

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ ЛАЗЕРНЫХ ДАЛЬНОМЕРОВ

Методы импульсной лазерной локации широко используют при создании дальномеров, высотометров, лидаров, систем 3D-регистрации и др. Для большинства приложений важно реализовать предельные возможности дальномеров по дальности действия и точности при минимально возможных массе и стоимости приборов. Поэтому необходимы технические решения, которые позволяют существенно повысить точность дальномеров без значительного усложнения их конструкции. Такие решения предложены авторами данной работы.

ТИПЫ ЛАЗЕРНЫХ ДАЛЬНОМЕРОВ

Первыми лазерными локационными дальномерами импульсного типа были дальномеры с твердотельными (т/т) лазерами. Они работали по принципу измерения интервала времени между моментом излучения зондирующего лазерного моноимпульса и моментом приема излучения, отраженного от цели [1, 2]. Лазерная техника и микроэлектроника постоянно совершенствуются, поэтому такие дальномеры сейчас в десятки раз легче, имеют в несколько раз большую дальность действия и точность.

За последние десять лет большой прогресс достигнут в области дальномеров с полупроводниковыми (п/п) лазерами. Благодаря невысокой стоимости и малым габаритам они востребованы в системах навигации малых судов и индивидуальных летательных аппаратов. Кроме того, они потеснили дальномеры с т/т-лазерами и в ряде специальных областей. Работают такие дальномеры по методу накопления слабых отраженных сигналов при многократном зондировании цели в импульсном режиме излучения лазера [3]. Накопление применяется из-за того, что энергия излучения у п/п-лазера на несколько порядков ниже, чем у т/т-лазера, и не может обеспечить необходимую дальность действия дальномера при посылке одного импульса. При статистическом некогерентном накоплении эквивалентная энергия сигнала увеличивается в \sqrt{N} раз, где N – число зондирований в серии (объем накопления) [4].

Моноимпульсный и накопительный методы обработки локационной информации – принципиальное, но не единственное

В.Вильнер, А.Ларюшин, д.т.н., Е.Рудь

различие между двумя классами дальномеров. Дальномеры на основе п/п-лазеров отличаются типом и конструктивным исполнением оптической системы, формирующей зондирующий пучок. У т/т-лазеров формирователь выходного пучка или отсутствует, или применяется афокальная система (типа телескопа Галилея) с увеличением $\Gamma = \varphi_0/\varphi$, где φ_0 и φ – углы расходимости излучения на выходе лазера и оптической системы соответственно. Для формирования пучка излучения п/п-лазера применяются объективы с фокусным расстоянием $f = a/\varphi$, где a – ширина излучающей площади лазера, φ – требуемый угол расходимости зондирующего пучка. Диаметр объектива $D_{об}$ должен удовлетворять условию: $D_{об} = 2f \cdot \text{tg}(\alpha/2)$, где α – апертурный угол излучения лазера.

Есть еще одно важное отличие. В моноимпульсных дальномерах на т/т-лазерах точность измерения дальности зависит от длительности импульса излучения, что требует минимизации длительности импульса. В разных типах т/т-лазеров она составляет 5–50 нс (так, длительность зондирующего импульса высотомера ДЛ-2 на базе т/т-лазера YAG:Nd³⁺ – 10 нс). В п/п-лазере тоже можно генерировать импульсы малой длительности, но, ввиду ограничения по импульсной мощности, это еще более увеличит дефицит энергии зондирующего импульса. Устранить этот недостаток можно, повысив точность при накоплении за счет статистической обработки накопленных данных [5–7], в том числе с помощью новых методов, предлагаемых авторами. Эти методы позволяют увеличить длительность импульса до 100–300 нс и более при сохранении высокой точности измерения.

Таким образом, дальномер с п/п-лазером принципиально отличается от своего аналога с т/т-лазером по всем позициям: принципу действия измерительного блока; устройству схемы накачки лазера; построению приемно-усилительного тракта; типу коллимирующей оптической системы; конструктивной компоновке прибора. По-разному решаются в них и вопросы обеспечения точности измерений.

Для стандартных применений достаточно, чтобы погрешность измерения дальности не превышала 5–10 м. Таким требованиям отвечает большинство лазерных дальномеров (БД-1, ЛДИ-3, 1Д18, ЛДИ-5 и др.). Ряд задач, однако, требует существенно большей точности. К ним относятся:

- измерение скорости цели;
- определение абсолютных координат объектов, в том чис-

ле с использованием информации спутниковых систем навигации;

- определение профиля цели (подстилающей поверхности) вдоль трассы полета летательного аппарата;
- определение пространственной протяженности цели вдоль трассы зондирования.

В подобных случаях максимальную ошибку дальномеров (обычно 1–2 м) нужно снижать до 0,2–0,5 м, что достаточно сложно и требует оптимизации процесса измерения. Посмотрим, каковы возможные пути повышения точности лазерных дальномеров различных типов.

ДАЛЬНОМЕР С ТВЕРДОТЕЛЬНЫМ ЛАЗЕРОМ

В дальномерах с т/т-лазерами применяется моноимпульсный метод измерения интервала T между излученным и принятым от цели импульсом, по которому определяют дальность $R = cT/2$, где c – скорость света. Можно выделить основные составляющие ошибки измерения временного интервала T : систематическая погрешность, обусловленная разным временем задержки сигнала в каналах фиксации старт- и стоп-импульсов; дискретность измерителя временных интервалов (ИВИ); погрешность временной фиксации. Остановимся на них подробнее.

Систематическая погрешность, обусловленная разным временем задержки сигнала в каналах фиксации старт- и стоп-импульсов. Если не принять специальные меры, такая погрешность может достигать 5 м. При схемной компенсации удается уменьшить эту ошибку до 0,2–0,5 м. В так называемой схеме совмещенного старта, когда старт- и стоп-сигналы подаются на один приемник, указанная погрешность компенсируется полностью.

Дискретность ИВИ. Если тактовая частота ИВИ не синхронизирована с моментом излучения зондирующего импульса, что типично для т/т-дальномеров, то плотность $w(r)$ распределения вероятности ошибки, обусловленной этим фактором, является треугольной и определяется выражением:

$$w(r) = \begin{cases} r/(\Delta R)^2 + 1/\Delta R & \text{при } -\Delta R \leq r < 0 \\ -r/(\Delta R)^2 + 1/\Delta R & \text{при } 0 \leq r \leq \Delta R \end{cases}$$

где r – дальность; ΔR – дискретность ИВИ в единицах дальности.

Тогда дисперсия и среднеквадратическая ошибка (СКВО) оценки дальности равны:

$$D_{\text{ИВИ}} = \int_{-\infty}^{+\infty} r^2 w(r) dr = \Delta R^2 / 6$$

$$\sigma_{\text{ИВИ}} = \sqrt{D} = 0,408 \Delta R.$$

При тактовой частоте ИВИ $f_T = 30$ МГц, принятой в ряде серийно выпускаемых дальномеров, дискретность $\Delta R = 5$ м, а СКВО $\sigma_{\text{ИВИ}} \sim 2$ м. В новых разработках, как правило, $\Delta R = 1$ м, а $\sigma_{\text{ИВИ}} \sim 0,4$ м. Если эти параметры не отвечают предъявляемым требованиям, применяют технические решения, которые позво-

ляют при той же тактовой частоте уменьшить дискретность отсчета дальности [8,9]. Одно из таких решений – метод преобразования временного масштаба (называемый также методом Уилкинсона или временной лупой). Этот метод широко используется в недорогих дальномерах. Он обеспечивает дискретность по дальности 1 м при низкой частоте тактового генератора, позволяющей применять дешевые микросхемы [10].

Когда на рынке появились недорогие микропроцессоры с тактовой частотой 150–300 МГц, стало возможным удовлетворить весьма высокие требования по точности с помощью метода прямого счета и интерполяционных методов [9] (нониусного метода или метода верньерной интерполяции [11]). Вот почему метод преобразования масштаба времени уже практически не применяется. Указанные интерполяционные методы позволяют снизить дискретность преобразования "время-цифра" на порядок и более.

Погрешность временной фиксации. Для старт-импульса задача фиксации решается достаточно легко, поскольку сигнал характеризуется амплитудной и временной стабильностью. Решить же аналогичную задачу для принимаемого от цели импульса значительно сложнее. В зависимости от дальности, состояния локационной трассы и типа цели амплитуда сигнала может меняться на 4–6 порядков. При этом существенно меняется форма сигнала из-за его ограничения в приемном тракте. Кроме того, сигнал может искажаться шумами и помехами аддитивного и мультипликативного характера.

Наиболее распространен метод временной привязки сигнала путем фиксации его по уровню [1, 12], когда момент фиксации определяется моментом пересечения сигналом порога срабатывания формирователя (рис.1). Этот момент фиксируется генерацией стандартного стоп-импульса. Из рис.1 видно, что его положение нестабильно и зависит от амплитуды импульса. Максимальный разброс момента фиксации равен длительности фронта импульса. Существуют способы устранения этой нестабильности, однако они довольно сложны и используются редко [6].

Если требования к точности фиксации импульса очень высоки, применяют методы фиксации максимума импульса [1, 9] и точки пересечения нуля производной [9, 13]. Эти ме-

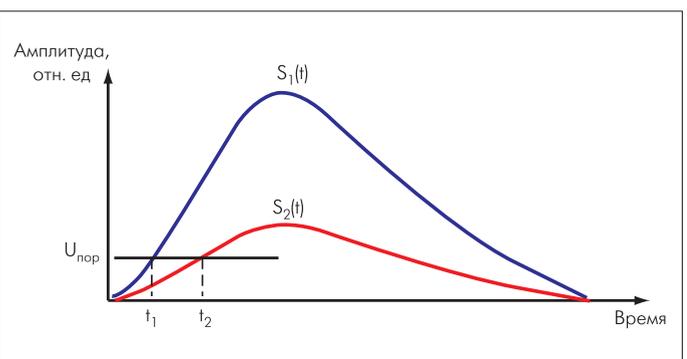


Рис. 1. Временная фиксация импульса по уровню: t_1, t_2 – моменты фиксации для максимального и минимального сигналов; S_1, S_2 – максимальный и минимальный сигналы; $U_{\text{пор}}$ – порог срабатывания

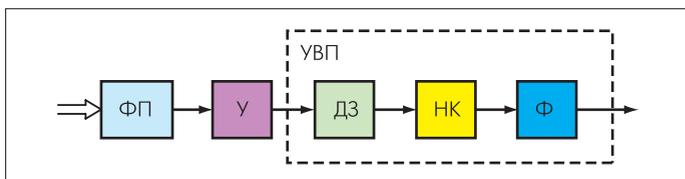


Рис.2. Структура приемного тракта с устройством временной привязки по методу фиксации нуля производной: ФП – фотоприемник; У – усилитель; ДЗ – дифференцирующее звено; НК – нуль-компаратор; Ф – формирователь стандартного импульса при срабатывании нуль-компаратора; УВП – устройство временной привязки

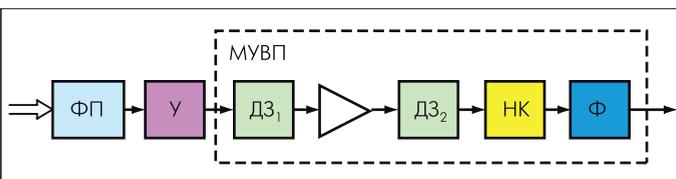


Рис.4. Структура фотоприемного тракта с МУВП по методу фиксации нуля производной

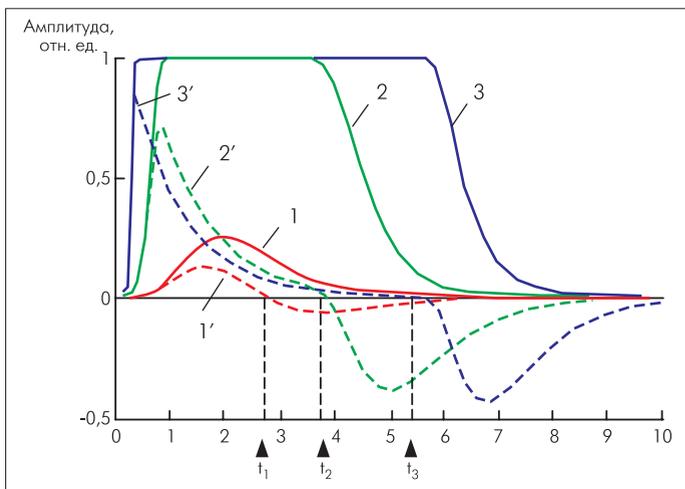


Рис.3. Результаты моделирования: 1, 2, 3 – сигналы на входе ДЗ; 1', 2', 3' – сигналы на входе нуль-компаратора НК; t_1, t_2, t_3 – результаты фиксации; сигнал 1 – линейная зона, сигналы 2 и 3 – перегрузки 10^3 и 10^6 , соответственно

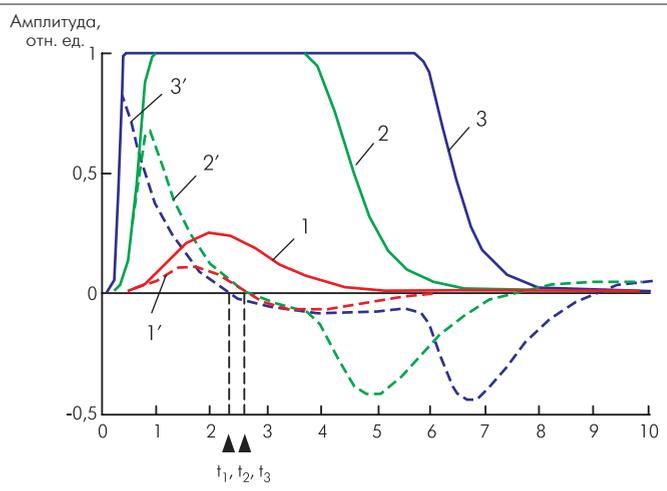


Рис.5. Сигналы на входе ДЗ₁ (1, 2, 3), на входе нуль-компаратора НК (1', 2', 3') и результаты фиксации (t_1, t_2, t_3) для МУВП в динамическом диапазоне сигналов от 1 до 10^6

тоды сравнительно легко реализуются и дают высокую точность фиксации, однако они эффективны лишь в линейной области изменения сигнала, как правило, в динамическом диапазоне амплитуд, не превышающем 100 [9]. При нелинейных искажениях, вызываемых перегрузками, эти методы непригодны. Поэтому приходится существенно усложнять аппаратуру, вводя средства сужения динамического диапазона. Но это не всегда возможно, если отсутствует информация об ожидаемой амплитуде сигнала.

Ограниченную точность устройства, реализующего метод пересечения нуля производной (рис. 2), демонстрируют результаты моделирования (рис. 3). Они получены при следующих исходных данных: масштаб по оси времени – 6,67 нс/дел, или 1 м в единицах дальности; длительность принятого импульса в линейном диапазоне $t_{и} \sim 10$ нс; постоянная времени дифференцирующего звена (ДЗ) $\tau = 1/\alpha \sim 5$ нс, где α – коэффициент затухания. Если τ больше этого значения, то ухудшается точность привязки, если меньше – падает коэффициент передачи и усиливается влияние импульсных помех.

Задержка фиксации пересечения нуля относительно точки максимума сигнала в линейной зоне равна 5 нс (0,7 м), а при максимальной перегрузке – 35 нс (3,3 м) (см. рис. 3). Таким образом, нестабильность фиксации эквивалентна ошибке 2,6 м,

что лишает этот метод преимуществ по сравнению с простейшим методом фиксации по уровню сигнала. Этот недостаток устранен в предлагаемом модифицированном устройстве временной привязки (МУВП) (рис.4).

В МУВП используются два дифференцирующих звена: ДЗ₁ и ДЗ₂. Постоянная времени первого звена τ_1 составляет половину длины входного импульса $\tau_1 = 0,5 t_{и}$, а второго – $\tau_2 = 5 t_{и}$. Исследования показали, что при таком соотношении τ_1/τ_2 нестабильность момента фиксации минимальна в динамическом диапазоне до 10^6 .

Нестабильность временной привязки сигнала в МУВП не превышает 0,2–0,3 м (рис.5) в практически неограниченном динамическом диапазоне. Эти результаты подтверждены компьютерным моделированием схемы устройства в пакете OrCAD и натурным моделированием с использованием макета фотоприемного тракта лазерного дальномера. Таким образом, появляется возможность значительно повысить точность моноимпульсных дальномеров на т/т-лазерах без серьезного усложнения аппаратуры.

ДАЛЬНОМЕР С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМ ЛАЗЕРОМ

Мы уже отмечали, что дальномеры с п/п- и т/т-лазерами во многом различаются. Основное отличие дальномеров с п/п-лазерами – работа в режиме статистического накопления [4]. Он подразумевает многократное повторение лазерного зондирования цели, регистрацию смеси принятого сигнала и шума приемного тракта и суммирование (накопление) сохраненных результатов,

после чего принимается решение о наличии цели и расстоянии до нее. Аппаратурная реализация этой процедуры производится средствами цифровой техники, которые обеспечивают аналого-цифровое преобразование принимаемого сигнала с дискретизацией его по времени и амплитуде, статистическую обработку полученных числовых массивов и принятие решения по результатам обработки.

Частота дискретизации по времени F_t (период дискретизации $\delta_t = 1/F_t$) определяется заданной дискретностью измерения дальности δR : $F_t = 1/\delta t = c/2\delta R$, где c – скорость света. Так, если задан период дискретизации по дальности $\delta R = 1$ м, то тактовая частота $F_t = 150$ МГц. Интервалы дискретизации (дискреты) пронумерованы соответственно своему положению на шкале измеряемых времен (или дальностей). Таким образом, номер дискрета (адрес) соответствует определенной дальности. Сам дискрет реализуется выделением ячейки памяти с данным адресом, в которой и производится накопление сигналов, соответствующих этой дальности по своей временной задержке. Следовательно, дискрет дальности, представленный соответствующей ячейкой памяти, является каналом накопления локационной информации, так называемым "каналом дальности".

Очевидно, что количество каналов дальности $K_R = (R_{\max} - R_{\min})/\delta R$, где R_{\max} и R_{\min} – максимальная и минимальная измеряемая дальность. Например, если $R_{\max} - R_{\min} = 5000$ м, а $\delta R = 1$ м, то количество каналов дальности и соответствующее количество сумматоров накопителя $K_R = 5000$. Далее рассматривается метод обработки накопленных данных, позволяющий уменьшить тактовую частоту (и, соответственно, K_R) на порядок при сохранении требований по точности. Это позволяет не только упростить аппаратуру, но и повысить энергетический потенциал прибора, а следовательно, и дальность действия.

В каждом дискрете времени (канале дальности) производится двухэтапная пороговая обработка. На первом этапе аналоговый сигнал квантуется по амплитуде с помощью одно- или многопорогового преобразователя, а результаты квантования регистрируются в цифровой форме. Однопороговое квантование называется бинарным [4]. На втором этапе производятся суммирование накопленных чисел в каждом дискрете, сравнение результата накопления с известным пороговым числом и принимается решение о присутствии сигнала в данном канале дальности.

Вследствие случайной природы шумового процесса среднеквадратическое отклонение σ_N накопленных шумовых выбросов в каждом канале дальности растет в процессе накопления по квадратичному закону $\sigma_N^2 = N\sigma_1^2$, где σ_1 – среднеквадратическое значение шума в каждом единичном зондировании. В то же время сигнальная составляющая S_N накопленного результата растет линейно, пропорционально объему накопления N . Таким образом, метод накопления позволяет улучшить отношение сигнал/шум в $(S_N/\sigma_N)/(S_1/\sigma_1) = \sqrt{N}$ раз, где S_1 – средняя амплитуда принятого сигнала в каждом зондировании.

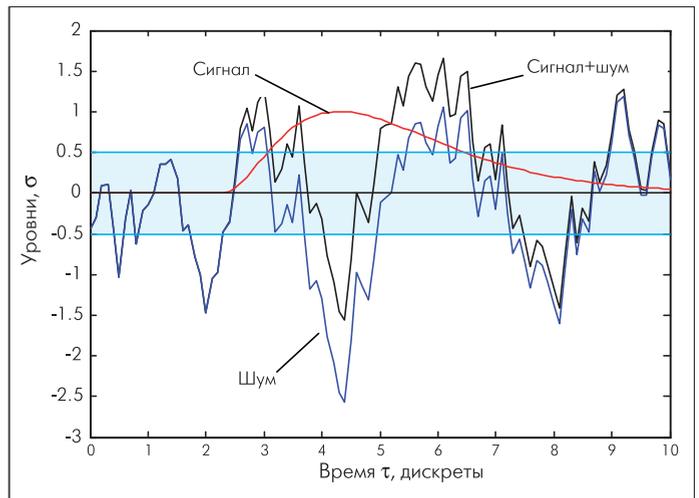


Рис.6. Реализация случайного процесса сигнал + шум на входе двухуровневого порогового устройства. Пороговые уровни +0,5 и -0,5 показаны пунктиром. Отношение сигнал/шум $S/N = 1$

Случайный процесс, который наблюдается на выходе приемного тракта, представляет собой сумму сигнала и шума (рис.6). Как показано в [3], режим накопления оптимально реализуется при преобразовании смеси S^* (сигнал+шум) двухпороговой структурой с симметричным положением порогов относительно нуля (см. рис.6). В этом случае процедура накопления заключается в добавлении 1 в дискрет (тайм-слот), если в этом дискрете $S^* > u_+$, или вычитании 1, если $S^* < u_-$, где u_+ и u_- – положительный и отрицательный пороги срабатывания порогового устройства соответственно (на рис.6 уровень этих порогов составляет, соответственно, $+0,5\sigma_1$ и $-0,5\sigma_1$). Пороги u_+ и u_- расположены так, чтобы частота их превышения выбросами шума была одинаковой. Это достигается, например, с помощью автоматической регулировки одного или обоих порогов [14]. При таком построении накопителя быстродействующая цифровая аппаратура задействуется минимально, а энергетическая эффективность накопления приближается к теоретическому пределу $-\sqrt{N}$.

Важно, что накопление дает не только энергетический выигрыш, но и повышает точность измерений. Поэтому можно и желательнее устанавливать длительность зондирующего импульса

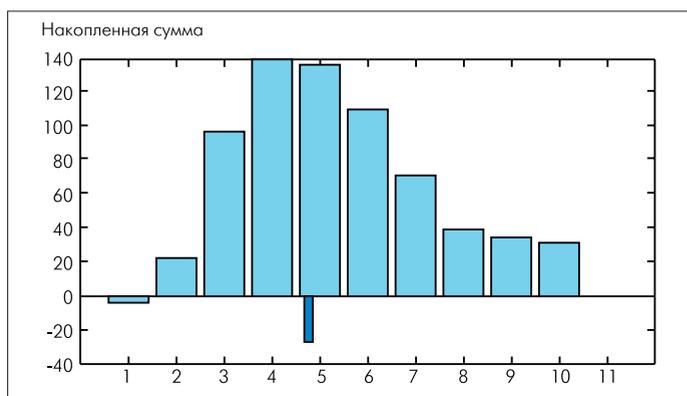


Рис.7. Реализация результатов накопления в 10 каналах 2-уровневого накопителя при объеме накопления N=200 и отношении сигнал/шум на входе S=1

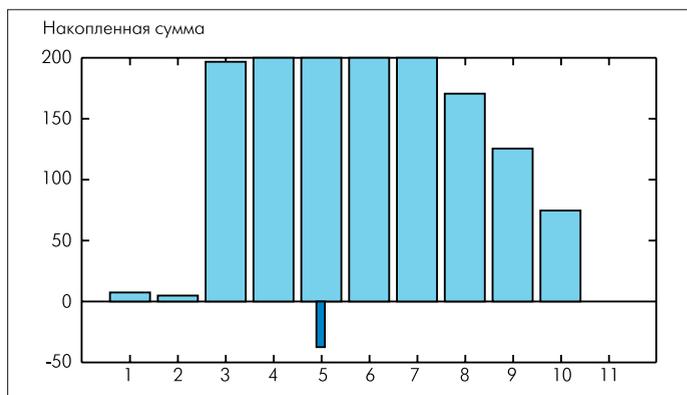


Рис.8. Реализация результатов накопления в 10 каналах 2-уровневого накопителя при объеме накопления N=200 и отношении сигнал/шум на входе S=10

в несколько (2–10) раз больше длительности периода дискретизации ИВИ, поскольку при этом энергетический потенциал прибора возрастает, а точность остается в требуемых пределах.

Известны различные методы анализа массива накопленных данных для определения задержки отраженного от цели сигнала. Например, в [6] рассмотрен метод оценки задержки по динамике возрастания и спада накопленных сумм в окрестности дискрета с максимальной накопленной суммой. Анализ показал недостаточную эффективность подобных методов обработки результатов накопления.

Авторами предложено определять задержку отраженного сигнала T_s по выражению начального момента первого порядка [15] массива накопленных данных в окрестности того элементарного интервала (тайм-слота, или дискрета времени), в котором накопленная сумма максимальна:

$$T_s = \left[(j - p) + \frac{\{Kl\}}{\{K\}} \right] \cdot \Delta T,$$

где

$$\{Kl\} = \sum_{l=1}^{q-1} k_{j-m+l} K_{j-m+l}, \quad \{K\} = \sum_{l=1}^q k_{j-m+l+1} K_{j-m+l+1}.$$

Здесь j – номер дискрета времени, в котором накопленная сумма максимальна; $K_{(a)}$ – накопленная сумма в (а)-м дискре-

те; $k_{(a)}$ – весовой коэффициент (а)-го дискрета; $m = t_{фр}/\Delta T$ – количество дискретов, соответствующих длительности фронта лазерного импульса; $t_{фр}$ – длительность фронта лазерного импульса; $q = t_{и}/\Delta T$ – количество дискретов, соответствующих длительности импульса; $t_{и}$ – длительность лазерного импульса; p – поправочное число, характеризующее точку временной фиксации; ΔT – длительность дискрета.

В частности, рассматривалась ситуация, когда длина анализируемого массива равна длительности импульса $t_{и}$; $t_{и} = 6\Delta T$, $\Delta T = 1$, весовые коэффициенты $K_{(a)} = 1$. При таких допущениях задержка импульса определяется в соответствии с алгоритмом:

$$T_s = \left[(j - p) + \frac{\{Kl\}}{\{K\}} \right],$$

где

$$\{Kl\} = \sum_{l=1}^5 k_{j-2+l}, \quad \{K\} = \sum_{l=1}^6 k_{j-1+l}.$$

На основе такой модели было проведено компьютерное моделирование двухпорогового накопителя (рис.7, 8). Маркер внизу показывает положение центра тяжести полученных массивов. Как видно, разброс результатов измерения дальности в неограниченном амплитудном диапазоне сигналов не превышает 20% от величины дискрета ИВИ. В рассмотренном случае это соответствует 0,2 м.

Несмотря на столь малый разброс оценки дальности при накоплении, существуют пути его уменьшения. Следует ввести поправку, зависящую от количества переполненных ячеек накопителя или от накопленных сумм в дискретах, соседних с центром тяжести накопленного массива [3]. Тогда погрешность оценки дальности может быть снижена до 10% от величины дискрета и менее. Это позволяет, с одной стороны, создавать приборы очень высокой точности, а с другой – обеспечивать приемлемую точность измерений при низкой тактовой частоте накопителя.

В работе авторов [3] указан еще один ресурс повышения точности дальномеров с накоплением. Речь идет о дальномерях с синхронным стартом. При синхронном старте лазерный зондирующий импульс излучается синхронно с тактовым им-

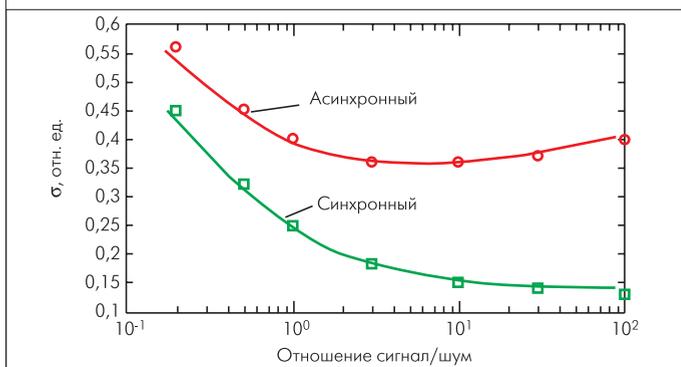


Рис.9. Зависимость СКВО оценки дальности от отношения сигнал/шум. Двухуровневый накопитель: $U_{01} = \sigma$, $U_{02} = -\sigma$, $N=200$



пульсом преобразователя "время-цифра" (при асинхронном – в произвольный момент времени). Схема с синхронным стартом обеспечивает значительно более высокую точность (рис.9). При этом СКВО монотонно уменьшается с ростом отношения S/N. При асинхронном же старте погрешность возрастает как при уменьшении, так и при увеличении отношения S/N – в первом случае из-за возрастания влияния шума, а во втором – из-за усиления роли ошибок округления. Это обстоятельство необходимо учитывать при проектировании приборов с повышенными требованиями по точности, тем более что синхронизация излучения п/п-лазеров с тактовой частотой ИВИ не представляет особых затруднений.

Таким образом, в работе предложены новые технические решения, позволяющие значительно уменьшить ошибки определения дальности для обоих типов дальномеров и тем самым повысить точность дальномеров без значимого усложнения аппаратной части.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Aman M.** et al. Laser ranging: a critical review of usual techniques for distance measurement. – Optical Engineering, 2001, v.40, №1, p.10–19.
2. **Ермаков Б.А., Возницкий М.В.** Получение и обработка информации в импульсных лазерных дальномерах. – Оптический журнал, 1993, с. 241–255.
3. **Вильнер В., Ларюшин А., Рудь Е.** Оценка возможностей светолокационного измерителя дальности с накоплением. – Фотоника, 2007, №6, с. 22–26.
4. **Ширман Я.Д., Манжос В.Н.** Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981.
5. **Keith Barr.** Method for improving the received signal to noise ratio of a laser rangefinder. – US Patent No.7184130, Feb. 27, 2007, US Cl. 356/4.01, Int. Cl. G01C 3/08.
6. **Morcom J.** Optical distance measurement. – US Patent No.6753950, June 22, 2004, US Cl. 356/4.01, Int. Cl. G01S 17/00; G01C 3/08.
7. **Lee Seok-Hwan** et al. Laser rangefinder and method thereof. – Intern. Patent WO 2005/006016, 20.01.05, Int. Cl. G01S 17/10.
8. **Ковтун А.К., Шкуро А.Н.** Принципы построения преобразователей интервала времени. – Приборы и техника эксперимента, 1973, №1, с.7-14.
9. **Мелешко Е.А.** Интегральные схемы в наносекундной ядерной электронике. – М.: Атомиздат, 1977.
10. **Dunne J.** Self-calibrating precision timing circuit and method for a laser range finder. – US Patent No.5703678, Dec. 30, 1997, US Cl. 356/5.05, Int. Cl. G04F 10/10.
11. **Гурин Е.И.** Построение быстродействующих высокоточных преобразователей временных интервалов с использованием ускоренной косинусной интерполяции. – Автометрия, 1999, №3, с. 57–64.
12. **Митяшев Б.Н.** Определение временного положения импульсов при наличии помех. – М.: Сов. радио, 1962.
13. **Бушнин Ю.Б.** и др. Модули формирования наносекундных импульсов с применением интегральных микросхем. – Приборы и техника эксперимента, 1973, №4, с.140–144.
14. **Вильнер В.Г.** Проектирование пороговых устройств с шумовой стабилизацией порога. – Оптико-механическая промышленность, 1984, №5, с.39-41.
15. **Корн Г., Корн Т.** Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1973, с. 547.