативный параметр, и сканирующие системы телеориентации, в которых информация содержится в законе смещения пучка источника излучения без внесения дополнительных потерь. Детальное исследование систем телеориентации с модулирующими анализаторами при различных методах модуляции оптического потока проведено в работах [3, 4]. Хотя сканирующие системы представляются более перспективными, в литературе им уделено недостаточно внимания, что можно объяснить отсутствием быстродействующих отклоняющих систем и компактных лазерных излучателей

с высоким качеством пучка, пригодных для использования в сканирующих системах телеориентации, подразумевающих на современном этапе более широкую инвариантность к типу носителя и месту установки. Однако прогресс в исследованиях неаксиальных акустооптических дефлекторов и внедрение в приборы наведения высокоэффективных твердотельных лазеров с диодной накачкой (например, [5]), открывает новые перспективы для совершенствования сканирующих систем телеориентации и расширения области их использования.

Основными объектами анализа при рассмотрении систем телеориентации являются информационное поле (ИП) и эволюция его характеристик во времени с учетом свойств приемного канала, в том числе при движении управляемого объекта от начальной до конечной точки по заданной траектории управления. Совершенствование методики выбора рациональных параметров поля управления для указанных условий (алгоритма развертки пучка во времени, числа строк ИП, энергетических характеристик передающего и приемного каналов) по заданным внешним ограничениям является актуальной задачей.

Информационное поле сканирующей системы телеориентации представляет собой пространственно-временное распределение интенсивности излучения, модулированное определенными сообщениями, формируемыми передающей частью системы. Можно выделить две ключевые проблемы, возникающие при проектировании таких систем: обеспечить требуемую пропускную способность канала на всей дистанции управления и сохранить работоспособность системы при произвольном положении объекта в ИП, когда ИП полностью заполнено модулированным лазерным излучением. Противоречивый характер указанных проблем требует принятия обоснованных компромиссных решений при выборе параметров ИП на основе соотношений, связывающих в единую систему энергетические, информационные и пространственные характеристики системы.

В качестве основного критерия качества системы телеориентации выбрана *пропускная способность канала управления*, являющаяся в достаточной степени универсальной характеристикой, которая сочетает в себе точностные, энергетические и информационные параметры системы. Анализ пропускной способности позволяет наметить пути совершенствования систем телеориентации для создания устройств, отвечающих требованиям к перспективным образцам беспроводных систем управления, а также расширить сферу их применения, что является целью настоящей работы.

Расчет пропускной способности канала управления лазерной сканирующей системы телеориентации. Для расчета пропускной способности лазерной сканирующей системы телеориентации (ЛССТ)



Рис. 1. Структурная схема лазерной сканирующей системы телеориентации

целесообразно перейти к ее модельному представлению. Рассмотрим структуру сканирующей системы телеориентации (рис. 1).

Лазерный источник системы формирует гауссов пучок, в котором распределение интенсивности в плоскости перетяжки определяется известным выражением

$$I(x, y, 0) = \frac{2P}{\pi\omega_0^2} \exp\left(-\frac{2(x^2 + y^2)}{\omega_0^2}\right), \quad (1)$$

где P — мощность лазера, ω_0 — радиус перетяжки пучка.

Пространственно-временное распределение интенсивности излучения в плоскости управляемого объекта, образующее информационное поле ЛССТ, в приближении Фраунгофера представим в виде [6]

$$I(x, y, L, t) = 8\pi P \left(\frac{\omega_0}{\lambda L}\right)^2 \times \exp\left\{-8\left(\frac{\pi\omega_0}{\lambda L}\right)^2 [(x - x(t))^2 + (y - y(t))^2]\right\}, \quad (2)$$

где λ — длина волны излучения; L — расстояние от пункта управления до объекта; $x(t)$ и $y(t)$ — уравнения, описывающие траекторию смещения центра лазерного пучка во времени в плоскости управляемого объекта, осуществляемого идеальным, не вносящим в пучок искажений, двухкоординатным сканатором.

При построчной развертке пучка в ИП законы сканирования в вертикальной ($y(t)$) и горизонтальной ($x(t)$) плоскостях ИП при формировании вертикальных строк могут быть заданы в виде

$$y(t) = H \sum_{n=1}^N \sum_{j=1}^J b \left[0,5 - \frac{t - (n-1)T_y - \sum_j T_j - (j-1)T_a}{T_a} \right] \times \text{rect}\left(\frac{t - (n-1)T_y - \sum_j T_j - (j-1)T_a - 0,5T_a}{T_a}\right), \quad (3)$$

$$x(t) = H \left(0,5 - \sum_{n=1}^N \left[\frac{1}{N-1} 1(t - nT_y) \right] \right),$$

где H — полный линейный размер ИП в плоскости управляемого объ-

екта; T_a — аппаратный временной интервал однократной развертки строки; T_j — информационный интервал; $T_y = \sum_j (T_j - T_a)$ — полное время формирования одной строки ($j \in (1, 2, \dots, J)$ — порядковый номер прохода по одной строке, J — общее число проходов по одной строке); $n \in (1, 2, \dots, N)$ — порядковый номер строки, N — общее число строк ИП; b — коэффициент, характеризующий направления сканирования пучка (например, при чередовании направления проходов $b = (-1)^j$); $1(\cdot)$ — функция единичного скачка.

Перепишем соотношения (3) в безразмерных величинах, пронормировав координату в ИП $y(t)$ на размер поля H , а временные переменные — на аппаратный интервал сканирования строки T_a :

$$Y(T) = \sum_{n=1}^N \sum_{j=1}^J b \left[0,5 - \left(T - (n-1)T_y - \sum_j T_j - j + 1 \right) \right] \times \\ \times \text{rect} \left(T - (n-1)T_y - \sum_j T_j - j + 0,5 \right), \quad (4)$$

$$X(T) = 0,5 - \sum_{n=1}^N \left[\frac{1}{N-1} 1(T - nT_{yo}) \right].$$

Графическая интерпретация выражений (4) при $J = 3$, $N = 4$ показана на рис. 2, где в относительном времени T представлены законы смещения пучка для вертикальной ($Y(T)$) и горизонтальной ($X(T)$) плоскостей развертки ИП. При этом в плоскости управляемого объекта траектории смещения пучка образуют растр из вертикальных по-

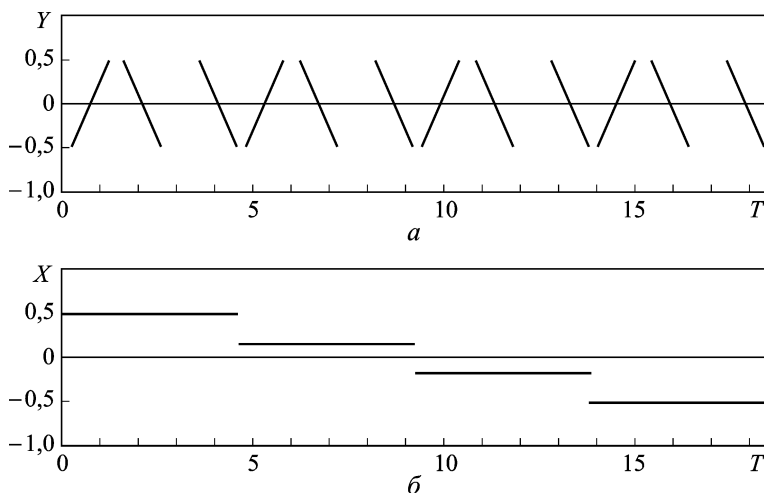


Рис. 2. Законы смещения пучка в ИП при $J = 3$, $N = 4$ в вертикальной (а) и горизонтальной (б) плоскостях

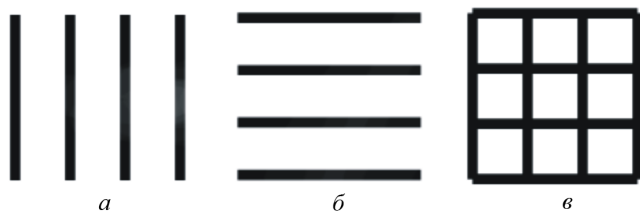


Рис. 3. Пространственный вид ИП для вертикального (а) и горизонтального (б) полукадров, а также полного кадра (в)

лос, показанный на рис. 3, а. После завершения цикла сканирования по вертикальным строкам ЛССТ переходит в режим формирования горизонтальных строк, при котором в системе (4) соотношения для ортогональных координат меняются местами (рис. 3, б). Таким образом, после завершения обоих циклов сканирования в плоскости объекта будет сформирован полный кадр ИП (рис. 3, в).

Поскольку для приемной системы законы сканирования в ортогональных плоскостях идентичны, то в дальнейшем будем рассматривать процесс формирования ИП только для одного из полукадров при $N = 1$. В этом случае система (4) преобразуется к виду

$$Y(T) = \sum_{j=1}^J b \left[0,5 - \left(T - \sum_j T_j - j + 1 \right) \right] \text{rect} \left(T - \sum_j T_j - j + 0,5 \right). \quad (5)$$

Если фотоприемное устройство (ФПУ) управляемого объекта расположено на траектории сканирования пучка в положении Y_0 относительно центра ИП, то, приравнявая правую часть выражения (5) к Y_0 , нормированному на размер поля H , т.е.

$$Y_0 = \sum_{j=1}^J b \left[0,5 - \left(T - \sum_j T_j - j + 1 \right) \right] \text{rect} \left(T - \sum_j T_j - j + 0,5 \right), \quad (6)$$

из решения полученного уравнения найдем временные интервалы серии импульсов t_i , соответствующие моментам встречи пучка с объектом,

$$t_j = b(0,5 - Y_0) + \sum_j T_j + j. \quad (7)$$

Несмотря на большое разнообразие используемых траекторий развертки пучка в сканирующих системах телеориентации, при использовании в качестве отклоняющего устройства акустооптического дефлектора наибольшее распространение получил режим *линейной частотной модуляции* (ЛЧМ) акустической волны, возбуждаемой в дефлекторе, при котором лазерный пучок на выходе дефлектора отклоняется во времени по линейному закону, позволяя достичь вы-

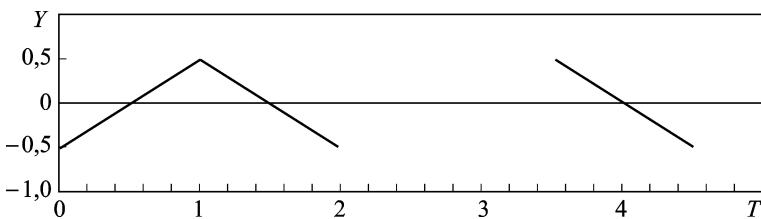


Рис. 4. Закон развертки пучка в ИП

сокой скорости сканирования. Представляет интерес трехпроходный алгоритм развертки ИП, впервые использованный в работе [7]. Его особенность заключается в формировании сначала двух циклов со встречным направлением сканирования, когда система функционирует в режиме телеориентации, а затем — третьего цикла с повторным сканированием по второму направлению, в процессе которого система выделяет признак координаты. Закон развертки информационного кадра, рассчитанный по уравнению (5), при $b = (-1)^{j_1}$ приведен на рис. 4.

При таком алгоритме формирования информационного поля цифровая система обработки сигнала (ЦОС), фиксирующая моменты t_i появления импульсов на выходе ФПУ, может вычислять временные интервалы между ними, в которых содержится вся необходимая информация. Так, интервал между первым и вторым событиями сообщения равен

$$T_{и} = t_2 - t_1 = b(1 - 2Y_0) + T_{j,2}, \quad (8)$$

откуда непосредственно ЦОС может вычислить координату положения объекта относительно центра ИП:

$$Y_0 = \frac{1}{2}(T_{и} - T_{j,2} - 1). \quad (9)$$

Временной интервал между вторым и третьим импульсами вычисляется как

$$T_{пр} = t_3 - t_2 = T_{j,3} + 1 \quad (10)$$

и, поскольку аппаратный интервал T_a априорно задается в ЦОС, можно вычислить интервал $T_{j,3}$, являющийся информационным признаком выделяемой на предыдущем этапе координаты:

$$T_{j,3} = T_{пр} - 1. \quad (11)$$

Поскольку система телеориентации предназначена для пространственного сопровождения объектов, важнейшей характеристикой ее работы является точность определения координат в ИП. Как правило, в качестве меры точности выступает среднеквадратическое отклонение (СКО) выделения координат σ_Y или СКО телеориентации. Для времяимпульсной системы, где информация содержится во времен-

ных интервалах, необходимо выполнить переход от пространственного представления ошибки σ_Y к временному. Для этого продифференцируем (9)

$$\frac{\partial T_{и}}{\partial Y_0} = -2. \quad (12)$$

Тогда, для среднеквадратического отклонения временного положения импульса имеем

$$\sigma_T = 2\sigma_Y, \quad (13)$$

где величины σ_T и σ_Y нормированы на аппаратный временной интервал однократной развертки строки T_a и размер поля H соответственно.

Дисперсия оценки временного положения импульса определяется формулой Вудворта [8]:

$$\sigma_{t_i}^2 = \frac{N_0}{2 E_i \beta^2}, \quad (14)$$

где E_i — энергия принятого импульса;

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |F(j\omega)|^2 dt}{\left(\int_{-\infty}^{\infty} |F(j\omega)|^2 dt \right)}$$

($F(j\omega)$ — спектр сигнала $s_i(t)$); N_0 — спектральная плотность шума.

Представим выражение для сигнала на выходе усилителя ФПУ в виде

$$s(t) = A_0 \exp(-k t^2 / \tau_p^2), \quad (15)$$

где длительность импульса по уровню 0,5 составляет

$$\tau_p = \frac{T_a}{H} \frac{\lambda L}{\pi \omega_0} \sqrt{-0,5 \ln 0,5}, \quad (16)$$

а коэффициенты $A_0 = 8\pi^2 r_R^2 K P \left(\frac{\omega_0}{\lambda L} \right)^2$, $k = 8\pi^2 \sqrt{-0,5 \ln 0,5}$.

Подставляя полученные выражения в формулу (14), получаем

$$\sigma_{\Delta T} = \sqrt{\frac{2}{k} \frac{\tau_p}{SNR}}, \quad (17)$$

где отношение сигнал/шум равно $SNR = \sqrt{2E_i/N_0}$.

Выразим СКО ошибки телеориентации через пропускную способность канала управления. В этом случае точность будет определяться числом разрешимых положений в ИП, выделяемых ЛССТ в единицу времени. Если в качестве критерия, на основе которого определяется минимально разрешаемый системой размер временной области, взять отклонение от математического ожидания величины с нормальной плотностью распределения вероятности $\pm \sigma_{\Delta T} = 2\sigma_{\Delta T}$, то можно утверждать, что в среднем с вероятностью 0,68 количество информа-

ции, выделяемой системой в каждом полукадре ИП, равно

$$I_{TO} = \log_2 \left(\sqrt{\frac{k}{2}} \frac{T_a}{\tau_p} \text{SNR} \right). \quad (18)$$

Как отмечалось ранее, временной интервал между вторым и третьим импульсами в измеряемой ЦОС серии служит для передачи признаков вертикальной или горизонтальной координаты. Для разделения признаков во времени с заданной вероятностью требуется выполнить условие

$$T_{\text{пр}}^Y - T_{\text{пр}}^X \geq \varepsilon, \quad (19)$$

где ε — шаг квантования признака; $T_{\text{пр}}^Y$ и $T_{\text{пр}}^X$ — величины признаков для вертикальной и горизонтальной координаты соответственно. Поскольку ошибка при выделении признака приводит в итоге к получению ложного сообщения, целесообразно выбирать параметр ε , исходя из заданной вероятности ложной тревоги P_F для системы в целом на основе выражения

$$P_F = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Delta T}} \int_{-\varepsilon}^{+\varepsilon} \exp \left(-\frac{(T - T_{\text{пр}})^2}{2\sigma_{\Delta T}^2} \right) dt. \quad (20)$$

Например, если вероятность ложных тревог $P_F = 0,003$, то $\varepsilon = 3\sigma_{\Delta T}$.

Количество информации, выделяемой системой на этапе передачи признака, будет определяться выражением

$$I_{\text{пр}} = \log_2 \frac{|T_{\text{пр}}^Y - T_{\text{пр}}^X|}{2\varepsilon}. \quad (21)$$

Для количественного описания способности канала управления устойчиво функционировать в пределах всего ИП введем коэффициент заполнения k_3 , равный отношению сечения лазерного пучка ω_{th} в плоскости управляемого объекта, взятого по пороговому уровню интенсивности излучения I_{th} , к расстоянию между строками ИП:

$$k_3 = \frac{2\omega_{th}(N-1)}{H}, \quad (22)$$

где

$$\omega_{th} = \sqrt{-0,5\omega_L^2 \ln(I_{th}/I_0)} \quad (23)$$

(ω_L — радиус сечения пучка в плоскости управляемого объекта). Тогда выражение для коэффициента заполнения запишется как

$$k_3 = \frac{2}{H} \omega_L (N-1) \sqrt{-0,5 \ln(I_{th}/I_0)}. \quad (24)$$

Введем две величины: относительную длительность импульса $T_p = \tau_p/T_a$ и обобщенный размер гауссова пучка в плоскости упра-

вляемого объекта, нормированный на линейный размер ИП:

$$W = \frac{\lambda L}{\pi \omega_0 H}. \quad (25)$$

В этом случае нетрудно получить выражение для отношения сигнал/шум в виде

$$SNR = \frac{SNR_{\min}}{W^{5/2}}, \quad (26)$$

где

$$SNR_{\min} = \sqrt{\frac{8\pi}{k}} \frac{r_R^2 P}{H^2 \sigma_n \sqrt{\tau_k}} \quad (27)$$

— отношение сигнал/шум при $W = 1$ ($\sigma_n \sqrt{\tau_k}$ — эквивалентная мощность шума, τ_k — интервал корреляции шума, нормированный на аппаратный интервал T_a). Теперь для СКО ошибки выделения временного интервала, также нормированного на T_a , можно получить

$$\sigma_{o,\Delta T} = \sqrt{\frac{-\ln 0,5}{k}} \frac{W^2}{SNR_{\min}}. \quad (28)$$

Тогда нормированная на T_a пропускная способность канала управления с учетом повторов символов при формировании строк ИП при $P_F = 0,003$ равна

$$C_o = \frac{1}{NT_{y0}} \log_2 - \frac{kM SNR_{\min}^2}{6 (\ln 0,5) W^4}, \quad (29)$$

где N — число строк ИП; $T_{y0} = T_y/T_a$; M — длина алфавита признаков, выраженная в единицах T_a .

Преобразование соотношения для коэффициента заполнения, выраженное через W , дает

$$k_3 = 2W (N - 1) \sqrt{-1,25 \ln (h_0 W / SNR_{\min})}, \quad (30)$$

где h_0 — порог обнаружения сигнала ФПУ, полученный на основе критерия Неймана–Пирсона, при котором вероятность ложной тревоги P_F определяется выражением [9]

$$P_F = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{h_0} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt.$$

Если $P_F = 0,003$, то $h_0 = 2,74$.

В результате получены выражения для пропускной способности канала управления (29) и коэффициента заполнения (30), связывающие пространственные, энергетические, информационные характеристики системы телеориентации, а также характеристики обнаружения сигнала, которые позволяют проводить детальные исследования вли-

яния этих факторов на пропускную способность канала управления ЛССТ.

Анализ влияния различных факторов на пропускную способность канала управления ЛССТ. Рассмотрим влияние энергетического фактора SNR_{\min} на пропускную способность канала управления. Для наглядности на рис. 5 построены зависимости пропускной способности канала управления C_0 как функции обобщенной координаты W для различных значений SNR_{\min} . В качестве исходных данных для построения зависимостей использовались следующие значения: $N = 8$, $T_{y0} = 4$, $M = 1$.

Строго говоря, SNR_{\min} не является минимальным для любой системы из всей возможной совокупности, но применительно к типичным условиям работы систем телеориентации значение пространственного фактора $W = 1$ соответствует примерно конечной дистанции управления, где отношение сигнал/шум минимально. Анализ формул (27) и (29) позволяет заключить, что поскольку $C_0 \sim \frac{r^4}{H^4}$, то наиболее эффективным путем для повышения пропускной способности канала управления является либо увеличение входного зрачка ФПУ, либо (и) уменьшение линейных размеров ИП, а повышение мощности лазерного излучения оказывает существенно меньшее влияние.

Если изменение W интерпретировать как увеличение дистанции управления во времени, то из рис. 5 следует, что пропускная способность при увеличении W быстро уменьшается. Вместе с тем на основе выражения для коэффициента заполнения (30) можно заключить, что при росте W этот параметр также увеличивается вследствие увеличения сечения пучка в плоскости объекта в ИП. С учетом того, что

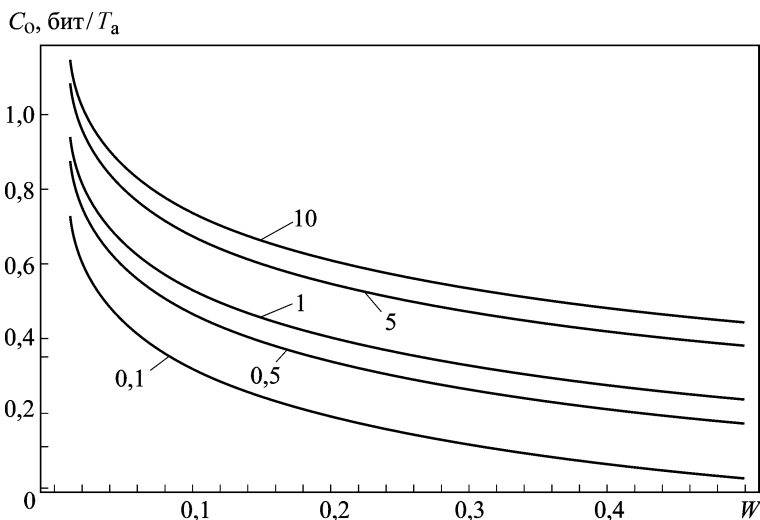


Рис. 5. Пропускная способность канала управления C_0 как функция обобщенной координаты W при $SNR_{\min} = 0,1; 0,5; 1; 5$ и 10 соответственно

для систем телеориентации всегда задается минимальная пропускная способность C_{\min} , можно выбрать такое значение N при формировании каждого полукадра ИП, которое обеспечивало бы одновременное соблюдение как пространственных ограничений для ИП, так и ограничений, связанных с быстродействием ЛССТ.

Можно отметить, что для нормального функционирования системы при любом значении W должны выполняться два условия: во-первых, необходимо потребовать, чтобы $C_0 \geq C_{\min}$, а, во-вторых, во избежание пропусков сигнала, система должна обеспечивать $k_3 \geq 1$. Теперь можно воспользоваться выражениями (29) и (30), составив на их основе с учетом указанных условий двойное неравенство вида

$$\left(\log_2 - \frac{kM SNR_{\min}^2}{6 (\ln 0,5) W^4} \right) / (C_{\min} T_{yo}) > N \geq \left[2W \sqrt{-1,25 \ln \frac{h_0 W}{SNR_{\min}}} \right]^{-1} + 1. \quad (31)$$

Решение неравенства (31) при $C_{\min} = 0,6$; $SNR_{\min} = 2$ приведено на рис. 6. Ступенчатой функцией показано среднее значение числа строк N при изменении параметра W , а границы существования решения неравенства (31) соответствуют заштрихованной области.

Из рис. 6 следует, что неравенство (31) может выполняться только в определенном интервале W , зависящем от соотношения величин, входящих в (31). Так, с ростом пропускной способности C_{\min} интервал W резко сокращается, что можно компенсировать ростом энергетического параметра SNR_{\min} при выбранном алгоритме формирования ИП.

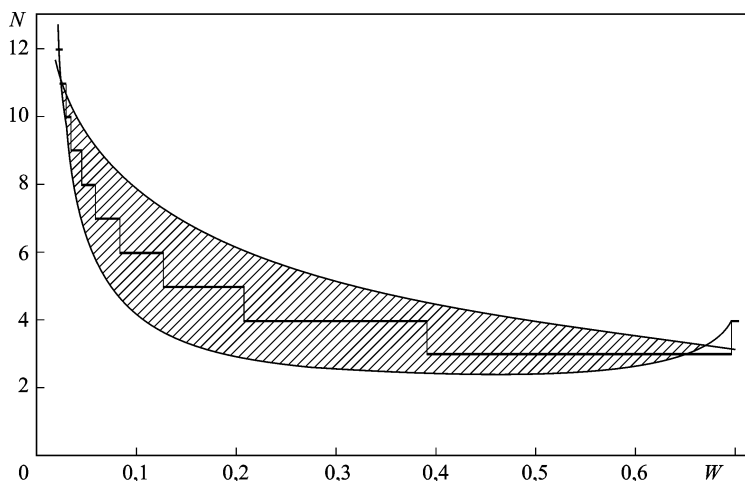


Рис. 6. Зависимость числа строк информационного поля N от обобщенной координаты W при $C_{\min} = 0,6$, $SNR_{\min} = 2$

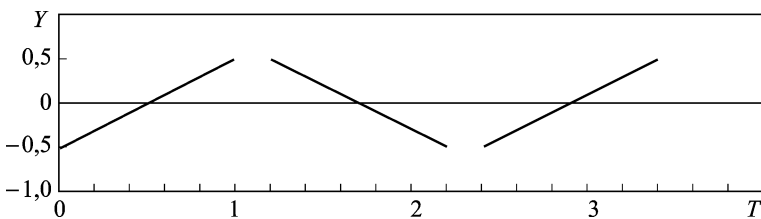


Рис. 7. Модифицированный алгоритм сканирования строки ИП с двукратным измерением положения объекта

Принципиально другой возможностью увеличения пропускной способности ЛССТ является изменение самого алгоритма формирования строки ИП. Рассмотрим модифицированный алгоритм сканирования пучка в ИП, особенность которого состоит в возможности выполнять дважды измерение положения объекта в ИП в одном трехпроходовом цикле. В этом случае в формуле (5) положим $b = (-1)^j$ и получим закон сканирования (рис. 7), отличающийся от приведенного в работе [7] обратным направлением сканирования при третьем проходе пучка по строке.

Временной интервал между первым и третьим импульсами, который содержит признак координаты (X или Y), будет равен

$$T_{\text{пр}} = 2T_j + 2. \quad (32)$$

Информация о положении объекта в ИП будет содержаться в двух интервалах:

$$\begin{aligned} T_{\text{и},1} &= 1 - 2Y_1 + T_j; \\ T_{\text{и},2} &= 1 + 2Y_2 + T_j. \end{aligned} \quad (33)$$

В работе [8] показано, что в случае n независимых результатов наблюдений случайной величины с нормальным распределением плотности вероятности наиболее правдоподобной оценкой этой величины будет математическое ожидание отдельных наблюдений, поэтому

$$Y_0 = (Y_1 + Y_2) / 2. \quad (34)$$

Покажем, что использование модифицированного алгоритма обеспечивает бóльшую пропускную способность канала управления. Совместная плотность вероятности двух нормально распределенных величин определяется рэлеевским законом [10]

$$\omega_1(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2}\right), \quad (35)$$

где ρ — радиус-вектор совместного распределения плотности вероятности; σ — СКО каждой из двух нормально распределенных случай-

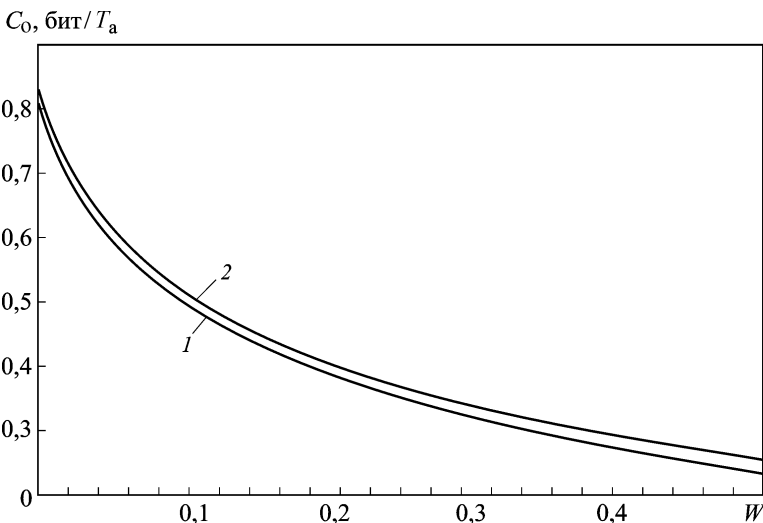


Рис. 8. Пропускная способность канала управления ЛССТ для используемого (1) в работе [7] и модифицированного (2) алгоритмов развертки ИП

ных величин. Дисперсия этого распределения определяется как

$$D = \frac{4 - \pi}{2} \sigma^2. \quad (36)$$

В этом случае (29) можно преобразовать к виду

$$C_o = \frac{1}{NT_{yo}} \log_2 \left[- (kM SNR_{\min}^2) / \left(\sqrt{\frac{4 - \pi}{2}} 6 (\ln 0,5) W^4 \right) \right]. \quad (37)$$

На рис. 8 построены зависимости пропускной способности канала для используемого в работе [7] (29) и модифицированного (37) алгоритмов развертки ИП при $SNR_{\min} = 1$, $N = 8$, $T_{yo} = 4$, $M = 1$.

Анализируя зависимость (37), выявили, что использование модифицированного алгоритма увеличивает в 1,5 раза число разрешимых позиций в ИП по сравнению с ранее используемым алгоритмом развертки ИП.

Заключение. В результате проведенного анализа влияния энергетических факторов на пропускную способность канала управления ЛССТ установлено, что наиболее эффективным путем увеличения пропускной способности канала управления является увеличение отношения r^4/H^4 (r — радиус входного зрачка; H — размер ИП).

Модифицированный алгоритм развертки ИП с двумя измерениями положения управляемого объекта обеспечивает увеличение числа разрешаемых положений объекта управления в ИП в 1,5 раза по сравнению с традиционно используемым алгоритмом развертки ИП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ильин В. А. Телеуправление и телеизмерение. – М.: Энергоиздат, 1982.
2. Цуккерман С. Т., Гридин А. С. Управление машинами при помощи оптического луча. – М.: Машиностроение, 1969.
3. Молебный В. В. Оптико-локационные системы. – М.: Машиностроение, 1981.
4. Лазарев Л. П. Оптико-электронные приборы наведения летательных аппаратов. – М.: Машиностроение, 1984.
5. Твердотельный лазер с диодной накачкой / В.П.Семенков, Д.А.Бондаренко, А.Н.Котляревский и др. Патент РФ 2266594. Заявл. 16.07.2004.
6. Справочник по инфракрасной технике. Т.4. – М.: Мир, 1994.
7. Семенков В. П., Чижевский О. Т., Габрелян А. А. Патент РФ № 2080615. Заявл. 6.07.1994.
8. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. – М.: Сов. радио, 1969.
9. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983.
10. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. радио, 1969.

Статья поступила в редакцию 11.01.2011

Виктор Прович Семенков родился в 1948 г., окончил в 1972 г. Ленинградский электротехнический институт им. В.И. Ульянова (Ленина). Канд. техн. наук, главный конструктор по направлению ФГУП ГРПЗ. Автор более 100 научных работ и патентов в областях лазерных систем управления и акустооптики.



V.P. Semenov (b. 1948) graduated from the Leningrad Electrotechnical Institute n.a. V.I. Ul'yanov (Lenin) in 1972. Ph. D. (Eng.), chief designer in trend of FGUP GRPZ. Author of more than 100 publications in the field of laser control systems and acoustic optics.

Валерий Ефимович Карасик родился в 1939 г., окончил в 1964 г. МВТУ им. Н.Э.Баумана. Д-р техн. наук, профессор кафедры “Лазерные и оптико-электронные системы” МГТУ им. Н.Э.Баумана. Автор более 120 научных работ в области лазерного зондирования, локации и дальнометрии.

V.E. Karasik (b. 1939) graduated from Bauman Moscow Higher Technical School in 1964. D. Sc. (Eng.), professor of “Laser and Optic-Electronic Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of more than 120 publications in the field of laser sounding, location, laser ranging.



Дмитрий Анатольевич Бондаренко родился в 1975 г., окончил в 2000 г. МИИГАиК. Начальник лаборатории ФГУП ГРПЗ. Аспирант кафедры “Лазерные и оптико-электронные системы” МГТУ им. Н.Э.Баумана. Специализируется в областях лазерных оптико-электронных приборов и лазерных систем управления.

D.A. Bondarenko (b. 1975) graduated from the Moscow Institute for Engineers of Geodesy, Air-Photography and Cartography in 2000. Ph. D. (Eng.), head of laboratory of FGUP GRPZ. Post-graduate of “Laser and Optic-Electronic Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Specializes in the field of laser control systems.