

III. Исследования в области навигационных измерений

УДК 531.719.27

**КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ЛАЗЕРНАЯ
ДАЛЬНОМЕТРИЯ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ
ИМПУЛЬСНО-КОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**

А.А. Раков, Н.П. Хатырев, И.Ю. Блинов

*ФГУП «ВНИИФТРИ», Менделеево, Московская обл.
anthonyrakov@gmail.com,
nk@vniiftri.ru,
blinov@vniiftri.ru*

В данной работе рассматривается корреляционный принцип лазерной дальнометрии с помощью псевдослучайной импульсно-кодовой модуляции оптического излучения, и анализируются характеристики дальнометра, основанного на этом принципе. Показано, что автокорреляционные свойства псевдослучайных последовательностей позволяют добиться высокой точности измерений расстояния.

Ключевые слова: лазерный дальнометр, прецизионное измерение расстояния, псевдослучайная последовательность, корреляционная функция.

**CORRELATION LASER RANGING WITH PSEUDO-RANDOM
PULSE-CODE MODULATION OF RADIATION**

A.A. Rakov, N.P. Khatyrev, I.Yu. Blinov

*FSUE "VNIIFTRI", Mendeleevo, Moscow region
anthonyrakov@gmail.com,
nk@vniiftri.ru,
blinov@vniiftri.ru*

In this paper, we consider the correlation principle of laser ranging using pseudo-random pulse-code modulation of optical radiation and the device operating according to this principle. Due to the special autocorrelation properties of pseudorandom sequences, it is possible to achieve high accuracy of distance measurement.

Key words: laser range finder, precision distance measurement, pseudo-random sequence, correlation function.

Введение

Сфера применения лазерных дальнометров непрерывно расширяется, включая роботизированные системы, неразрушающие испытания, контроль безопасности и автоматическое управление движением транспорта и ряда других областей. Большинство таких устройств создано на принципах интерферометрии, гомодинирования, триангуляции и измерения времени пролёта. Времяпролётные методы основаны на импульсной, синусоидальной или

чирп-модуляции оптического пучка. В большинстве случаев для измерения больших и средних дальностей применяется импульсная модуляция. Метод фазовой модуляции применяется для измерения средней и малой дальностей. Возможно также построение дальномеров с использованием псевдослучайной импульсно-кодовой модуляции лазерного излучения. Этот метод в литературе освещается мало, однако он имеет большие преимущества. Именно такой метод лазерной дальнометрии рассматривается в настоящей работе.

В различных областях использования дальномеров постоянно ужесточаются требования к точности, предельной измеряемой дальности, темпу измерений, массе и габаритам аппаратуры. В связи с этим на рынке можно встретить широкий ассортимент дальномеров. Появились приборы нового класса — сканирующие дальномеры, позволяющие формировать матрицу дальностей с последующим синтезом компьютерной 3D-модели зондируемого объекта. Сегодня лазерные дальномеры нашли себе применение в таких областях, как прицельно-навигационное позиционирование, трёхмерное сканирование, системы машинного зрения и т.д.

Оптические устройства для измерения расстояния известны уже давно и находятся в обращении в большом количестве. Такие дальномеры генерируют модулированное оптическое излучение, поток которого направляется на поверхность нужного целевого объекта, расстояние которого от устройства необходимо определить. Возвращающаяся от целевого объекта часть отражённого или рассеянного целевым объектом излучения, обнаруживается устройством и используется для определения искомого расстояния. Диапазон измерений подобных устройств в большинстве случаев находится в пределах от нескольких метров до нескольких километров. В отдельных областях применения встречаются и лазерные дальномеры, рассчитанные на расстояния в несколько десятков тысяч километров.

В лазерных дальномерах времяпролётного типа расстояние до объекта определяется по времени запаздывания отражённого от объекта импульса оптического сигнала [5]. Фактическая точность каждого измерения зависит от ряда параметров, каждый из которых может оказать влияние на точность конкретного измерения. К таким параметрам относятся, прежде всего:

- длительность и форма импульса;
- отражательные характеристики объекта;
- оптические свойства атмосферы;
- текстура и ориентация элементарной поверхности объекта, вызвавшей отражение зондирующего луча по отношению к линии визирования.

Импульсный времяпролётный метод обычно используется при измерении средних (более 10 м) или больших (более 250 м) расстояний. На малых расстояниях, где угловые поля передающего и приёмного каналов не пересекаются, возникает теневая зона. Измерение дальности в этой зоне приводит к высокому уровню отражённого сигнала, перегружающего приёмный тракт.

Это ведёт к ухудшению точности и разрешающей способности прибора. Помимо этого разрешающую способность ограничивает длительность импульса. Для импульсов, длительность которых лежит в наносекундном диапазоне, погрешность измерения расстояния может составлять десятки сантиметров.

Достаточно большое распространение получили лазерные дальномеры, измеряющие расстояние до объекта по изменению фазы непрерывного радиочастотного сигнала, которым модулируется по интенсивности поток оптического излучения при прохождении им двойного измеряемого расстояния [6, 7]. Метод измерения расстояний основан на определении разности фаз посылаемых и принимаемых модулированных сигналов. При известной частоте модуляции (обычно несколько десятков МГц) измеренная разность фаз однозначно соотносится с расстоянием, которое прошло излучение. Основным недостатком данного метода является ограничение на максимальную дистанцию, например, при частоте модуляции $f = 20$ МГц однозначность измерения расстояния обеспечивается в диапазоне до 7,5 м. Расширение данного диапазона происходит за счёт уменьшения частоты модуляции, что приводит к увеличению погрешности измерения дальности. Минимальный интервал значений фазы в угловых единицах, который можно разрешить в процессе таких измерений, остаётся примерно постоянным, а абсолютное значение пространственного разрешения, соответствующее этому интервалу, увеличивается, что и приводит к увеличению погрешности дальномера.

Метод фазового сдвига предполагает неопределённость в отношении расстояния, потому что с увеличением расстояния фаза будет периодически меняться. Однако периодичность гораздо больше, чем в интерферометре, так как частота модуляции значительно ниже, чем оптическая частота. Кроме того, неопределённость может быть легко удалена, например путём измерения с двумя различными частотами модуляции, но при этом увеличивается время и усложняется схемная реализация в связи с повышением требований к точности измерений.

В лазерных дальномерах может использоваться метод определения расстояния до объекта по изменению значения частоты модуляции отражённого частотно-модулированного лазерного излучения [8, 9]. Поскольку в данном методе модулируется мощность лазерного излучения на выходе дальномера, то при непрерывном, близком к линейному изменению частоты модуляции текущее значение частоты соответствует определённому моменту времени.

Этот метод похож на фазовый способ, но в данном случае фазовый сдвиг определяется с помощью гетеродинного метода по текущему значению частоты. Модулированное излучение, отражённое от исследуемого объекта, попадает в приёмный канал системы, где находится смеситель. На вход смесителя поступают генерируемый и принимаемый оптические сигналы, в результате чего на выходе смесителя образуется периодический сигнал с так называемой частотой биения, из которого можно получить информацию

о фазовом сдвиге сигнала. Этот сдвиг фаз состоит из двух членов: первый получается в результате пролёта оптического луча до цели, а второй в результате задержек в цепях электроники, которые не зависят от расстояния. Основным недостатком таких дальномеров заключается в том, что интервал частоты модуляции ограничен, что, в свою очередь, ограничивает дальность измерений до объекта.

Определённое распространение получили интерференционные лазерные компараторы, принцип действия которых основан на подсчёте интерференционных полос при перемещении реперного световозвращающего элемента от нулевого положения до требуемого. Такие приборы имеют ограниченную область применения вследствие необходимости использования устройства высокоточного перемещения репера, а также малой измеряемой дальности, хотя потенциально они и обладают очень высокой точностью (лучше 1 мкм). Устройства такого типа применяют при высокоточном технологическом контроле различных объектов, а также в эталонной аппаратуре для калибровки и поверки лазерных дальномеров.

Метод измерения расстояния с помощью псевдослучайной импульсно-кодовой модуляции сигнала

Данный метод измерения расстояния объединяет принцип работы фазового и импульсного дальномеров, что позволяет расширить динамический диапазон и сохранить высокую точность измерений. Данный технический результат возможен благодаря случайному характеру в течение одного периода зондирующей последовательности. Один период зондирующей последовательности представляет собой случайный сигнал из набора логических «0» и «1» (рис. 1). Генерация псевдослучайной последовательности осуществляется с помощью линейного регистра сдвига с обратной связью в режиме «без возврата к нулю» (NRZ — *non-return-to-zero*). Данные (биты), которые выдаёт алгоритм регистра, в действительности являются псевдослучайными, потому что через некоторое время последовательность чисел повторяется.

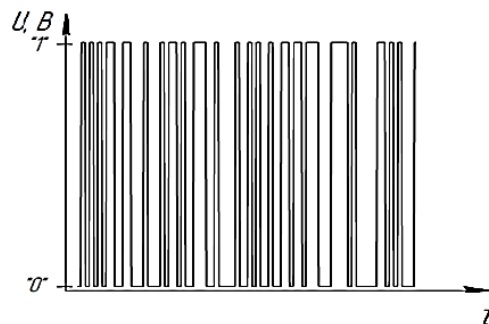


Рис. 1. Электрический сигнал псевдослучайной последовательности

Регистр составлен из последовательно соединённых триггеров, обратная связь реализована логической операцией XOR (исключающее «ИЛИ»). Длина регистра определяется количеством триггеров (рис. 2). В течение каждого такта регистр сдвига с линейной обратной связью выполняет следующие операции:

- читается бит, расположенный в ячейке, этот бит является очередным битом выходной последовательности;
- функции обратной связи вычисляют новое значение для ячейки, используя текущие значения ячеек;
- содержимое каждой ячейки перемещается в следующую ячейку;
- в ячейку записывается бит, ранее вычисленный функцией обратной связи.

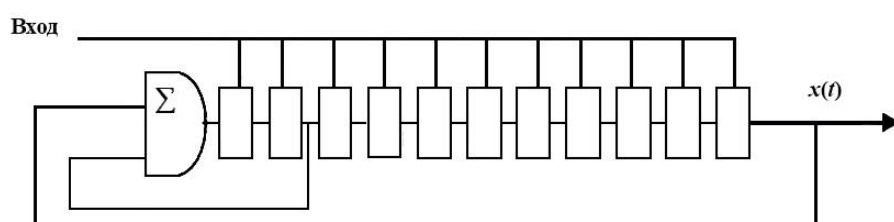


Рис. 2. Структурная схема линейного регистра сдвига с обратной связью

Периодом регистра сдвига называется минимальная длина получаемой последовательности до начала её повторения. Генерируемая последовательность имеет период:

$$N = 2^n - 1,$$

где n — количество триггеров регистра.

Поскольку в течение одного периода характер последовательности является случайным, то её автокорреляционная функция, измеренная за конечный интервал времени, представляет собой узкий треугольник. При полном совпадении последовательностей наблюдается резкий рост корреляционной функции (рис. 3).

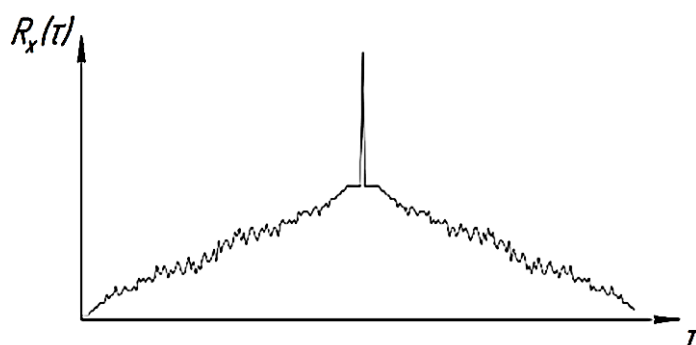


Рис. 3. Автокорреляционная функция псевдослучайной последовательности

Максимальное значение корреляционной функции можно вычислить по следующей формуле [6]:

$$R_x(0) = \sigma^2;$$

$$R_x(\tau > \tau_0) = \frac{R_x(0)}{N},$$

где τ_0 — длительность единицы интервала; σ^2 — дисперсия последовательности; N — длина последовательности.

При вычислении корреляционной функции вне треугольника образуется квазислучайный шум, для которого становится справедливым соотношение:

$$|R_x(\tau > \tau_0)| \sim \frac{R_x(0)}{\sqrt{N}}.$$

При измерении корреляционной функции сигнала, представляющего собой серию из нескольких псевдослучайных последовательностей, равной длине $T_0 = N\tau_0$, следующих друг за другом, при обработке удаётся получить корреляционный шум в виде константы $R_x(\tau > \tau_0) = \frac{R_x(0)}{N}$ (рис. 4).

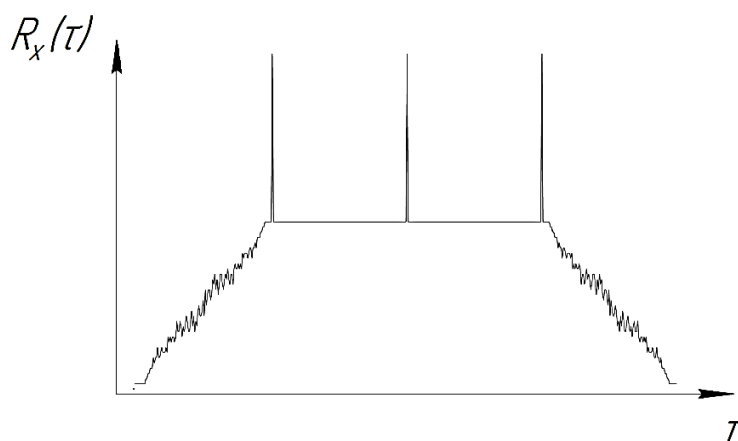


Рис. 4. Корреляционная функция серии из трёх периодов псевдослучайной последовательности

Существуют серийно выпускаемые генераторы псевдослучайных последовательностей с перестраиваемым периодом. Периоды последовательностей могут изменяться на $2^7 - 1$, $2^{11} - 1$, $2^{15} - 1$, $2^{23} - 1$, $2^{31} - 1$ бит в одном периоде. Из формул, представленных выше, следует, что чем больше период последовательности, тем меньше ширина треугольника. Это говорит о том, что генератор с перестраиваемой длиной псевдослучайной последовательности может быть использован в тех случаях, когда требуется повышенная точность измерений временного смещения одной последовательности относительно другой.

Описание структурно функциональной схемы лазерного дальномера

Рассмотрим схему лазерного дальномера, построенного на базе широко распространённых устройств, используемых в системах волоконно-оптических телекоммуникаций (рис. 5).

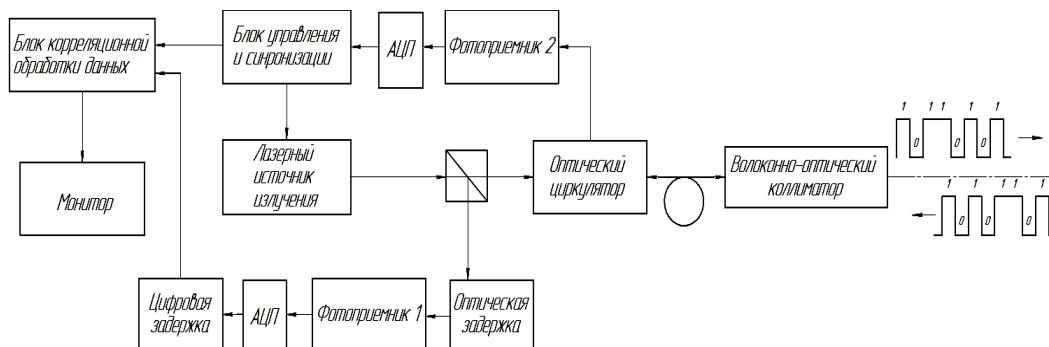


Рис. 5. Структурно функциональная схема

В лазерный дальномер входит задающий генератор с устройством синхронизации, который формирует непрерывную серию псевдослучайных последовательностей в виде электрических импульсов (блок управления и синхронизации), поступающих на лазерный источник излучения, после которого светоделительный куб формирует опорный и рабочий оптические сигналы, где рабочий сигнал распространяется по передающему каналу через оптический циркулятор, оптоволокно и волоконно-оптический коллиматор, достигает исследуемого объекта и возвращается обратно через оптический циркулятор в приёмный канал, состоящий из одного приёмника излучения («Фотоприёмник 2»); в то время как опорный сигнал проходит через оптическую линию задержки, другой приёмник излучения («Фотоприёмник 1»), цифровую линию задержки, поступает вместе с сигналом приёмного канала на блок корреляционной обработки данных, после которого вычисляется текущее расстояние до исследуемого объекта и выводится на монитор.

Анализ влияния флуктуаций на погрешность измерения

Аддитивный шум и длительность фронтов сигнала

Поскольку важно знать точное временное расположение сигнала, то определить сигнал с аддитивной помехой возможно лишь с некоторой погрешностью. Оценим эту погрешность. На рис. 6 изображён сигнал в виде прямоугольных импульсов с некоторым временем переднего и заднего фронта. Пунктиром показана граница импульса, содержащего полезный сигнал и аддитивный шум.

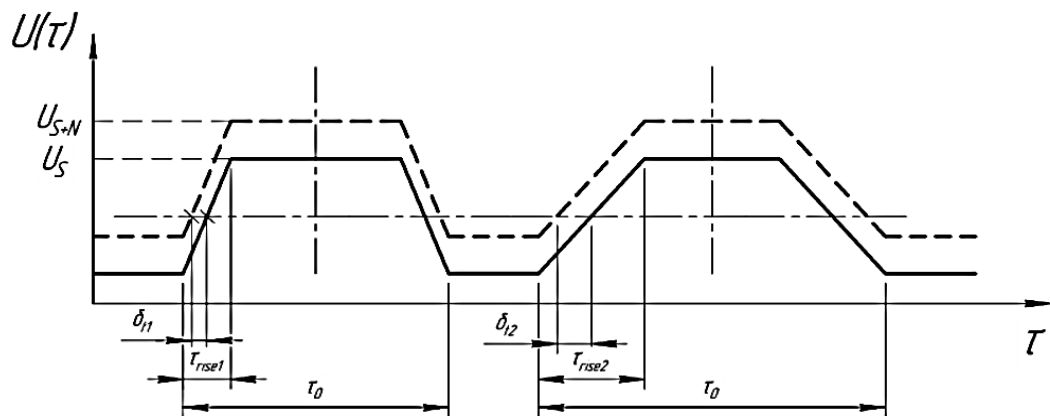


Рис. 6. Влияние аддитивного шума и длительности фронтов

Можно заметить, чтобы уменьшить влияние данной погрешности, необходимо уменьшать длительность фронтов (рис. 7).

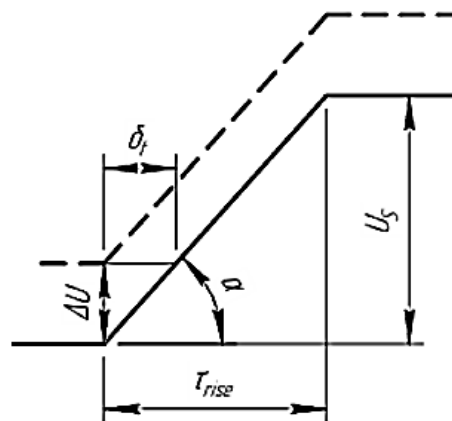


Рис. 7. Передний фронт полезного и зашумлённого сигнала

Выражение для вычисления временной погрешности:

$$\delta_t = \frac{\Delta U \cdot \tau_{rise}}{U_S} = \frac{\tau_{rise}}{\mu},$$

где $\Delta U = U_{S+N} - U_S$; U_{S+N} — реализация полезного сигнала с аддитивным шумом; U_S — реализация полезного сигнала; μ — отношение сигнал/шум (ОСШ).

На основе исходных конструктивных параметров лазерного дальномера проведён светоэнергетический расчёт. На рис. 8 приведена зависимость отношения сигнал/шум от дальности до исследуемого объекта. Поскольку

объект находится на расстояниях, которые могут достигать нескольких километров, то для упрощения системы в качестве объекта взята матрица уголкового отражателя, тем самым потери излучения определяются: потерями излучения внутри прибора, расходимостью лазерного излучения, поглощением и рассеянием атмосферы.

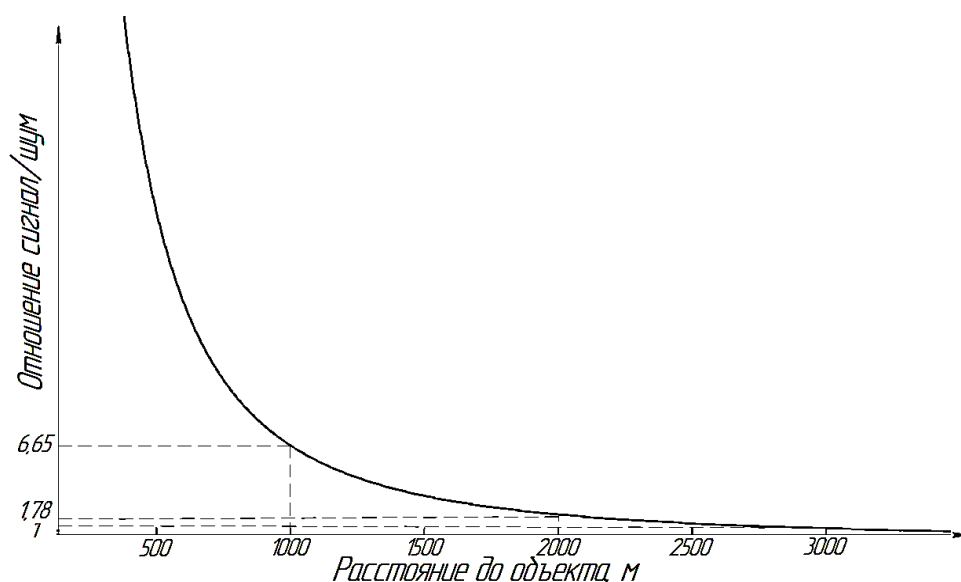


Рис. 8. Зависимость ОСШ от расстояния до объекта

Результаты из таблицы 1 показывают, что максимальное значение погрешности не превышает значения длительности фронта. Ошибка в 30 пс соответствует примерно 3 мм ошибке в измерении дальности до объекта, расположенного на расстоянии в 3000 м.

Таблица 1

Результаты вычисления временной погрешности при различных ОСШ и длительностях фронтов

μ	$\tau_{rise}, \text{ пс}$	$\delta_t, \text{ пс}$
1	10	10
1	30	30
2	10	5
2	30	15

Джиттер

Ещё одним источником шума в передающих системах является джиттер псевдослучайного импульсного сигнала на выходе лазерного дальномера. Наглядно явление джиттера продемонстрировано на рис. 9. Джиттер — это фазовое дрожание цифрового сигнала данных — нежелательные фазовые или частотные отклонения передаваемого сигнала. Возникают такие отклонения вследствие нестабильности задающего генератора, изменений параметров линии передачи во времени и различной скорости распространения частотных составляющих одного и того же сигнала.

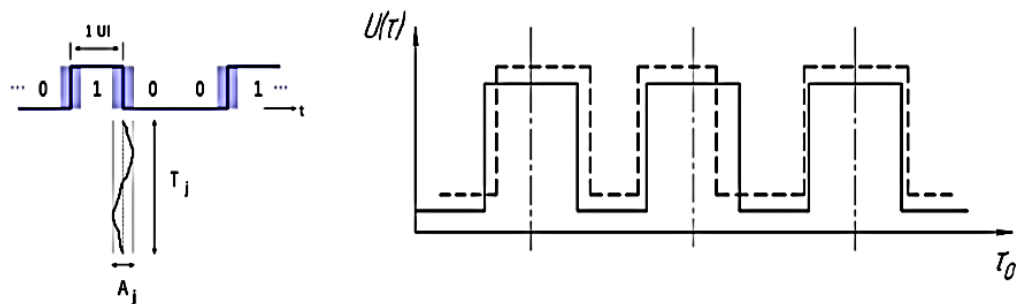


Рис. 9. Джиттер цифрового сигнала

Помимо того, что на генерируемый сигнал влияет джиттер, для обработки сигнала необходимо учесть то, что приёмник излучения (ПИ) имеет некоторое время накопления, что приведёт к математической модели сигнала и импульсного отклика ПИ в виде свёртки (рис. 10).

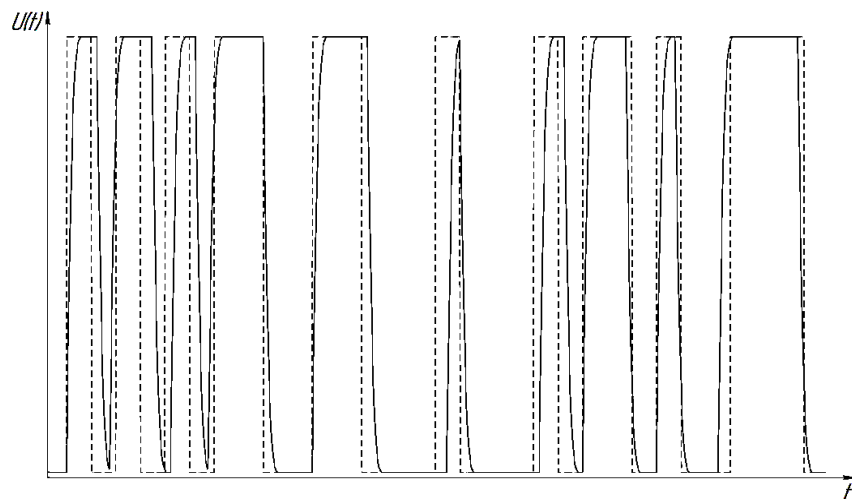


Рис. 10. Модель идеального сигнала (пунктирная линия) и искажённого сигнала (сплошная линия)

Для анализа одновременного влияния всех флуктуаций была сгенерирована модель прототипа на множестве реализаций (рис. 11). Как можно заметить, корреляционный метод устойчив к помехам, максимумы функций лежат в интервале $t_u \pm \Delta t$ (таблица 2).

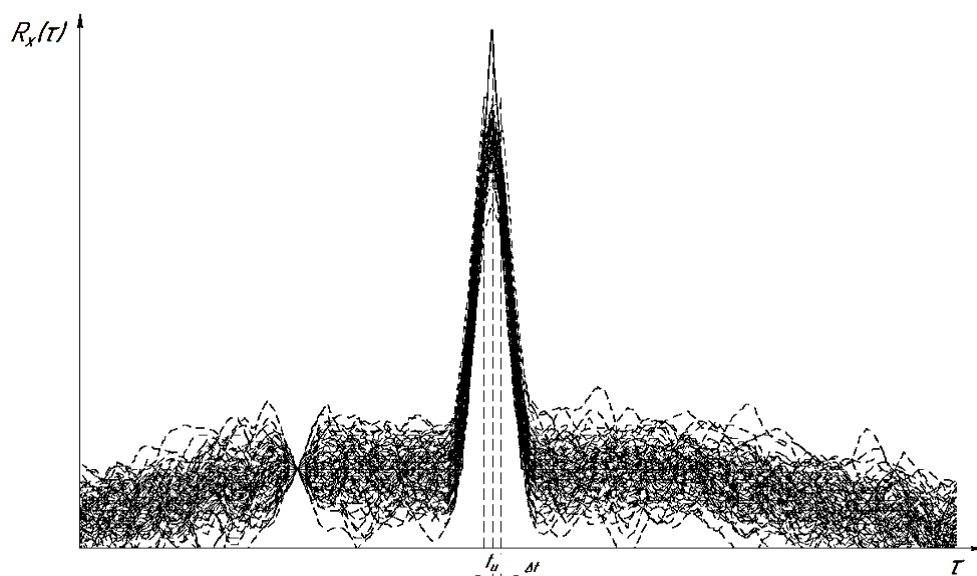


Рис. 11. Результат вычисления корреляционной функции множества реализаций

Таблица 2

Результаты определения погрешности измерения для $\tau_{\text{имп}} = 100$ пс

Период PRBS, T	Длительность фронта	Длительность джиттера	СКО δ_t , пс
$2^7 - 1$	$0,5 \cdot \tau_{\text{имп}}$	$0,2 \cdot \tau_{\text{имп}}$	3,2
$2^7 - 1$	$0,2 \cdot \tau_{\text{имп}}$	$0,1 \cdot \tau_{\text{имп}}$	1,8
$2^{11} - 1$	$0,5 \cdot \tau_{\text{имп}}$	$0,2 \cdot \tau_{\text{имп}}$	1,1
$2^{11} - 1$	$0,2 \cdot \tau_{\text{имп}}$	$0,1 \cdot \tau_{\text{имп}}$	0,4
$2^{15} - 1$	$0,5 \cdot \tau_{\text{имп}}$	$0,2 \cdot \tau_{\text{имп}}$	0,05

Длительности фронтов и джиттера явно сказываются на погрешности измерений, но при изменении периода последовательности СКО δ_t существенно уменьшается. К примеру, при одинаковой длительности фронтов и джиттера, но при разных длительностях периода последовательности $2^7 - 1$ и

$2^{15} - 1$, СКО δ_t уменьшается примерно в 64 раза. Ошибка в 3,2 пс соответствует ошибке в измерении дальности:

$$\Delta_L = \frac{\delta_t \cdot c}{2} = \frac{3,2 \cdot 10^{-12} \cdot 3 \cdot 10^8}{2} \cong 0,48 \cdot 10^{-3} \text{ (м)},$$

где Δ_L — погрешность измерения дальности, вызванная джиттером и импульсным откликом системы.

Теоретическая оценка погрешности определения максимума корреляционной функции сигнала на фоне помех

Принципиальное отличие опико-электронных приборов (ОЭП) от радиотехнических, акустических и других приборов, аналогичных по назначению, заключается в том, что в ОЭП осуществляется обработка оптических сигналов. ОЭП — это сложная система, решающая задачи регистрации и преобразования оптического сигнала с целью извлечения полезной информации об исследуемых объектах или явлениях и принятия на основе этой информации управленческих решений.

Задача оценки параметров сигнала при приёме его на фоне помех формулируется следующим образом. Принимается реализация сигнала $x(t) = f[S(t, \theta_u), n(t)]$, являющаяся сложной функцией полезного сигнала $S(t, \theta_u)$ и помехи $n(t)$. Довольно часто принимается, что помеха аддитивна, а именно: $x(t) = S(t, \theta_u) + n(t)$.

На основе анализа принятой реализации $x(t)$ необходимо принять решение о том, какое значение имеет вектор θ_u . Оценка параметра θ_u при выбранном алгоритме обработки сигнала может быть получена на основе анализа некоторого функционала, полученного путём обработки реализации $x(t)$. Функционал — числовая величина, полученная преобразованием функции, в данном случае реализации.

Алгоритм оценки значения параметра подразумевает использование критерия, используемого для анализа значения этого функционала. При реализации алгоритма нахождения оценки производится минимизация погрешности оценки в соответствии с этим критерием. Поэтому такую оценку параметра называют оптимальной в смысле выбранного критерия. Для данного случая проведём оценку по методу максимального правдоподобия параметров известного сигнала. Оценка максимального правдоподобия θ_m неизвестного параметра θ_u сигнала $S(t, \theta_u)$ находится как положение абсолютного максимума логарифма функционала отношения правдоподобия (ФОП).

Допущения данного метода:

- уровень помех небольшой (большое отношение сигнала к шуму);
- оценка и истинное значение параметра лежат внутри априорного интервала, а не на его границах;
- логарифм ФОП является аналитической функцией.

Первое допущение позволяет считать с вероятностью, близкой к единице, что максимум логарифма ФОП находится в окрестности истинного значения параметра.

Псевдослучайная последовательность представляет собой набор логических «1» и «0», количество которых в последовательности равны, поэтому для упрощения описания сигнала (рис. 12) можно принять следующее математическое описание сигнала:

$$S(t, \theta_u) = \left[\text{rect}\left(\frac{t - (\frac{\tau}{2} + \theta_u)}{\tau}\right) \otimes \frac{1}{\tau} \text{comb}\left(\frac{t}{\tau}\right) \right] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right),$$

где $S(t, \theta_u)$ — полезный сигнал; τ — длительность единичного импульса; θ_u — измеряемое временное смещение сигнала; T — период псевдослучайной последовательности.

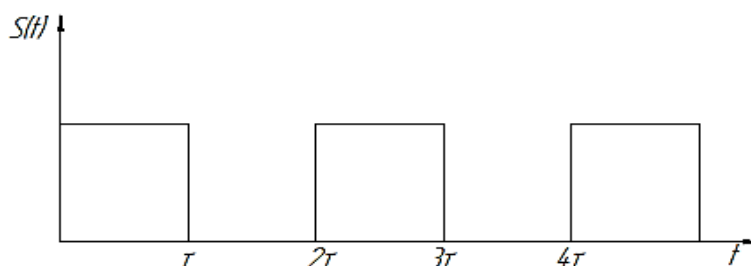


Рис. 12. Полезный сигнал псевдослучайной последовательности

Будем полагать, что помеха $n(t)$ имеет характеристики белого шума, а именно: $\langle n(t) \rangle = 0$; $K(t_1, t_2) = K(t_1 - t_2) = \tilde{K}_0 \delta(t_1 - t_2)$, где \tilde{K}_0 — спектральная мощность шума.

Известно, что логарифм функционала отношения правдоподобия выражается как:

$$\begin{aligned} \ln \Lambda(\theta) &= M(\theta) = M_0(\theta) - \frac{1}{2} \hat{Q}(\theta) = \\ &= \int_0^T x(t, \theta_u) \cdot H(t, \theta) dt - \frac{1}{2} \int_0^T S(t, \theta) \cdot H(t, \theta) dt = \\ &= \int_0^T S(t, \theta_u) \cdot H(t, \theta) dt + \int_0^T n(t) \cdot H(t, \theta) dt - \frac{1}{2} \int_0^T S(t, \theta) \cdot H(t, \theta) dt = \hat{S}(\theta) + \hat{N}(\theta), \end{aligned}$$

где $H(t, \theta)$ — импульсный отклик оптимального фильтра; $\hat{S}(\theta)$ — сигнальная составляющая; $\hat{Q}(\theta) = \hat{S}(\theta, \theta) = \rho^2$; ρ^2 — отношение сигнал/шум (ОСШ) по мощности; $\hat{S}(\theta, \theta)$ — сигнальная функция; $\hat{N}(\theta) = \hat{Q}(\theta, \theta) = \text{const}$ — помеховая составляющая.

Импульсный отклик можно найти из следующего выражения:

$$\int_0^T K(t - \xi) \cdot H(\xi, \theta) d\xi = S(t, \theta),$$

где $K(t - \xi) = \tilde{K}_0 \cdot \delta(t - \xi)$ — корреляционная функция помехи.

Тогда

$$\hat{S}(\theta_u, \theta) = \int_0^T S(t, \theta_u) \cdot \frac{1}{\tilde{K}_0} S(t, \theta) dt = \frac{1}{\tilde{K}_0} \int_0^T S(t - \theta_u) \cdot S(t - \theta) dt,$$

где $\hat{S}(\theta_u, \theta)$ — сигнальная функция.

Зная свойства сигнальной функции $\hat{S}(\theta_u, \theta) = \hat{Q}(\theta_u)$, получим:

$$\hat{Q}(\theta) = \frac{1}{\tilde{K}_0} \int_0^T S(t - \theta) \cdot S(t - \theta) dt = \frac{1}{\tilde{K}_0} \int_0^T S^2(t - \theta) dt.$$

На выходе устройства оценивается взаимная корреляционная функция реализации сигнала, которая содержит в себе измеряемый параметр временного смещения. Для поиска данного параметра воспользуемся критерием максимума отношения правдоподобия, в котором для оценки погрешности необходимо найти сигнальную функцию. Поскольку сигнальная функция представляет собой взаимную ковариацию сигнала, то представим решение в частотной области:

$$F\{\hat{S}(\theta_u, \theta)\} = F\{S(t - \theta_u)\} \cdot F\{S^*(t - \theta)\}; \quad (1)$$

$$F\{S(t - \theta_u)\} = \tau T \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{sinc}\left(\pi\tau \frac{k}{2\tau}\right) \exp\left(i2\pi\left(\frac{\tau}{2} + \theta_u\right) \frac{k}{2\tau}\right) \times \\ \times \text{sinc}\left(\pi T\left(v_t - \frac{k}{2\tau}\right)\right) \cdot \exp\left(i2\pi\left(\frac{T}{2} + \theta_u\right)\left(v_t - \frac{k}{2\tau}\right)\right). \quad (2)$$

Подставим (2) и комплексно сопряжённое ему уравнение в (1) получим:

$$F\{\hat{S}(\theta_u, \theta)\} = \tau^2 T^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{sinc}^2\left(\pi\tau \frac{k}{2\tau}\right) \cdot \text{sinc}\left(\pi T\left(v_t - \frac{k}{2\tau}\right)\right) \times \\ \times \exp\left(-i2\pi\theta_u \frac{k}{2\tau}\right) \cdot \exp\left(-i2\pi\theta_u\left(v_t - \frac{k}{2\tau}\right)\right). \quad (3)$$

Применив обратное преобразование Фурье для выражения (3), получим:

$$\hat{S}(\theta_u, \theta) = \frac{T}{2\tilde{K}_0} \left[\Lambda\left(\frac{\theta - \theta_u}{\tau}\right) \otimes \text{comb}\left(\frac{\theta}{2\tau}\right) \right] \cdot \Lambda\left(\frac{\theta - \theta_u}{T}\right). \quad (4)$$

Полученная сигнальная функция представляет собой набор размноженных треугольных функций, находящихся под общей треугольной огибающей (рис. 13).

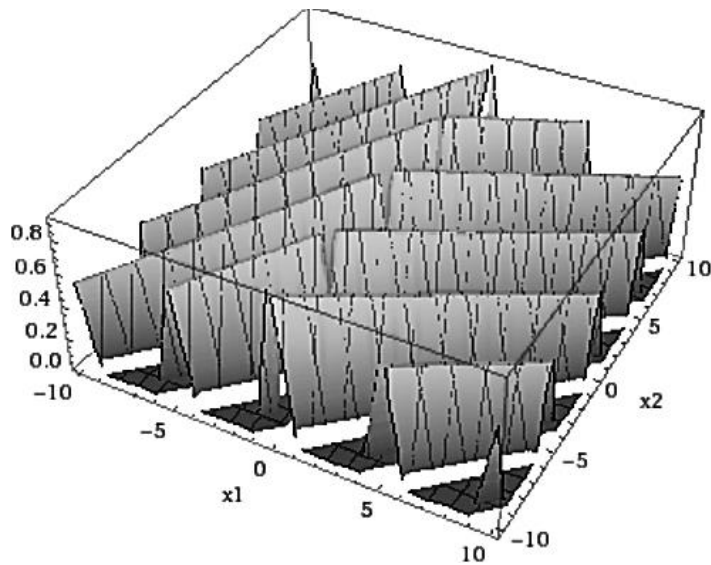


Рис. 13. Сигнальная функция принятой реализации

Все известные способы приближённого решения уравнения правдоподобия основаны на разложении логарифма ФОП в ряд Тейлора. В конечном итоге выражения для условного смещения и условной дисперсии можно выразить следующими соотношениями:

$$b(\theta_m | \theta_0) = -\frac{1}{2\rho^2} \cdot \frac{[\partial^3 S(\theta_1, \theta_2 / \partial \theta_1^2 \partial \theta_2)]_{\theta_0}}{[\partial S(\theta_1, \theta_2) / \partial \theta_1 \partial \theta_2]_{\theta_0}^2}; \quad (5)$$

$$D(\theta_m | \theta_0) = \frac{1}{\rho^2} \cdot \left[\frac{\partial^2 S(\theta_1, \theta_2)}{\partial \theta_1 \partial \theta_2} \right]_{\theta_0}^{-1} \left\{ 1 - \frac{\frac{\partial^4 S(\theta_1, \theta_2)}{\partial \theta_1^3 \partial \theta_2}}{\rho^2 \left[\frac{\partial^2 S(\theta_1, \theta_2)}{\partial \theta_1 \partial \theta_2} \right]_{\theta_0}^2} + \frac{7}{2} \frac{\left[\frac{\partial^3 S(\theta_1, \theta_2)}{\partial \theta_1^2 \partial \theta_2} \right]_{\theta_0}^2}{\rho^2 \left[\frac{\partial^2 S(\theta_1, \theta_2)}{\partial \theta_1 \partial \theta_2} \right]_{\theta_0}^3} \right\} \quad (6)$$

Поскольку измеряемый параметр не энергетический (то есть его изменение не влечёт за собой изменение ОСШ по мощности), то условное смещение $b(\theta_u) = 0$.

$$\rho^2 = \hat{S}(\theta_u, \theta_u) = \frac{T}{2\tilde{K}_0} \sum_{k=0}^{T/\tau} \Lambda(2k) = \frac{T}{2\tilde{K}_0}. \quad (7)$$

$$S(\theta_1, \theta_2) = \frac{\hat{S}(\theta_1, \theta_2)}{\rho^2} = \Lambda\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{\tau}\right) \Lambda\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{T}\right). \quad (8)$$

$$\frac{\partial^2 S(\theta_1, \theta_2)}{\partial \theta_1 \partial \theta_2} = \frac{1}{\tau T}; \quad \frac{\partial^3 S(\theta_1, \theta_2)}{\partial^2 \theta_1 \partial \theta_2} = 0; \quad \frac{\partial^4 S(\theta_1, \theta_2)}{\partial^3 \theta_1 \partial \theta_2} = 0. \quad (9)$$

Подставим значения частных производных выражений (9) в выражение (6) и получим:

$$D(\theta_u) = \frac{2\tilde{K}_0}{T} \cdot \tau T = 2\tilde{K}_0\tau. \quad (10)$$

Так как погрешность оценки максимального правдоподобия убывает пропорционально квадрату отношения сигнала к шуму, то эти оценки являются асимптотически несмещёнными и эффективными. В результате соотношений для условной дисперсии можем заметить, что чем больше длительность единичного импульса, тем больше погрешность.

Характеристики практических корреляционных дальнометров с использованием коммерческих комплектующих изделий

Для обеспечения высокой точности измерения расстояния необходимо обеспечить высокоскоростную генерацию импульсов. В цифровых системах по оптическим линиям передачи данных способны передавать сигналы со скоростью 10, 40 Гбит/с и более. В качестве источника и приёмника излучения используют SFP-трансиверы (*Small Form-factor Pluggable*).



Рис. 14. SFP-трансивер

К преимуществам данного устройства относят:

- низкую стоимость;
- компактность;
- проработанную элементную базу (поскольку в ВОЛС используется повсеместно);
- подходящий оптический диапазон длин волн для измерения расстояний до объектов при прохождении лазерного излучения через атмосферу;
- содержание внутри и приёмника, и источника излучения, параметры которых оптимизированы для совместной работы.

К недостаткам такого устройства можно отнести:

- низкую мощность излучения (~ 1 мВт);
- необходимость в дополнительном оборудовании для полного функционального режима работы.

На рис. 15 представлена структурная схема дальномера, состоящего из готовых комплектующих изделий. На программируемой логической интегральной схеме (1) располагаются такие элементы устройства, как:

- генератор псевдослучайной последовательности (*PRBS generator*);
- устройство синхронизации (*CDR/Retimer*);
- SFP-трансивер;
- аналого-цифровой преобразователь (*ADC*);
- цифровая линия задержки (*DDL*);
- корреляционное устройство.

Данная схема имеет разъём для подключения к компьютеру (*PC*) с целью управления зондирующей последовательностью и отображения результатов.

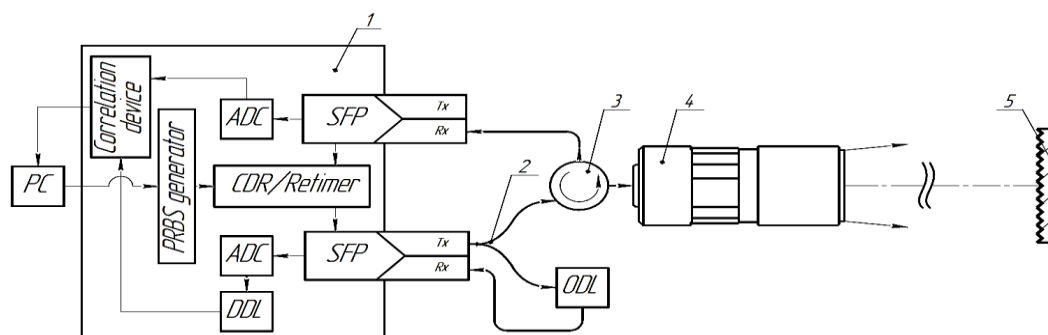


Рис. 15. Структурная схема дальномера:

- 1 — программируемая интегральная схема; 2 — оптический разветвитель;
3 — оптический циркулятор; 4 — волоконно-оптический коллиматор;
5 — матрица угольковых отражателей; *ODL* — оптическая линия задержки

Заключение

В данной работе представлен принцип работы дальномера с псевдослучайной импульсно-кодовой модуляцией сигнала, проведён анализ влияния различных флуктуаций на погрешность измерения и её оценка.

В силу того, что в рассматриваемом дальномере использованы комплектующие изделия, применяемые в цифровых системах волоконно-оптической связи и на основе некоторых дополнительных составляющих, габариты данного устройства можно уменьшать до размеров стандартного импульсного или фазового дальномера. Для получения расстояния до нужного исследуемого объекта необходима дополнительная оптическая прицельная система наведения дальномера.

Литература

1. Карасик В.Е., Орлов В.М. Лазерные системы видения: учеб. пособие. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2001. 174 с.
2. Зверев В.А., Стромков А.А. Выделение сигналов из помех численными методами. Нижний Новгород: ИПФ РАН, 2001. 188 с.
3. Колючкин В.Я. Методы оценки параметров сигнала на фоне помех: метод. пособие. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2011. 65 с.
4. Козинцев В.И., Белов М.Л. Основы импульсной лазерной локации: учеб. пособие. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2006. 510 с.
5. Патент РФ № 2140622, кл. G01C 3/08, 1999 г.
6. Патент США № 6483595, НКИ 356/607, 2002 г.
7. Патент США № 7023531, НКИ 356/5.01, 2006 г.
8. Патент США № 6147638, НКИ 342/109, 2000 г.
9. Патент США № 7139446, НКИ 385/12, 2006 г.