Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана

ЛАЗЕРНЫЕ ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ

Под редакцией В.Е. Карасика

Рекомендовано Научно-методическим советом МГТУ им. Н.Э. Баумана в качестве учебного пособия по курсам «Проектирование лазерных оптико-электронных преобразователей» и «Оптико-электронные приборы»

> Москва Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана 2012

УДК 621.375(075.8) ББК 32.86-5 Л17

Рецензенты: В.И.Алехнович, А.А. Резунов

Лазерные приборы и методы измерения дальности : учеб. Л17 пособие / В.Б. Бокшанский, Д.А. Бондаренко, М.В. Вязовых, И.В. Животовский, А.А. Сахаров, В.П. Семенков; под ред. В.Е. Карасика. — М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. — 92, [4] с.: ил.

Изложены принципы построения импульсных и фазовых дальномерных устройств. Приведены методики определения предельной измеряемой дальности и расчет точностных параметров дальномеров. Рассмотрены методы цифровой обработки сигналов, улучшающие характеристики приборов измерения дальности. Дано описание современной элементной базы.

Для студентов, изучающих курсы «Проектирование лазерных оптико-электронных приборов», «Приемники излучения» и другие курсы аналогичной направленности.

УДК 621.375(075.8) ББК 32.86-5

Учебное издание

Бокшанский Василий Болеславович, Бондаренко Дмитрий Анатольевич, Вязовых Максим Вячеславович, Животовский Илья Вадимович, Сахаров Алексей Александрович, Семенков Виктор Прович

ЛАЗЕРНЫЕ ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ

Учебное пособие

Редактор С.А. Серебрякова Корректор Е.В. Авалова Компьютерная верстка В.И. Товстоног

Подписано в печать 27.11.2012. Формат 60×84/16. Усл. печ. л. 5,58. Тираж 100 экз. Изд. № 33. Заказ

Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана. Типография МГТУ им. Н.Э. Баумана. 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1.

© МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АЦП — аналого-цифровой преобразователь

БИХ — бесконечная импульсная характеристика

ИВИ – измеритель временных интервалов

ЛИ — лазерный излучатель

ЛФД — лавинный фотодиод

МПУ — модуль питания и управления

ПКД — приемный канал дальномера

ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема

ППЛ — полупроводниковые лазеры

ПСВ — показатель световозвращения

СКЗ — среднее квадратичное значение

ТЛДН — твердотельный лазер с непрерывной диодной накачкой

 $\Phi\Pi Y-\varphi$ отоприемное устройство

ФЭУ – фотоэлектронный умножитель

ЦСП — цифровой сигнальный процессор

введение

Задача измерения расстояния между двумя объектами была актуальной всегда, однако в настоящее время ее значимость в технике особенно возросла, что обусловлено необходимостью высокоточного позиционирования объектов в строительстве, геодезии, военном деле, навигации и т.п. При этом в различных областях использования дальномеров постоянно ужесточаются требования к точности, предельной измеряемой дальности, темпу измерений, массе и габаритам аппаратуры. Так, на рынке гражданских дальномеров появились приборы, способные измерять расстояния до 200 м с погрешностью $\pm 1,5$ мм. В военной области уже внедрены и используются дальномеры авиационного базирования с предельной измеряемой дальностью более 50 км. Появились приборы нового класса — сканирующие дальномеры, позволяющие формировать матрицу дальностей с последующим синтезом компьютерной 3D-модели зондируемого объекта.

Несмотря на широкий ассортимент разработанных дальномеров, техническая литература, посвященная лазерной дальнометрии, представлена в основном специализированными научными статьями. Достаточно сказать, что основное учебное пособие [1] по этой теме издано более 15 лет назад.

Цель настоящего пособия — восполнить указанный пробел и ознакомить студентов, обучающихся по направлению «Оптотехника», с новыми методами и аппаратурой лазерной дальнометрии.

Все дальномеры можно разбить на две группы:

1) *активные дальномеры*, использующие в процессе измерения дальности подсвет объекта с помощью излучения лазера или светодиода;

2) пассивные дальномеры, принцип действия которых основан на триангуляционном (параллаксном) методе. Дальномеры данной группы широко использовались в фототехнике «доцифровой» эры, но не обеспечивали ни высокой точности, ни большой дальности. По этой причине в настоящем пособии пассивные дальномеры не рассматриваются.

В свою очередь, активные дальномеры по функциональному признаку можно разбить на три типа:

1) *лазерные импульсные дальномеры*, определяющие дальность по времени распространения лазерного импульса до объекта и обратно;

2) лазерные фазовые дальномеры, измеряющие дальность путем определения сдвига фазы гармонически модулированного оптического излучения лазера или светодиода по отношению к опорному колебанию;

3) интерференционные лазерные дальномеры, принцип действия которых основан на подсчете интерференционных полос при перемещении реперного световозвращающего элемента от нулевого положения до требуемого. Такие приборы имеют ограниченную область применения вследствие необходимости использования репера, а также малой измеряемой дальности, хотя и обладают очень высокой точностью (более 1 мкм). Дальномеры такого типа применяют при высокоточном технологическом контроле различных объектов. Интерференционные дальномеры в данном пособии также не рассматриваются.

Таким образом, в предлагаемом учебном пособии рассмотрены дальномеры двух классических типов — импульсные и фазовые, наиболее распространенные в различных областях деятельности человека.

1. ЛАЗЕРНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ДАЛЬНОМЕРЫ

1.1. Принцип действия импульсных дальномеров

Принцип действия лазерных импульсных дальномеров (рис. 1.1) основан на измерении интервала времени между моментом излучения зондирующего лазерного моноимпульса (стартимпульс) и моментом приема излучения, отраженного от объекта (стоп-импульс). Источником излучения в таких приборах является импульсный лазер (обычно твердотельный или полупроводниковый), излучение которого коллимируется с помощью оптической формирующей системы. При формировании лазерного импульса часть лазерного излучения отводится (например, с помощью светоделителя) на фотоприемное устройство ФПУ1. Отраженное от объекта излучение попадает в приемный канал, состоящий из приемного объектива, ФПУ2 (приемника излучения) и усилителя сигнала. Измеритель временных интервалов (ИВИ) начинает работу в момент излучения лазерного импульса по сигналу ФПУ1 и завершает ее в момент приема отраженного излучения по сигналу ФПУ2, выдавая цифровой код полученного результата. Блок синхронизации и управления осуществляет интерпретацию и повышение точности полученных результатов, формирует сигнал на индикаторе, а также принимает команды органов управления.

При постоянной скорости распространения электромагнитного излучения в слое среды (атмосфере, космосе, воде) дальность до объекта можно рассчитать с помощью следующего выражения (при этом учитывается, что лазерное излучение проходит двойное расстояние):

$$L = \frac{c\Delta t}{2n},\tag{1.1}$$



Рис. 1.1. Функциональная схема лазерного импульсного дальномера

где c — скорость света в вакууме; Δt — интервал времени между моментами посылки и приема излучения зондирующего импульса; n — показатель преломления среды распространения для используемой длины волны излучения.

Как следует из выражения (1.1), для уменьшения погрешности измерения дальности до объекта необходимо обеспечить постоянство скорости распространения излучения в слое среды и его прямолинейность. Эти условия не всегда выполнимы: например, при расположении дальномера на воздушном судне и сканировании им объектов на Земле необходимо учитывать явление рефракции, приводящее к искривлению оптического пути лазерного излучения. При лазерной локации в турбулентных средах оптический путь лазерного излучения также искажается (отличается от прямолинейного).

Основной вклад в погрешность измерения дальности до объекта вносят погрешности, возникающие при измерении временного интервала между моментами посылки и приема излучения зондирующего импульса. Среди них можно выделить:

 систематическую погрешность, обусловленную различным временем задержки сигнала в каналах фиксации излучаемого (старт-) и принимаемого (стоп-) импульсов;

 погрешность, обусловленную конечной дискретностью измерителя временных интервалов;

- погрешность временной фиксации импульсов излучения.

Систематическую погрешность, обусловленную различным временем задержки сигнала в каналах фиксации излучаемого (старт-) и принимаемого (стоп-) импульсов, можно либо минимизировать, либо, вследствие систематичности ее характера, учесть при измерении временного интервала. Минимизация данной погрешности возможна при схемной компенсации, а при схеме совмещенного старта, когда старт- и стоп-импульсы подаются на один приемник излучения, она компенсируется полностью. В системах без совмещенного старта эту систематическую погрешность можно учесть с помощью многократного измерения калиброванной дистанции.

Влияние дискретности измерителя временных интервалов при несинхронности его внутренней тактовой частоты с моментами

излучения зондирующего импульса можно оценить по дисперсии связанной с ней погрешности:

$$D = \frac{\triangle d^2}{6},\tag{1.2}$$

где Δd — дискретность измерителя временных интервалов в единицах дальности. Тогда среднее квадратичное отклонение оценки дальности составит $\delta = 0,408 \Delta d$. При использовании тактового генератора для измерителя временных интервалов с частотой 150...300 МГц погрешность, вызванная дискретностью, составит 0,1...0,2 м.

Погрешность временной фиксации импульсов излучения в основном связана с приемом отраженного от объекта лазерного импульса — мощность сигнала может изменяться на несколько порядков в зависимости от дальности до объекта и его коэффициента отражения, состояния слоя среды распространения излучения. Кроме того, на сигнал накладываются шумы и помехи приемного канала и канала распространения. Все это приводит к сильным искажениям формы принятого сигнала и, как следствие, к погрешности фиксации момента прихода данного импульса пороговым устройством (рис. 1.2).

Наиболее распространен метод временной привязки принятого импульса излучения путем фиксации его по уровню пороговым устройством (например, быстродействующим компаратором). В этом случае момент прихода импульса излучения фиксируется при пересечении порога срабатывания и зависит как от длительности фронта импульса, так и от всех параметров (отражающих свойств объекта, состояния атмосферы и т. д.), искажающих форму принятого сигнала. При сохранении формы сигнала разброс момента фиксации равен длительности фронта импульса, поэтому к лазерному источнику в высокоточных дальномерах предъявляют требования минимальности длительности импульса и максимизации добротности. Чаще всего используют импульсные лазеры с длительностью импульса 10 нс и менее. Если требования к точности фиксации импульса очень высоки, применяют методы фиксации максимума импульса и точки пересечения нуля производной. Эти методы сравнительно легко реализуются и дают



Рис. 1.2. Временная фиксация импульса по уровню: t_1, t_2 – моменты фиксации отраженных импульсов; $U_{\rm nop}$ – порог срабатывания

высокую точность фиксации, однако они эффективны лишь в линейной области изменения сигнала, как правило, в динамическом диапазоне амплитуд, не превышающем 100.

Как было показано выше, лазерные дальномерные методы основаны на определении длительности времени, в течение которого импульсный сигнал проходит двойное расстояние от дальномера до отражателя. Лазерные дальномеры должны измерять расстояния от долей метра до десятков километров, что соответствует измерительному временному интервалу от наносекунд до миллисекунд. Время измерения лазерными дальномерами неизменно и определяется оператором. Это упрощает получение удовлетворительного устойчивого разрешения и снижает требования к ИВИ.

Разрешение ИВИ должно быть намного выше, чем разрешение всей дальномерной системы в целом, определяемое уровнем шумов и временем измерения. Разрешение ИВИ можно улучшить посредством усреднения, что, в свою очередь, увеличивает время измерения.

Еще два не менее важных параметра измерения временных интервалов — линейность и стабильность. Линейность вместе с флуктуационной погрешностью устройства временной привязки определяет абсолютную точность лазерного дальномера. Стабильность лазерного дальномера определяется не только дрейфом ИВИ, хотя он является одним из основных источников погрешностей. В целом стабильность ИВИ не существенна для точных измерений, поскольку лазерный дальномер неоднократно калибруется в процессе измерений. Рассмотрим методы измерения временных интервалов более подробно [1].

1.1.1. Метод непосредственного счета

Сущность метода состоит в представлении измеряемого интервала времени $T_{\rm изм}$, задаваемого двумя импульсами — старт- и стоп-, в виде последовательности некоторого числа счетных импульсов с известным образцовым периодом следования $T_{\rm cч}$. По числу счетных импульсов судят о размере измеряемого интервала.

Изложенный принцип иллюстрирует рис. 1.3. Измеряемый интервал времени, заданный старт- и стоп-импульсами (рис. 1.3, *a*),



Рис. 1.3. Диаграммы измерения временных интервалов методом непосредственного счета импульсов:

a — старт- и стоп-импульсы; б — прямоугольный импульс; s — периодическая последовательность счетных импульсов; c — m вырезанных импульсов

преобразуется в прямоугольный импульс (рис. 1.3, δ), который «вырезает» из периодической последовательности счетных импульсов (рис. 1.3, ϵ) участок, содержащий m импульсов (рис. 1.3, ϵ). Значение измеряемого интервала времени определяется как $T_x = m T_{cq}$.

Структурная схема ИВИ, реализующая этот метод, приведена на рис. 1.4. Между генератором счетных импульсов и счетчиком включен временной селектор, через который счетные импульсы проходят на счетчик только тогда, когда на него воздействует стробирующий импульс длительностью T_x , сформированный блоком формирования из старт- и стоп-импульсов. Такой метод отличается хорошей линейностью и большим динамическим диапазоном. Собственное разрешение метода непосредственного счета составляет $\pm T_{cч}$, например ± 5 нс при частоте следования счетных им-



Рис. 1.4. Структурная схема измерения временных интервалов методом непосредственного счета импульсов

пульсов 200 МГц, что соответствует расстоянию ± 0.75 м. Разрешение можно улучшить посредством усреднения, но одновременно с этим увеличивается и время измерения.

1.1.2. Аналоговый метод

При аналоговом методе измерения временных интервалов конденсатор схемы ИВИ заряжается или разряжается постоянным током в течение временного интервала. Напряжение с конденсатора поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Конструкция управляющего устройства или цифровой части аналогового преобразователя времени в амплитуду зависит от специфики его применения. Наиболее важное преимущество аналогового метода измерения временных интервалов — его собственное устойчивое разрешение, которое может составлять всего несколько пикосекунд. Типичная линейность метода равна 0,1 %, и в силу этой причины трудно достичь точности хотя бы 100 пс (1,5 см) за промежуток времени, больший 100 нс (15 м). Таким образом, этот метод больше всего подходит для измерений на коротких дистанциях. Еще одним недостатком метода, присущим всем аналоговым методам измерения интервалов времени, является температурный дрейф.

1.1.3. Интерполяционные методы

Применение метода непосредственного счета в интерполяционной цепи показывает хорошие результаты при измерении временных интервалов. Сущность метода состоит в том, что помимо целого числа периодов счетных импульсов, заполняющих измеряемый интервал времени, учитываются и дробные части периода, заключенные между старт-импульсом и первым счетным импульсом, а также между последним счетным импульсом и стоп-импульсом.

Принцип реализации этого метода иллюстрирует рис. 1.5. Старт- и стоп-импульсы задают измеряемый интервал времени $T_{\rm изм}$ (рис. 1.5, *a*). Счетные импульсы с периодом $T_{\rm сч}$ (рис. 1.5, *b*) заполняют временные «ворота» $T_{\rm изм}$ (рис. 1.5, *b*). Число импульсов равно m_0 . Первый счетный импульс, попавший в «ворота», запаздывает относительно их фронта на время Δt_1 , а срез «ворот» и очередной счетный импульс, появляющийся после среза, разделяет интервал Δt_2 (рис. 1.5, *b* и *c*). Следовательно, измеряемый интервал времени разделяется на три части:

$$T_{\text{M3M}} = m_0 T_{\text{CM}} + \Delta t_1 - \Delta t_2.$$

Погрешность дискретности исключается, если точно учесть временные отрезки Δt_1 и Δt_2 . Измерение интервалов Δt_1 и Δt_2 происходит следующим образом.

За время Δt_1 линейно заряжается конденсатор, который затем разряжается в K раз медленнее, т.е. время разряда составляет $K\Delta t_1$ (рис. 1.5, ∂). Этот интервал заполняется теми же счетными импульсами, и подсчитывается их число m_1 (рис. 1.5, e, обозначением оси времени t^* подчеркивается, что здесь масштаб времени отличается от масштаба времени остальных графиков). Аналогично «растягивается» отрезок Δt_2 . Полученный интервал $K\Delta t_2$ также заполняется счетными импульсами, число которых составляет m_2 . Так как $m_1 = K\Delta t_1/T_{\rm cч}$ и $m_2 = K\Delta t_2/T_{\rm сч}$, подстановка значений $\Delta t_1 = m_1 T_{\rm сч}/K$ и $\Delta t_2 = m_2 T_{\rm сч}/K$ в формулу для $T_{\rm изм}$ дает:

$$T_{\text{M3M}} = (Km_0 + m_1 - m_2) \frac{T_{\text{cy}}}{K}, \qquad (1.3)$$

или

$$T_{\rm migm} = \frac{Km_0 + m_1 - m_2}{KF_{\rm cy}} \, . \label{eq:migma}$$





Обозначив $Km_0 + m_1 - m_2 = m$ и $KF_{cq} = F'_{cq}$, получим

$$T_{\rm M3M} = \frac{m}{F_{\rm cq}'}.$$
 (1.4)

Из выражения (1.4) видно, что интервал времени измеряется с максимальной абсолютной погрешностью дискретности $T'_{\rm cq} = T_{\rm cq}/K$, что равносильно заполнению его счетными импульсами с частотой следования в K раз выше, чем $F_{\rm cq}$. Например, при $F_{\rm cq} = 10$ МГц и K = 1000 погрешность дискретности интерполяционного метода будет такой же, как и при методе непосредственного счета с использованием счетных импульсов с частотой 10 ГГц.

1.1.4. Нониусный метод

Принцип нониусного метода продемонстрирован на рис. 1.6. Данный метод применяется в технике измерения временных интервалов как инструмент для уменьшения погрешности метода непосредственного счета и как самостоятельный метод построения некоторых измерительных устройств.

Старт- и стоп-импульсы, которые в общем случае могут быть несинхронны с импульсами счетной последовательности, запускают два отдельных нониусных генератора, когерентных по фазе со старт- и стоп-импульсами соответственно. Периоды импульсов, формируемых этими генераторами, чуть меньше периода импульсов счетной последовательности. Выходные сигналы нониусных генераторов смешиваются с сигналом счетной последовательности, и моменты их совпадения детектируются. Измеряемый временной интервал $T_{изм}$ можно вычислить посредством счета числа стартовых генераторных импульсов N_1 вплоть до совпадения с импульсами счетной последовательности, счета стоп-импульсов генераторных импульсов N_2 вплоть до аналогичного совпадения и числа счетных импульсов N_0 между этими двумя совпадениями:

$$T_{\text{M3M}} = T_{\text{CY}} \left[N_0 + \frac{T_0}{T_{\text{CY}}} (N_1 - N_2) \right].$$
(1.5)

Достигаемое таким образом разрешение пропорционально разности между периодами счетных импульсов и импульсов раздель-



Рис. 1.6. Диаграммы измерения временных интервалов нониусным методом:

1, 2 – старт- и стоп-импульсы; *3*, *4* – моменты стартового и стопового совпадения; 5 – счетная последовательность; *6*, 7 – импульсы, формируемые запускаемыми нониусными генераторами

ных нониусных генераторов. Теоретически устойчивое разрешение может быть доведено до десятков пикосекунд. Однако при этом предъявляются жесткие требования к узлам схемы: необходо обеспечить высокую стабильность частот счетных импульсов и запускаемых генераторов, а также высокую разрешающую способность схем совпадения.

Рассмотренные методы построения ИВИ различаются по достижимой точности и сложности реализации. Самым простым и самым неточным методом является метод непосредственного счета, однако и с его помощью могут быть получены малые погрешности измерения, если длительность лазерного импульса будет короткой. В роли источников излучения в импульсных дальномерах могут выступать твердотельные и полупроводниковые лазеры. Как уже отмечалось выше, точность измерения дальности напрямую зависит от длительности и крутизны переднего фронта излучаемо-

го импульса. Современные твердотельные и полупроводниковые лазерные излучатели могут генерировать импульсы малой длительности (единицы наносекунд), но при этом энергия импульса полупроводникового лазера на несколько порядков ниже, что сильно ограничивает предельную измеряемую прибором дальность. Применение полупроводниковых лазерных излучателей в импульсных дальномерах весьма целесообразно вследствие их невысокой стоимости, малых габаритов и низкого энергопотребления.

В случае, когда импульсный дальномер с полупроводниковым лазером не может обеспечить необходимую дальность действия при посылке одного импульса, применяют метод накопления слабых отраженных сигналов при многократном зондировании объекта. При статистическом некогерентном накоплении эквивалентная энергия сигнала увеличивается в \sqrt{N} раз, где N — число импульсов в серии (объем накопления). Аппаратурная реализация этой процедуры осуществляется средствами цифровой техники, которые обеспечивают аналого-цифровое преобразование принимаемого сигнала с дискретизацией его по времени и по амплитуде, статистическую обработку полученных числовых массивов и принятие решения по результатам обработки. Данный метод будет рассмотрен далее.

Кроме различий в алгоритмах работы импульсных дальномеров с твердотельным лазером (режим моноимпульсного излучения) и с полупроводниковым лазером (режим многократного зондирования импульсами излучения) данные типы дальномеров сильно различаются по конструктивному исполнению (вследствие отличий в схемах накачки лазеров), построению формирующих оптических систем и приемоусилительного тракта.

Импульсный метод измерения дальности накладывает ограничения на число производимых в единицу времени измерений: каждый последующий импульс зондирующего лазерного излучения может быть послан только после регистрации предыдущего отраженного от объекта импульса (или по истечении временного защитного интервала). Предельная частота зондирующих лазерных импульсов зависит от диапазона измеряемых дальномером дистан-

ций и может быть рассчитана по формуле

$$f_{\max} = \frac{c}{2L_{\max}},\tag{1.6}$$

где $L_{\rm max}$ — максимальная измеряемая дальность. Особенно важно учитывать значение данной частоты при проектировании дальномеров с полупроводниковым лазером, в которых реализуется режим многократного зондирования импульсами излучения.

Для большинства современных стандартных применений достаточно, чтобы погрешность измерения дальности не превышала 0,5...1,0 м. Таким требованиям отвечают лазерные импульсные дальномеры, обладающие рядом преимуществ по сравнению с фазовыми дальномерами: высокой устойчивостью метода измерения, простотой схемно-технических решений, невысокой себестоимостью. Однако ряд задач требует существенно большей точности измерения дальности: измерение скорости и абсолютных координат объектов, определение профиля цели и т. п. В подобных случаях максимальную погрешность измерения дальности необходимо снижать до 0,2...0,3 м, что требует применения специальных алгоритмов обработки результатов измерений дальности или использования лазерных дальномеров других типов (например, на основе фазового метода определения дальности).

1.2. Основы светоэнергетического расчета импульсных дальномеров

Основной задачей, решаемой в процессе светоэнергетического расчета дальномера, является определение предельной измеряемой дальности при заданных конструктивных параметрах: импульсной мощности лазера, обнаружительных характеристиках ФПУ, условиях применения дальномера.

Чтобы осуществить измерение дальности до объекта, необходимо обеспечить его уверенное обнаружение, т.е. уверенную (с вероятностью не хуже 0,95) регистрацию отраженного от объекта импульсного сигнала. При этом основным параметром, определяющим обнаружительную способность приемного канала дальномера (ПКД), является аппаратное отношение сигнал/шум µ_а на выходе ФПУ, поскольку сигнал с выхода ФПУ поступает на вход

порогового устройства, принимающего решение о наличии или об отсутствии отраженного от объекта сигнала. В свою очередь, вероятность обнаружения сигнала от объекта является однозначной функцией этого отношения. Выражения, принимаемые для расчета вероятности обнаружения отраженного излучения на выходе порогового устройства в зависимости от значения аппаратного отношения сигнал/шум μ_a , представляют собой в том или ином виде интегральную функцию распределения нормальной плотности вероятности и различаются выбором порога.

Отсутствие априорной информации о наличии в поле зрения ПКД лазерного пятна на объекте существенно снижает вероятность правильного обнаружения отраженного излучения при росте вероятности ложной тревоги. Это необходимо учитывать при выборе критерия, позволяющего определить пороговое значение отношения сигнал/шум $\mu_{\rm a-nop}$. Критерий Неймана — Пирсона наиболее полно удовлетворяет условиям поставленной задачи, поскольку не требует априорной информации об объекте и о вероятностных характеристиках его обнаружения.

В литературе [2, 3] приведено пороговое значение отношения сигнал/шум $\mu_{a-nop} = 2,5$, соответствующее 50%-ной вероятности обнаружения отраженного излучения на выходе ФПУ. В свою очередь, вероятность P_o правильного обнаружения пороговым (решающим) устройством сигнала от объекта на фоне аддитивного нормального шума рассчитывается согласно выражению

$$P_{\rm o} = \Phi(\mu_{\rm a} - \mu_{\rm a-nop}), \qquad (1.7)$$

где $\Phi(z) = rac{1}{\sqrt{2\pi}} \int\limits_{-\infty}^{z} \exp\left(-rac{t^2}{2}\right) dt.$

На рис. 1.7 представлена зависимость вероятности обнаружения отраженного от объекта излучения $P_{\rm o}$ от аппаратного отношения сигнал/шум при пороге $\mu_{\rm a-nop} = 2,5$. Анализ графика, а также точных расчетных значений $P_{\rm o}$ и $\mu_{\rm a}$, представленных в табл. 1.1, позволяет заключить, что для обеспечения заданной вероятности $P_{\rm o} = 0,95$ обнаружения отраженного излучения с помощью ПКД вполне достаточно, чтобы аппаратное отношение сигнал/шум на выходе ФПУ было $\mu_{\rm a} \ge 6$.



Рис. 1.7. Зависимость вероятности обнаружения излучения объекта от аппаратного отношения сигнал/шум

Таблица 1.1

Расчетные значения аппаратного отношения сигнал/шум	
и вероятности обнаружения отраженного излучения	

μ_{a}	Po	μ_{a}	Po
0	0,0062	3,5	0,8413
0,5	0,0228	4,0	0,9332
1,0	0,0668	4,5	0,9772
1,5	0,1587	5,0	0,9938
2,0	0,3085	5,5	0,9986
2,5	0,5000	6,0	0,9998
3,0	0,6915	6,5	1,0000

Очевидно, что расчет предельной дальности работы ПКД заключается в оценке аппаратного отношения сигнал/шум μ_a на выходе ФПУ для объекта с известными (заданными) отражательными параметрами и в последующем сравнении его с пороговым значением $\mu_{\rm nop}.$ В этом случае можно воспользоваться формулой

$$\mu_{\rm a} = \frac{U_{\Phi} - U_{\rm T}}{\sqrt{\langle U_{\rm III.BHTP} \rangle^2 + \langle U_{\Phi \rm oT} \rangle^2}},\tag{1.8}$$

где U_{Φ} , $U_{\rm T}$ — сигнальное и темновое напряжения ФПУ; $\langle U_{\rm m.внтр} \rangle^2$ — дисперсия внутренних шумов ФПУ; $\langle U_{\rm фот} \rangle^2$ — дисперсия фотонных шумов ФПУ.

В свою очередь, пороговое отношение сигнал/шум $\mu_{\text{пор}}$ будет определяться по заданной вероятности правильного обнаружения $P_{\text{o}} = 0.95$.

Найдем необходимую импульсную мощность лазерного передатчика, при которой на предельной дальности обнаружения обеспечивается аппаратное отношение сигнал/шум на выходе ФПУ, в 2 раза превышающее пороговое и соответствующее вероятности обнаружения 0,99.

Импульсный лазер дальномера с длиной волны λ формирует в зондируемой предметной плоскости объекта в первом приближении равномерную облученность \overline{E}_{ofn} , определяемую выражением

$$\overline{E}_{\text{обл}} = \frac{\overline{P}_{\text{л}}}{\pi l^2 \omega_{\text{л}}^2},$$

где \overline{P}_{π} — средняя мощность лазера; l — расстояние до объекта; ω_{π} — половинный угол расходимости лазера по уровню $1/l^2$.

Учитывая то, что импульсные дальномеры используются в подавляющем большинстве случаев для измерения дальности до диффузно-отражающих объектов, необходимо ввести коэффициент диффузного отражения зондируемого объекта ρ_0 . Тогда для яркости лазерного пятна на объекте можно записать

$$\overline{L}_0 = \frac{P_\pi \rho_0}{\pi^2 l^2 \omega_\pi^2}.$$
(1.9)

При выводе формулы (1.9) было принято, что линейные размеры лазерного пятна на объекте значительно меньше линейных размеров объекта. В противном случае может возникнуть временная дисперсия отраженного лазерного импульса, что приведет к увеличению погрешности измерения дальности.

В свою очередь, сила отраженного лазерного излучения, направленная нормально к поверхности объекта, может быть приближенно найдена так:

$$\overline{I}_0 = \frac{1}{\pi} \overline{P}_{\pi} \rho_0.$$

Используя закон Ламберта, выражение для сигнального потока на чувствительной площадке ФПУ перепишем в следующем виде:

$$\overline{\Phi}_{\rm c} = \frac{\overline{P_{\pi}}\rho_0 D^2}{4l^2},$$

где *D* — диаметр входного зрачка ПКД. Следовательно, сигнал на выходе ФПУ можно найти с помощью формулы

$$U_{\rm c} = S\left(\lambda_{\rm \pi}\right) \frac{\overline{P_{\rm \pi}} \rho_0 D^2}{4l^2}.$$
(1.10)

Здесь $S(\lambda_{\pi})$ — значение спектральной чувствительности ФПУ на длине волны лазерного подсвета.

Анализ формулы (1.10) позволяет сделать вывод, что значение сигнала на выходе фотоприемника не зависит от угловой расходимости лазера $2\omega_{n}$, а также от углового поля зрения $2\omega_{np}$ ПКД при зондировании диффузно отражающего объекта. Данный результат справедлив при условии, что, во-первых, угловое поле зрения ПКД больше угловой расходимости лазера дальномера ($2\omega_{np} > 2\omega_n$), а во-вторых, линейные размеры лазерного пятна на объекте меньше линейных размеров объекта (т. е. лазерное пятно полностью «вписывается» в объект).

Отметим, что помимо сигнального излучения на вход ПКД будет попадать и излучение от фона. Однако сигнального отклика на выходе ФПУ на это излучение не будет, так как ФПУ не чувствителен к немодулированному по времени излучению благодаря соответствующей электронной схеме включения. Необходимо иметь в виду, что высокий уровень мощности фонового излучения может привести к насыщению (ослеплению) ФПУ, что приводит к временной неработоспособности последнего. Для предотвращения этого на входе ПКД обычно устанавливают узкополосный интерференционный фильтр, снижающий уровень фона в 50–100 раз. Еще одним способом уменьшить уровень фонового излучения является сужение углового поля зрения ПКД.

Для определения аппаратного отношения сигнал/шум необходима оценка суммарных шумов ФПУ. Ограничение обнаружительной способности приемного канала происходит как в результате внутренних шумов $\langle U_{\rm m.внтp} \rangle$, так и в результате внешних фотонных шумов $\langle U_{\rm m.фот} \rangle$. В свою очередь, среднее квадратичное значение (СКЗ) внутренних шумов ФПУ включает в себя две шумовые составляющие: СКЗ шумов непосредственно приемника излучения $\langle U_{\rm m.ПИ} \rangle$ и СКЗ шумов усилителя фотосигнала $\langle U_{\rm m.y} \rangle$.

Тогда СКЗ суммарных шумов, приведенных ко входу усилителя, будет определяться выражением

$$\langle U_{\mathrm{m,BHTp}} \rangle = \sqrt{\langle U_{\mathrm{m,\Pi M}} \rangle^2 + \frac{\langle U_{\mathrm{m,y}} \rangle^2}{K^2}} = \sqrt{\frac{S^2(\lambda)\Delta fA}{D_{\lambda}^{*2}} + \frac{\langle U_{\mathrm{m,y}} \rangle^2}{K^2}}, \quad (1.11)$$

где K — коэффициент усиления усилителя; Δf — частотная ширина полосы усиления; A — площадь фоточувствительной зоны приемника излучения; D^*_{λ} — удельная обнаружительная способность фотоприемника.

Значение порогового потока одного канала ФПУ с учетом электронной схемы усилителя, коэффициента умножения M приемника с внутренним усилением (для ФЭУ M = 1000, для лавинного фотодиода M = 70, для фотодиода M = 1) и внутренних шумов приемника излучения будет определяться выражением

$$\Phi_{\text{пор}} = \frac{\langle U_{\text{III},\Sigma} \rangle}{MS_{\lambda}} = \frac{1}{MS_{\lambda}} \sqrt{\langle U_{\text{III},\Pi M} \rangle^2 + \frac{\langle U_{\text{III},Y} \rangle^2}{K^2}} = \sqrt{\frac{S^2(\lambda)\Delta fA}{D_{\lambda}^{*2}} + \frac{\langle U_{\text{III},Y} \rangle^2}{K^2}}.$$
 (1.12)

Для учета внешнего (фотонного) шума необходимо оценить флуктуацию числа сигнальных и фоновых (от звездного неба) фотонов N с частотой $v_i = c/\lambda_i$. Из литературы [3] известно, что мгновенное значение испускаемых фотонов N подчиняется статистике Пуассона:

$$p(N) = \frac{(\overline{N})^N}{N!} e^{-\overline{N}},$$

где \overline{N} — среднее значение (математическое ожидание) фотонов на входе приемника излучения. Поскольку дисперсия в распределении Пуассона равна среднему значению, можно заключить, что СКЗ фотонного шума будет пропорционально величине $\sqrt{\overline{N}}$. Следовательно, СКЗ фотонного шума

$$\langle U_{\mathrm{III.}\mathrm{dot}} \rangle = \overline{e} \eta(\lambda) M \sqrt{\overline{N}} R_{\mathrm{H}} \Delta \lambda_{\mathrm{J}},$$

где $\eta(\lambda)$ — спектральная плотность квантовой эффективности; \bar{e} — заряд электрона; $R_{\rm H}$ — сопротивление нагрузки; $\Delta\lambda_{\pi}$ — ширина спектра излучения лазера. Соответствующее СКЗ потока будет равно

$$\langle \Phi_{\rm III. \phi ot} \rangle = hc \sqrt{\overline{N}} \Delta \lambda_{\rm II} / \lambda_{\rm II}$$

Отметим, что формулу для отношения сигнал/шум можно представить в другом, более удобном и наглядном виде:

$$\mu = \frac{\overline{\Phi}_{c}}{\sqrt{\overline{\Phi}_{nop}^{2} + \langle \Phi_{n..\phiot} \rangle^{2}}}.$$
(1.13)

В случае, если система работает в режиме обнаружения слабых сигналов, можно пренебречь фотонными шумами и оценить отношение сигнал/шум следующим образом:

$$\mu = \frac{\Phi_{\rm c}}{\overline{\Phi}_{\rm nop}}.$$

В качестве примера оценочного светоэнергетического расчета импульсного дальномера можно привести расчет предельной измеряемой дальности при следующих конструктивных параметрах:

D = 50 мм — диаметр входного зрачка приемного объектива;

 $D^* = 10^{12} \sqrt{\Gamma_{\rm H} \cdot c_{\rm M}}/{\rm Br}$ — удельная обнаружительная способность приемника излучения;

 $\Delta f = 400 \text{ M}\Gamma$ ц — ширина полосы пропускания приемного тракта ФПУ;

 $\tau = 3$ нс — постоянная времени приемника излучения;

 $d_{\Pi M} = 1$ мм — диаметр чувствительной площадки приемника излучения;

 $P_{\rm \pi}=1~{\rm MBr}-$ импульсная мощность лазера дальномера при длительности одного импульса 10 нс;

 $\langle U_{\rm III.y} \rangle / K = 2 \langle U_{\rm III.\Pi II} \rangle - CK3$ усилителя ФПУ, приведенное ко входу, вдвое большее СКЗ приемника излучения;

с целью уменьшения воздействия постоянных мешающих фонов в приемном канале применяется интерференционный фильтр со спектральной шириной полосы пропускания не более 5 нм;

 $\rho_0 = 0.2$ — коэффициент отражения по интенсивности зондируемого объекта на длине волны лазера.

Используя формулы (1.10)—(1.13), получим, что предельная измеряемая дальность при аппаратном отношении сигнал/шум, равном 5, составляет примерно 16 км.

Отметим, что при расчетах не учитывался коэффициент поглощения оптических деталей (приемный объектив), а также коэффициент пропускания слоя пространства (атмосферы). Поэтому реальная предельная дальность будет ниже. Тем не менее именно импульсные дальномеры обеспечивают наибольшую дальность измерения среди прочих дальномерных устройств.

1.3. Особенности построения оптических систем импульсных дальномеров

Функционально оптические системы дальномеров (формирующая и приемная) должны решать следующие задачи:

1) формировать излучение источника (лазера) с заданными расходимостью и неравномерностью распределения силы излучения в индикатрисе, а также с требуемой плотностью мощности в рабочем секторе;

2) регистрировать отраженный от объекта лазерный локационный сигнал на данной длине волны в требуемом поле зрения.

При решении типовой задачи определения дальности до диффузно отражающего объекта компоновка дальномера строится по параллаксной схеме, т. е. оптические оси приемного и передающего каналов не имеют общих оптических компонентов и являются параллельными. В ряде специфических случаев, когда требуется определить расстояние до световозвращающих объектов, имеющих узкую индикатрису ретроотраженного излучения, дальномеры строятся по беспараллаксной (совмещенной) схеме (рис. 1.8). Вместе с тем параллаксная схема позволяет надежно исключить любые возможности появления внутренних собственных засветок между приемным и передающим каналами дальномера, что ощутимо проявляется в совмещенной схеме. Далее будем рассматривать параллаксные схемы дальномеров как наиболее практичные и популярные.



Рис. 1.8. Варианты построения структурно-функциональных схем приемопередающих каналов беспараллаксных локационных систем:

a – схема со светоделителем и с отдельными приемопередающими объективами; *б* – схема со светоделителем и с общим приемопередающим объективом; в – схема с зеркалом ввода излучения передающего канала

1.3.1. Оптические системы передающих каналов

В качестве источников излучения импульсного дальномера могут быть использованы лазерные излучатели двух типов.

К первому типу относятся твердотельные импульсные лазеры. Конструктивно узел импульсного лазерного излучателя выполнен в виде отдельного модуля (рис. 1.9). Излучатели данного типа обеспечивают как высокую энергетику подсвета, так и большую импульсную мощность. Оптическая формирующая система таких лазеров не является сложной и громоздкой. Однако основным недостатком излучателей на основе твердотельных импульсных лазеров является их низкий КПД, что обусловливает относительно большие габариты (в первую очередь габариты системы питания), высокую стоимость канала подсвета, низкую надежность в процессе эксплуатации.



Рис. 1.9. Общий вид импульсных лазерных модулей

Как правило, твердотельные импульсные лазерные излучатели формируют пучок с низшей модой TEM_{00} и гауссовым профилем пучка. Типичная расходимость 2 ω у твердотельных лазерных излучателей лежит в диапазоне 1...10 угл. мин. Известно, что вследствие атмосферных флуктуаций дисперсия углов прихода оптической оси излучения для средней полосы России составляет 15...20 угл. с. В этом случае для надежного наведения дальномера на объект и достоверного измерения дальности необходимо, чтобы расходимость излучения подсвета составляла 1...2 угл. мин.

В случае совпадения требуемого углового поля подсвета и угловой расходимости выбранного твердотельного лазерного источника передающий канал дальномера будет состоять из одного лазерного модуля без дополнительной формирующей оптической системы. В зависимости от решаемой задачи (от углового поля подсвета) может потребоваться изменение угловой расходимости лазерного излучения, которая может быть скорректирована как в бо́льшую, так и в меньшую сторону с помощью дополнительной формирующей оптической системы. В роли такой формирующей системы может выступать телескопическая система Кеплера или Галилея.

Высокая плотность потока лазерного излучения может приводить к нагреву элементов формирующей оптической системы, поэтому при выборе схемы формирующей оптической системы необходимо исключить варианты с промежуточным действительным изображением. Схема Кеплера имеет промежуточное действительное изображение внутри системы. Таким образом, разработка формирующей оптической системы для дальномера с твердотельным импульсным лазерным источником сводится к расчету обращенной телескопической системы Галилея (рис. 1.10).



Рис. 1.10. Геометрооптическая схема и ход апертурного и главного лучей в телескопической системе Галилея

Для телескопической системы Галилея справедлив инвариант Лагранжа — Гельмгольца, который можно записать в виде

$$d_{\rm BX} \operatorname{tg} \omega = D'_{\rm BMX} \operatorname{tg} \omega', \qquad (1.14)$$

где $d_{\rm BX}$ — диаметр входного зрачка; $D'_{\rm BbIX}$ — диаметр выходного зрачка; 2ω — угловое поле телескопической системы в пространстве предметов; $2\omega'$ — угловое поле телескопической системы в пространстве изображений. Отношения фокусов системы, диаметров зрачков и угловых полей будут определять видимое увеличение системы:

$$\Gamma = \frac{-f_1'}{f_2'} = \frac{d_{\text{BX}}}{D'_{\text{BLIX}}} = \frac{\operatorname{tg} \omega'}{\operatorname{tg} \omega}, \qquad (1.15)$$

где f'_1 , f'_2 — фокусные расстояния отрицательного и положительного компонентов телескопической системы.

Продольный габарит телескопической системы зависит от расстояния между компонентами и определяется фокусными расстояниями компонентов с учетом знаков:

$$d = f_1' + f_2'. \tag{1.16}$$

Основываясь на результатах габаритного расчета, далее необходимо определить конструктивные параметры компонентов телескопической системы, радиусы поверхностей r, толщины компонентов d, показатели преломления материалов n.

Компоненты телескопической системы рассчитывают на минимум сферической аберрации с помощью формул углов и высот и определяют радиусы компонентов. Пренебрегая толщиной оптических элементов, радиусы компонентов можно рассчитать по формуле тонкой линзы:

$$\frac{1}{f'} = (n-1)\left(\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}\right).$$
(1.17)

Следует учитывать, что положительный компонент телескопической системы вносит отрицательное значение сферической аберрации, а отрицательный — положительное. Для взаимной компенсации сферической аберрации отрицательный компонент телескопической системы необходимо выполнять из стекла с более низким

показателем преломления, а положительный компонент — с более высоким.

При расчетах диаметр входного зрачка определяется диаметром пучка лазерного излучателя, угловое поле телескопической системы в пространстве предметов — расходимостью излучения лазера, угловое поле телескопической системы в пространстве изображений — требуемой расходимостью излучения. На основе этих данных выполняют габаритный расчет системы, определяют фокусные расстояния и рассчитывают конструктивные параметры компонентов.

В качестве примера рассмотрим формирующую оптическую систему со следующими параметрами входного излучения: диаметр лазерного пучка на входе в телескопическую систему $d_{\rm BX} =$ =1 мм, угловая расходимость излучения лазера $2\omega = 3'$. Требуемые характеристики системы: угловое поле подсвета $2\omega' = 1'$ или соответственно видимое увеличение $\Gamma = \omega'/\omega = 1/3^x$. Выберем фокусное расстояние положительного компонента $f'_2 = 24$ мм, тогда фокусное расстояние отрицательного компонента $f'_1 =$ $=-\Gamma f_2'=-8$ мм. Расстояние между компонентами составит $d = f'_1 + f'_2 = 16$ мм. В качестве отрицательного компонента телескопической системы возьмем плосковогнутую линзу из стекла К8 с коэффициентом преломления $n_d \approx 1,5$, а в качестве положительного компонента системы — двояковыпуклую линзу из стекла $\Phi 5$ с $n_d \approx 1,6$. В этом случае радиусы плосковогнутой линзы телескопической системы составляют $r_1 = \infty, r_2 = -f_1'(n-1) = 4$ мм, а радиусы двояковыпуклой линзы $r_1=-r_2=r=2f_2^\prime(n-1)=28,8$ мм. Назначим толщины компонентов, исходя из технологического критерия $d \ge \left(\frac{1}{5} \dots \frac{1}{8}\right) D_{\pi}$, где D_{π} – конструктивный диаметр линзы: $D_{\pi 1} = 4$ мм, $D_{\pi 2} = 10$ мм, $d_1 = 1,5$ мм, $d_2 = 3$ мм.

Далее оценим качество рассчитанной телескопической системы. Основным критерием качества телескопической системы, предназначенной для уменьшения расходимости лазерного излучения, является остаточная сферическая аберрация, которая не должна превышать $0,25\lambda$. При невыполнении условия система нуждается в коррекции. Для этого можно использовать современные программы автоматизированных расчетов оптических систем,

такие, как ZEMAX. Используем полученные данные для синтеза оптической системы в программе ZEMAX. До оптимизации телескопическая система имела конструктивные параметры, конфигурацию и сферическую аберрацию, приведенные на рис. 1.11, *а*. Поперечная сферическая аберрация на краю поля составляет 12 мкм. После оптимизации сферическая аберрация по всему полю не превышает 0,01 мкм. Параметры телескопической системы после оптимизации приведены на рис. 1.11, *б*.

Ко второму типу лазерных излучателей передающих каналов дальномеров относятся полупроводниковые излучатели — лазерные диоды. Применение полупроводникового излучателя позволяет уменьшить габариты и массу передающего канала дальномера. Существенными достоинствами лазерных полупроводниковых излучателей являются высокий КПД, большой срок службы, стойкость к механическим и климатическим нагрузкам, простота управления параметрами излучения, такими, как мощность, частота, скважность, что важно в активных локационных системах.

Особенностью лазерного излучения полупроводниковых излучателей является различная расходимость в меридиональном и сагиттальном сечениях, обусловленная дифракцией на торце гетероструктуры диода. Вследствие малых размеров излучающей поверхности излучение лазерных диодов имеет большую расходимость, особенно вдоль быстрой оси, т. е. вдоль направления с минимальным размером излучающей зоны. Типичная расходимость полупроводниковых лазеров составляет ($30^\circ \dots 60^\circ$) × ($10^\circ \dots 25^\circ$).

Оптические системы формирования пятна подсвета на основе полупроводниковых диодов создают в дальней зоне пятно подсвета в виде проекции излучающей поверхности лазерных диодов.

Простейшая формирующая система при использовании одноэлементных лазерных диодов состоит из проекционного объектива (рис. 1.12).

В этом случае пятно подсвета получается неоднородным вследствие протяженного характера свечения p—n-перехода. Расфокусировка объектива позволяет в небольших пределах гомогенизировать пятно подсвета, но приводит к существенному увеличению размеров пятна и к энергетическим потерям (60...70 %).



Рис. 1.11. Конфигурация, конструктивные параметры и графики сферической аберрации телескопической системы: *а* – до оптимизации; *б* – после оптимизации



Рис. 1.12. Формирующая оптическая система лазерного полупроводни-кового диода:

1 — лазерный излучатель; 2—5 — элементы оптической системы

При использовании телескопической системы для формирования требуемой индикатрисы подсвета во входной зрачок системы проецируется изображение излучающей поверхности лазерного диода. При необходимости трансформации размеров тела свечения приходится вводить анаморфотные компоненты, причем для сужения угла расходимости излучения с типичным для полупроводниковых лазеров значений $30^{\circ} \dots 60^{\circ}$ до 1° увеличение телескопической системы составляет $(30...60)^x$, что определяет ее существенные продольные габариты. Другим недостатком телескопической системы является нерациональное использование входного зрачка по причине несоответствия его круглой формы прямоугольной форме тела свечения лазерного диода. Применение сопрягающей волоконной оптики позволило бы устранить этот недостаток, но привело бы к дополнительным энергетическим потерям. Поэтому применение телескопических систем в качестве формирующих систем полупроводниковых лазерных излучателей нецелесообразно

Более эффективным методом получения гомогенного пятна подсвета при допустимых габаритах системы и минимальных энергетических потерях является ее исполнение в виде анаморфотного компонента с сопряженным объективом. Излучение лазерного диода после анаморфотного компонента приобретает одинаковую расходимость в меридиональном и сагиттальном сечениях, а сопряженный объектив формирует требуемую расходимость передающего канала дальномера.

Примером такой системы служат светосильный объектив и одиночная цилиндрическая линза, которая и является анаморфотным



Рис. 1.13. Формирующая оптическая система лазерного полупроводни-кового диода

компонентом. Цилиндрическая линза ориентирована и расположена между источником и стандартным объективом таким образом, что относительно плоскости, параллельной p—n-переходу (меньшая расходимость), представляет собой плоскопараллельную пластину, а относительно плоскости, перпендикулярной p—n-переходу (большая расходимость), работает как линза (рис. 1.13). Такая схема компоновки анаморфотного объектива позволит добиться приблизительно равных углов подсвета в двух взаимно перпендикулярных плоскостях.

Разработка передающего канала на основе полупроводникового лазерного диода предусматривает формирование требуемой индикатрисы излучения при минимальных габаритах самой системы и минимальном количестве ее оптических компонентов.

Методика расчета формирующей оптической системы предусматривает два этапа.

На первом этапе определяют параксиальные характеристики цилиндрической линзы и сферического объектива и также оценивают требуемое относительное отверстие объектива при условии отсутствия потерь излучения лазера. На втором этапе выполняют аберрационный расчет оптической системы и оптимизируют внутреннюю структуру индикатрисы в заданных углах расходимости. В результате расчета определяют минимальное значение фокусного расстояния сферического объектива (одиночной линзы), при котором удается обеспечить требуемые параметры индикатрисы.

Критериями оптимизации служат функция концентрации энергии излучения индикатрисы в заданных углах и однородность излучения по индикатрисе.

Разработку анаморфотной формирующей оптической системы начинают с габаритного расчета. Цель расчета — определить параметры цилиндрического компонента и найти такое его положение относительно объектива, при котором обеспечиваются требуемая расходимость излучения на выходе системы и минимальные энергетические потери. При расчете объектив и цилиндрическую линзу считают тонкими компонентами, что позволит лишь приблизительно оценить параметры цилиндрической линзы. Однако на начальном этапе проектирования даже такие оценочные данные помогут найти компоновку системы, удовлетворяющую условию минимальных энергетических потерь.

В качестве примера рассмотрим одноэлементный полупроводниковый лазер с длиной волны $\lambda_{\text{раб}} = 0,8$ мкм и расходимостью (по уровню 0,1) в плоскости, параллельной *p*-*n*-переходу, $2\theta_{\parallel \text{исх}} = 18^{\circ}$ и в плоскости, перпендикулярной *p*-*n*-переходу, $2\theta_{\perp \text{исx}} = 54^{\circ}$.

Цилиндрическая линза в плоскости с меньшей расходимостью (меридиональное сечение) представляет собой плоскопараллельную пластину, а в случае тонких компонентов вообще отсутствует. Найдем такое положение источника относительно объектива, при котором расходимость уменьшилась бы до требуемого значения $2\theta_{\parallel \mathrm{треб}}$. Очевидно, что в этом случае увеличение объектива должно составлять

$$\beta_{\parallel} = \frac{\operatorname{tg} \,\theta_{\parallel \operatorname{\textit{ucx}}}}{\operatorname{tg} \,\theta_{\parallel \operatorname{rpe6}}}. \tag{1.18}$$

Искомое положение источника относительно главной плоскости стандартного объектива (тонкий компонент) определим по формуле (рис. 1.14)

$$a_1 = (1 - \beta_{\parallel}) \frac{f_2'}{\beta_{\parallel}},\tag{1.19}$$

где f'_2 – фокусное расстояние объектива.

Далее рассмотрим перпендикулярную плоскость (сагиттальное сечение) и расположим цилиндрическую линзу между источником


Рис. 1.14. Геометрооптическая модель хода крайнего луча в меридиональном сечении объектива

излучения и стандартным объективом таким образом, чтобы обеспечить в данной плоскости необходимый угол подсвета. Требуемое увеличение суммарной системы (объектив + цилиндрическая линза) в данной плоскости определится из соотношения

$$\beta = \frac{\operatorname{tg} \,\theta_{\perp \operatorname{ucx}}}{\operatorname{tg} \,\theta_{\perp \operatorname{rpe6}}}.\tag{1.20}$$

Зависимость между фокусным расстоянием f'_1 цилиндрической линзы и ее положением относительно источника излучения a_1 (рис. 1.15) имеет вид

$$f_1' = \frac{a_1 \left(f_2' - d \right)}{\left(\frac{1 - \beta_\perp}{\beta_\perp} \right) f_2' + |a_2|},$$
(1.21)

где $d = a_1 - a_2$ — расстояние между главными плоскостями объектива и цилиндрического компонента.

Вычислим фокусные расстояния цилиндрической линзы при различных расстояниях a_1 , принимая требуемую расходимость пучка подсвета $1^{\circ} \times 1^{\circ}$ для различных фокусных расстояний объектива.



Рис. 1.15. Геометрооптическая модель хода крайнего луча в сагиттальном сечении объектива

Полупроводниковый источник излучения имеет защитное стекло. Обычно расстояние от защитного стекла до излучающей площадки составляет меньше 1 мм. Поэтому минимальное расстояние от излучающей площадки до главной плоскости цилиндрической линзы будем считать равным $a_1 = -1, 5 \dots -2, 0$ мм. Для каждого рассмотренного случая будем оценивать требуемые относительные отверстия (диафрагменные числа) объектива и цилиндрической линзы, при которых отсутствуют потери энергии. Если выбрать в качестве материала цилиндрической линзы стекло K8 (n = 1,509 для $\lambda_{\text{раб}} = 0,8$ мкм) и сделать ее плосковыпуклой, то ее радиус определяется из формулы

$$R = f_1'(n-1). \tag{1.22}$$

Так же будем оценивать минимальный задний фокальный отрезок, при котором можно свободно поместить цилиндрическую линзу между источником излучения и объективом. При этом толщина цилиндрического компонента принимается равной $d_{\rm u} = 1 \dots 2$ мм. Расчетные данные приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Параметры системы формирования излучения при углах подсвета $1^\circ \times 1^\circ$ и использовании объектива с фокусным расстоянием $f_2' = 30$ мм

	Минимальное значение величины заднего фокального отрезка $S'_{F'}$, мм	$5, 15 \dots 6, 15$	$5,65\dots 6,65$	6,657,65	7,658,65	8,659,65
	Требуемое относительное отверстие (диафрагменное число) объектива	$0,581 \ (1,70)$	0,684~(1,46)	0,752 (1,33)	0,796 (1,25)	0,827 (1,20)
	Требуемое относительное отверстие цилиндрической линзы	0,438	0,318	0,250	0,206	0,175
•	<i>d</i> , мм	26,85	26,35	25,35	24,35	23,35
	R, MM	1,778	3,265	6,238	10,104	14,864
	$f_1^\prime,$ MM	3,491	6,409	12,245	19,835	29,180
	$-a_1$, MM	1,5	2	3	4	5

Таким образом, в результате приведенного расчета выявлены следующие закономерности. Для конкретного фокусного расстояния объектива при заданном угле подсвета с ростом расстояния от излучающей площадки до главной плоскости цилиндрической линзы a_1 увеличивается фокусное расстояние линзы f'_1 и требуется более светосильный объектив, а также уменьшается относительное отверстие цилиндрической линзы. Объектив передающего канала дальномера должен быть хорошо скоррегирован на минимум сферической аберрации. Одиночная линза не обеспечивает такой коррекции, поэтому далее проводится аберрационная коррекция формирующей оптической системы.

Как следует из габаритного расчета, при использовании сферического объектива с фокусным расстоянием $f'_2 = 30$ мм удается сформировать индикатрису с расходимостью $1^{\circ} \times 1^{\circ}$. Уменьшение фокусного расстояния до менее чем 8 мм неизбежно приводит к потерям излучения на апертуре объектива. Использование объективов с относительными отверстиями 1/1,5...1/1,2 позволяет полностью исключить потери излучения на апертуре объектива. При снижении требований к качеству аберрационной коррекции объектива неоднородность сформированной индикатрисы возрастает. Формирование требуемой расходимости и с однородностью не хуже 0,8 достигается при остаточной сферической аберрации не более $0,25\lambda$.

1.3.2. Оптические системы приемных каналов

Приемный канал лазерного дальномера регистрирует оптические сигналы малой мощности и выделяет их на фоне помех. Для улучшения помехозащищенности приемный канал должен обладать минимальным угловым полем зрения и регистрировать излучение только на длине волны подсвета. Для устойчивой работы дальномерного канала в условиях турбулентности атмосферы 15...20 угл. с и при угловых погрешностях наведения 1...2 угл. мин поле зрения приемного канала должно составлять несколько угловых минут.

Таким образом, приемная оптическая система дальномера должна состоять из длиннофокусного приемного объектива и

интерференционного светофильтра на длине волны подсвета. Принятое излучение собирается на светочувствительной площадке фотодиода, сигнал с которого поступает в электронный блок измерения временных интервалов. В лазерных дальномерах в качестве быстродействующих приемников излучения используют одноплощадочные фотоприемники — лавинные фотодиоды. Приемный канал дальномера, функциональная оптическая схема которого представлена на рис. 1.16, состоит из интерференционного фильтра, приемного объектива и лавинного фотодиода.



Рис. 1.16. Функциональная оптическая схема приемного канала дально-мера

Лавинные фотодиоды характеризуются малым размером фоточувствительной площадки. Так, размер фоточувствительной площадки у ФПУ ЛФДП-3 составляет d = 0,2 мм.

Мгновенное поле зрения приемного канала $2\omega = a/f'$. Зададимся угловым полем зрения $2\omega = 10'$. В этом случае фокусное расстояние объектива f' = 67 мм.

Конструктивные параметры и характеристики объектива, оптимизированные с помощью программы ZEMAX, приведены на рис. 1.17.

Специальных требований к качеству объектива приемного канала не предъявляется, поэтому можно использовать двухлинзовую склейку, корригированную на минимум сферической аберрации.



Edit Solves View Help													
Surf:Type			Radius		Thickness		Glass		Semi-Diame				
OBJ	Standard		Infinity		Infinity				Infinity				
1	Standard		Infinity		6.655250				16.0000	υ			
*	Standard		42.7109	v	10.00000		K8		16.0000	U			
3*	Standard		-28.170	v	5.000000		Fl		16.0000	U			
4*	Standard		-87.442	v	59.90152	M			16.0000	υ			
IMA	Standard		Infinity		-				0.10000	U			



Рис. 1.17. Конфигурация, конструктивные параметры и пятно рассеяния оптимизированного объектива приемного канала дальномера

Приемный объектив должен иметь пятно рассеяния в изображении удаленного точечного источника диаметром d/3 по уровню 0,1.



2. ЛАЗЕРНЫЕ ФАЗОВЫЕ ДАЛЬНОМЕРЫ

2.1. Принцип действия лазерных фазовых дальномеров

Лазерные фазовые дальномеры в отличие от рассмотренных выше импульсных дальномеров обладают существенно меньшей дальностью измерения, но при этом гораздо большей точностью измерений. Такие различия объясняются тем, что в качестве источника излучения в лазерных фазовых дальномерах используется непрерывный полупроводниковый лазер либо светодиод, излучение которых промодулировано одним или несколькими гармоническими сигналами.

В лазерных фазовых дальномерах расстояние определяется сравнением фазы модулирующего сигнала на выходе с приемника излучения (фаза излучения, прошедшего расстояние до объекта и обратно) с фазой опорного сигнала (фаза сигнала на источнике излучения).

Расстояние, проходимое световой волной за время t, равно

$$l = ct, \tag{2.1}$$

где *с* — скорость света.

За то же время фаза модулированного лазерного излучения, прошедшего путь от источника дальномера до объекта и обратно, изменится на величину

$$\varphi = 2\pi f_{\rm M} t, \qquad (2.2)$$

где $f_{\rm M}$ — частота модуляции излучения.

Таким образом, дальность до объекта можно определить из выражений (2.1) и (2.2) как

$$l = c \frac{\varphi}{2\pi f_{\rm M}}.\tag{2.3}$$

При измерении фазы возникает погрешность $\Delta \varphi$. Соответствующая погрешность в измерении расстояния Δl составит

$$\Delta l = c \frac{\Delta \varphi}{2\pi f_{\rm M}}.\tag{2.4}$$

Анализ формулы (2.4) позволяет заключить, что погрешность измерения дальности Δl тем ниже, чем выше частота модуляции, но для однозначного определения дальности изменение фазы φ на измеряемом расстоянии должно быть меньше 2π , т. е. двойное расстояние не должно превышать длины волны модуляции. Это накладывает ограничение на максимально допустимое значение частоты модуляции $f_{\rm M}$. Как правило, в дальномерах используют не одну, а несколько частот модуляции. Низкая частота определяется максимальной дальностью измерения, последующие частоты — погрешностью измерения на предыдущей частоте (аналогично низкой частоте, погрешность более низкой частоты не должна превышать длину волны модуляции следующей частоты). Последняя частота модуляции определяется погрешностью $\Delta \varphi$ и необходимой точностью измерений из уравнения (2.4).

В дальномерах используются интегральные фазовые детекторы, измеряющие разность фаз между входящим и опорным сигналами от 0° до 180° (при большем фазовом диапазоне возникает неоднозначность). В этом случае необходимо, чтобы при прохождении излучением расстояния до объекта и обратно фаза изменялась на величину ϕ , не превышающую π , т. е. чтобы двойное расстояние до объекта соответствовало половине длины волны частоты модуляции (рис. 2.1). При этом максимальная дальность определится с помощью выражения

$$2l_{\max} \le \frac{1}{2}T_1c,\tag{2.5}$$

где T_1 – период модуляции излучения на первой (низкой) частоте.



Рис. 2.1. Схематическое изображение одного периода модулирующего излучения и его соотношение с измеряемой дальностью

Тогда первая частота модуляции

$$f_{1\mathrm{M}} \le \frac{c}{4l_{\mathrm{max}}}.\tag{2.6}$$

Обычно для фазовых детекторов погрешность измерения фазы с помощью аналоговых интегральных фазометров составляет $0.5^{\circ} \dots 1.0^{\circ}$.

Если погрешность существенно превышает требуемую, необходимо использовать еще одну, более высокую частоту модуляции. Для однозначного определения расстояния необходимо, чтобы погрешность на первой частоте модуляции не превышала половину длины волны второй частоты модуляции, т. е.

$$\Delta l_1 \le \frac{1}{2} T_2 c \Rightarrow f_{2\mathrm{M}} \le \frac{c}{2\Delta l_1},\tag{2.7}$$

где T_2 — период модуляции излучения на второй частоте. На частоте $f_{2_{\rm M}}$ погрешность измерения расстояния составит

$$\Delta l_2 = \frac{c \,\delta \varphi_2}{2\pi f_2}.\tag{2.8}$$

Поскольку выходное значение является половиной измеренного расстояния, его погрешность также меньше в 2 раза. В данном случае она составит $\Delta l_2/2$.

При измерении на частотах $f_{1_{\rm M}}$ и $f_{2_{\rm M}}$ будут получены значения смещения фаз ϕ_1 и ϕ_2 .

Схематичное изображение процесса распространения модулированного лазерного излучения представлено на рис. 2.2.

Расстояние до объекта и обратно соответствует части волны низкочастотной модуляции:

$$l = \frac{c \varphi_1}{2\pi f_{1\mathrm{M}}}.$$



Рис. 2.2. Иллюстрация процесса распространения модулированного лазерного излучения

Расстояние до объекта и обратно соответствует N целым длинам волн высокочастотной модуляции и некоторой дробной части:

$$l = N \frac{c}{f_{2\mathrm{M}}} + \frac{c \varphi_2}{2\pi f_{2\mathrm{M}}}.$$

Итоговое расстояние до объекта определяют из решения системы уравнений

$$\begin{cases} l = \frac{c \varphi_1}{2\pi f_{1_{\rm M}}}; \\ l = N \frac{c}{f_{2_{\rm M}}} + \frac{1}{2} \frac{c \varphi_2}{2\pi f_{2_{\rm M}}}, \end{cases}$$
(2.9)

где N находят как целую часть от выражения

$$rac{f_{2_{\mathrm{M}}}}{4\pi}\left(rac{2 \mathbf{\phi}_1}{f_{1_{\mathrm{M}}}}-rac{\mathbf{\phi}_2}{f_{2_{\mathrm{M}}}}
ight).$$

Затем получают расстояние до объекта по формуле

$$l = N \frac{c}{f_{2_{\rm M}}} + \frac{1}{2} \frac{c \varphi_2}{2 \pi f_{2_{\rm M}}}.$$

Недостатком данного принципа построения дальномера является высокая частота модуляции сигнала f_{2M} . Кроме того, при большом расстоянии до зондируемого объекта и одновременно высокой точности измерений (на уровне 1...5 мм) могут потребоваться три

и более частоты модуляции. Это приводит к усложнению электрической схемы, а также к высокому уровню шумов в электронном тракте, что значительно снижает точность измерений.

На рис. 2.3 представлена функциональная схема двухчастотного лазерного фазового дальномера, реализующая классический принцип действия. На выходе генераторов формируются два сигнала в виде меандров с частотой $f_{1\rm M}$ и $f_{2\rm M}$. Эти сигналы логически перемножаются и подаются на драйвер лазера, который, в свою очередь, модулирует ток накачки полупроводникового лазера. Кроме того, эти же сигналы поступают через узкополосные фильтры на два фазовых детектора в качестве опорных напряжений.

После отражения от зондируемого объекта модулированное одновременно двумя частотами лазерное излучение с измененной фазой регистрируется ФПУ. Напряжение с выхода ФПУ усиливается широкополосным усилителем и подается на узкополосные активные фильтры, настроенные на частоты f_{1M} и f_{2M} . Таким образом, из принятого сигнала сложной формы выделяются две гармоники, которые поступают на рабочие входы соответствующих фазовых детекторов.

На выходах фазовых детекторов формируются напряжения, пропорциональные смещению фаз φ_1 и φ_2 , которые впоследствии оцифровываются с помощью АЦП. Результатом оцифровки сигналов являются два двоичных числа с разрядностями b_1 и b_2 .

Первое число является грубо определенной дальностью, а второе число — уточнением дальности до значения требуемой погрешности. Для получения итогового результата числа b_1 и b_2 «сшиваются» в одно число с разрядностью $b = b_1 + b_2$, которое и будет соответствовать дальности до объекта (с необходимой точностью).

Разрядность *b*₁ должна удовлетворять условию грубого значения дальности без неоднозначности:

$$2^{b_1} \ge \frac{l_{\max}}{\Delta l_1}.\tag{2.10}$$

В свою очередь, разрядность b_2 должна удовлетворять условию уточнения дальности до величины требуемой погрешности:

$$2^{b_2} \ge \frac{\Delta l_1}{\Delta l_2} = \frac{c}{4f_{2_{\rm M}}\Delta l_2}.$$
 (2.11)



Рис. 2.3. Функциональная схема лазерного фазового дальномера

Рассмотрим напряжение, подаваемое на драйвер лазера и соответственно преобразуемое лазером в оптическое излучение.

На выходах генераторов формируются меандры с частотами $f_{1_{\rm M}}$ и $f_{2_{\rm M}}$. Эти сигналы поступают в перемножитель, обозначенный на функциональной схеме знаком «Х» (см. рис. 2.3).

После перемножения результирующее напряжение можно описать следующей функцией:

$$U(t) = \operatorname{comb}\left(\frac{t}{T_2}\right) \operatorname{comb}\left(\frac{t}{T_1}\right).$$
 (2.12)

При этом количество импульсов в пачке можно определить по формуле

$$n = \frac{T_1}{2T_2} = \frac{f_2}{2f_1}.$$
(2.13)

Это значение является существенным для фазового детектора, которому необходимо определенное количество импульсов для определения разности фаз сигналов. Для большинства существующих фазовых детекторов число n не должно быть меньше 50.

На рис. 2.4 представлены графики сигналов, поясняющие работу лазерного фазового дальномера.

В последнее время в результате развития современных цифровых технологий появились эффективные методы, позволяющие повысить точность измерения при одновременном снижении требуемых частот модуляции и упрощении общей электрической схемы дальномера. Основным источником погрешности измерения дальности является электронный измеритель фазы — фазометр.

Задача измерения разности фаз с помощью цифровой обработки может быть решена разнообразными методами: методом компенсации фазы, методом преобразования интервала времени в напряжение, цифровым методом подсчета количества импульсов, методом измерения фазы с преобразованием частоты, квадратурным методом измерения фазового сдвига, синхронным детектированием, методом преобразования Фурье с последующим извлечением фазовой составляющей, использованием связи между амплитудочастотной и фазочастотной характеристиками посредством преобразования Гилберта для минимально-фазовых



Рис. 2.4. Графики сигналов, поясняющие работу лазерного фазового дальномера

цепей. Однако все перечисленные методы обладают следующими недостатками:

 точность методов сильно снижается при измерении разности фаз зашумленных сигналов, что особенно актуально для схем лазерных фазовых дальномеров, использующих преобразование Фурье; так что в некоторых случаях практически невозможно восстановить фазу зашумленного сигнала;

 все методы, кроме метода преобразования Фурье, не оптимальны при цифровой реализации.

Ниже описан цифровой метод определения разности фаз, практически лишенный перечисленных недостатков. Метод основан на перемножении двух гармонических сигналов — опорного и рабочего — с последующим выделением фазовой компоненты.

Пусть $s_1 = A_1 \sin(\omega t + \Delta \varphi)$ — принятый сигнал, получаемый из рабочей измерительной цепи, и $s_2 = A_2 \cos(\omega t)$ — опорный сигнал.

После перемножения сигналов запишем выражение, содержащее разность фаз $\Delta \phi$:

$$s_1 s_2 = A_1 \sin \left(\omega t + \Delta \varphi\right) A_2 \cos \left(\omega t\right) =$$

= $\frac{1}{2} A_1 A_2 \left[\sin \left(\Delta \varphi\right) + \sin \left(2\omega t + \Delta \varphi\right)\right].$ (2.14)

Результатом перемножения является сумма синуса разности фаз и синуса с удвоенной частотой по сравнению с основной частотой сигнала.

В методе синхронного детектирования для перемножения используются два синусоидальных или косинусоидальных сигнала. Такой подход не оптимален, так как в результате получается косинус разности фаз, что в силу четности косинуса не позволяет восстановить знак разности. Синус — функция нечетная, следовательно, знак разности не теряется.

Классическим методом избавления от колебания на удвоенной частоте является использование низкочастотного фильтра. Низкочастотная фильтрация хорошо проявляет себя при аналоговой обработке. Для цифровой обработки сигнала вместо низкочастотного фильтра применим усреднение. В результате получим

$$\overline{s_1 s_2} = 0.5A_1 A_2 \sin(\Delta \varphi) + \frac{0.5A_1 A_2}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \sin(2\omega t + \Delta \varphi) dt \approx \\ \approx 0.5A_1 A_2 \sin(\Delta \varphi) . \quad (2.15)$$

Поскольку для временного интервала Δt , кратного T, справедливо выражение

$$\int_{0}^{\Delta t} \sin\left(2\omega t + \Delta\varphi\right) dt = 0,$$

окончательный результат для вычисления искомой разности фаз будет иметь вид

$$\Delta \varphi = \arcsin\left(2\frac{\overline{s_1 s_2}}{A_1 A_2}\right). \tag{2.16}$$

Это соотношение позволяет восстановить разность фаз со знаком в диапазоне $-\frac{\pi}{2} \dots + \frac{\pi}{2}$. Как видно из формулы (2.16), для вычисления фазы нужно

Как видно из формулы (2.16), для вычисления фазы нужно знать амплитуды A_1 и A_2 , для чего необходимо усреднить по модулю гармонический сигнал и умножить его на $\pi/2$:

$$\overline{s}_{1.\text{MOM}} = \frac{A_1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} |s_1| \, dt = \frac{A_1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} |\sin\left(\omega t + \varphi_1\right)| \, dt,$$

при $\Delta t = kT$

$$\overline{s}_{1.\text{MOR}} = \frac{A_1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} |\sin\left(\omega t + \varphi_1\right)| \, dt \approx$$
$$\approx \frac{2A_1}{T} \int_0^{T/2} \sin\left(\omega t\right) \, dt = \frac{2A_1}{T} \left(\frac{1}{\omega} \cos 0 - \frac{1}{\omega} \cos \pi\right) = \frac{2A_1}{\pi}.$$

Следовательно,

$$A_1 = \frac{\pi \bar{s}_{1.\text{мод}}}{2}.$$
 (2.17)

Соотношение (2.16), как и (2.17), выполняется тем точнее, чем больше интервал времени Δt по сравнению с периодом T. Амплитуда A_2 восстанавливается аналогичным образом.

Усреднение, использованное в формулах (2.16) и (2.17), позволяет оценивать разность фаз даже для сильно зашумленного сигнала, что является существенным преимуществом перед другими методами. Таким образом, формула для определения разности фаз примет окончательный вид:

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \arcsin\left(\frac{8}{\pi^2} \frac{\overline{s_1 s_2}}{\overline{s_{1.\text{MOR}}} \ \overline{s_{2.\text{MOR}}}}\right) \tag{2.18}$$

Схема, реализующая алгоритм цифрового вычисления разности фаз между опорным и рабочим колебаниями в соответствии с выражением (2.18), представлена на рис. 2.5.

Для определения значений $\overline{s_1s_2}$, $\overline{s_{1.MOД}}$, $\overline{s_{2.MOД}}$ входные сигналы s_1 и s_2 перемножают, затем результаты этого перемножения суммируют за n отсчетов и делят на n с учетом частоты следования отсчетов выборки. Таким образом определяют усредненное значение произведения входных сигналов. Отметим, что для получения высокой точности определения разности фаз количество отсчетов, за которые происходит усреднение, должно быть кратно количеству отсчетов, укладывающихся в период модуляции входных сигналов.

Полученные значения $\overline{s_1 s_2}$, $\overline{s_{1,\text{мод}}}$ и $\overline{s_{2,\text{мод}}}$ обрабатывают в соответствии с формулой (2.18). На выходе системы формируется сигнал, несущий информацию о разности фаз $\Delta \phi$ между входными сигналами s_1 и s_2 .

Использование цифровых методов определения фазы позволяет снизить частоту модуляции сигнала более чем на 2 порядка. Но для обработки сигнала с частотой модуляции в несколько мегагерц требуется применять процессоры или программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) с высокой вычислительной мощностью. Однако существует возможность перевести принимаемые сигналы в низкочастотную область без потери информации о фазе. Данную задачу решают путем использования *гетеродинирования*.





Гетеродином называется генератор опорной частоты, на которую требуется понизить принятое колебание. Как правило, гетеродинирование реализуется на аппаратном уровне в электронном тракте. Разностную частоту получают путем перемножения измеряемого сигнала и сигнала с гетеродина. На выходе перемножителя формируется низкочастотный сигнал, который после оцифровки подается в блок обработки. Сигнал с гетеродина должен быть стабильным по частоте и фазе и точно настроенным относительно основной частоты измеряемого сигнала. Разностную частоту ω_0 обычно выбирают в диапазоне 1...10 кГц для удобства последующей обработки.

Принятый сигнал, прошедший низкочастотную фильтрацию, представляет собой синусоидальный сигнал частоты ω с фазовым смещением $\Delta \phi$, а сигнал с гетеродина — косинусоидальный сигнал частоты ($\omega - \omega_0$) с фазовым смещением $\Delta \phi = 0^\circ$.

На рис. 2.6 представлена схема, поясняющая процесс гетеродинирования измеряемого сигнала.



Рис. 2.6. Схема, поясняющая процесс гетеродинирования измеряемого сигнала в рабочем канале

Выходной сигнал $U_{\rm вых}$ в данном случае можно определить с помощью выражения

$$U_{\text{BEIX}} = U_0 \sin(\omega t + \Delta \varphi) \cos[(\omega - \omega_0) t] =$$

$$= U_0 \frac{\sin(\omega t + \Delta \varphi - (\omega - \omega_0) t) + \sin(\omega t + \Delta \varphi + (\omega - \omega_0) t)}{2} =$$

$$= U_0 \frac{1}{2} \sin(\omega_0 t + \Delta \varphi) + U_0 \frac{1}{2} \sin((2\omega - \omega_0) t + \Delta \varphi). \quad (2.19)$$

Сигнал на выходе смесителя представляет собой сумму двух синусоидальных сигналов с частотами ω_0 и $(2\omega - \omega_0)$. Составляющая сигнала частотой $(2\omega - \omega_0)$ подавляется низкочастотным

фильтром. На выходе фильтра сигнал имеет вид

$$U = \frac{1}{2}\sin\left(\omega_0 t + \Delta\varphi\right). \tag{2.20}$$

Таким образом, напряжение после гетеродинирования и низкочастотной фильтрации имеет значительно меньшую частоту при сохранении информации о разности фаз $\Delta \phi$. При этом низкая частота модуляции ω_0 позволяет продолжить дальнейшую обработку с помощью обычных цифровых процессоров.

Для уменьшения погрешности вычисления разности фаз цифровым фазометром в соответствии с формулой (2.17) требуется обеспечить высокое отношение сигнал/шум. Расчеты и компьютерное моделирование показывают, что при отношении сигнал/шум, равном 20, погрешность определения фазы равна $\pi \cdot 10^{-3}$, в то время как при отношении сигнал/шум, равном 50, погрешность снижается в 100 раз до значения $\pi \cdot 10^{-5}$. В связи с этим целесообразно осуществить предварительную узкополосную цифровую фильтрацию обрабатываемых сигналов с целью подавления шумов.

Решение этой задачи в электронном тракте лазерного фазового дальномера возможно и с помощью аналоговых фильтров, однако цифровые фильтры имеют следующие преимущества:

 возможность реализации фильтров с любыми импульсными и частотными характеристиками в пределах полосы частот, обеспечиваемой АЦП и процессором. При этом можно построить устройства, реализация которых в аналоговом виде крайне затруднительна;

 отсутствие негативных факторов (инерционность энергоемких элементов, влияние паразитных связей между отдельными узлами, несогласование узлов по входному сопротивлению);

3) повторяемость характеристик;

4) высокая точность воспроизведения операторов преобразования и стабильность характеристик;

5) нечувствительность к изменениям внешних условий;

6) высокая надежность в работе;

7) возможность диагностики и самодиагностики;

8) модернизация в процессе эксплуатации;

9) малые габариты и масса, поскольку дополнительных электронных компонентов не требуется.

Реализация узкополосного цифрового фильтра с добротностью более 50 упрощается, если использовать фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). Передаточная функция цифрового БИХ-фильтра определяется следующим выражением:

$$y_n = \sum_{j=1}^M a_j y \left(n\Delta t - j\Delta t \right) + \sum_{i=0}^N b_i x \left(n\Delta t - i\Delta t \right), \qquad (2.21)$$

где $x(n\Delta t)$ и $y(n\Delta t)$ — отсчеты входного и выходного сигналов фильтра соответственно; a_i и b_i — коэффициенты.

Выражение (2.21) представляет собой разностное уравнение, анализ которого позволяет заключить, что для вычисления выходных отсчетов фильтра необходимо периодически выполнять лишь три операции:

- задержку (запоминание) *N* и *M* отсчетов соответственно входного и выходного сигналов;

- умножение;

- алгебраическое сложение.

С учетом описанных выше особенностей построения отдельных узлов и элементов лазерного фазового дальномера его функциональная схема представлена на рис. 2.7.

Задающий генератор формирует напряжение, меняющееся по гармоническому закону на частоте модуляции $f_{1_{\rm M}}$ и подаваемое одновременно на драйвер лазера и на вход гетеродина. В результате излучение лазера модулируется на частоте $f_{1_{\rm M}}$, а на выходе гетеродина формируется гармонический сигнал с частотой f_0 , отличающейся от частоты $f_{1_{\rm M}}$ на 1 кГц. После перемножения частот выходное опорное напряжение с частотой 1 кГц поступает на АЦП1 и далее в цифровой процессор.

В свою очередь, ФПУ приемного канала регистрирует отраженный от объекта лазерный пучок на частоте модуляции f_{1M} . После усиления и перемножения с частотой гетеродина рабочее напряжение с частотой 1 кГц поступает на вход АЦП2 и далее в измерительную цепь цифрового процессора.

Оцифрованные сигналы в опорной и измерительной цепях процессора проходят узкополосную фильтрацию в БИХ-фильтрах, после чего подаются в блок цифрового фазометра. Результат вычисления фазового сдвига поступает в контроллер, который



пересчитывает его в значение дальности, выводимое на индикатор. Еще одной важной задачей контроллера является осуществление адаптивного управления мощностью лазерного излучателя в зависимости от расстояния до объекта. Чем ближе объект зондирования, тем меньше мощность лазера.

2.2. Особенности светоэнергетического расчета лазерных фазовых дальномеров

Методика светоэнергетического расчета фазовых дальномеров в целом аналогична рассмотренной выше методике расчета импульсных дальномеров с тем лишь различием, что ширина полосы частот Δf в приемном канале значительно у́же, чем в случае регистрации короткого лазерного импульса. Данное обстоятельство позволяет реализовать лучшие обнаружительные характеристики приемного канала дальномера за счет уменьшения СКЗ суммарных шумов ФПУ:

$$\langle U_{\mathrm{III.BHTP}} \rangle = \sqrt{\langle U_{\mathrm{III.III}} \rangle^2 + \frac{\langle U_{\mathrm{III.Y}} \rangle^2}{2}} = \sqrt{\frac{S^2(\lambda)\Delta f A}{D_{\lambda}^{*2}} + \frac{\langle U_{\mathrm{III.Y}} \rangle^2}{K^2}}.$$

Тем не менее существуют случаи, когда методика расчета предельной дальности измерения отличается от приведенной выше. Эти случаи связаны с применением специального отражателя уголкового световозвращателя на основе триппель-призмы, устанавливаемого в качестве зондируемого объекта. Применение такого отражателя позволяет значительно увеличить предельную измеряемую дальность. Проведем расчет напряжения сигнала для случая установки световозвращателя в качестве объекта зондирования.

Пусть полупроводниковый лазер дальномера с длиной волны λ формирует в зондируемой предметной плоскости световозвращателя в первом приближении равномерную облученность \overline{E}_{o} , определяемую выражением

$$\overline{E}_{\rm o} = \frac{\overline{P}_{\rm \pi}}{\pi l^2 \omega_{\rm \pi}^2}$$

Учитывая, что показатель световозвращения световозвращателя (объекта локации) определяется как $R=\frac{I_{\rm o}}{E_{\rm o}},~{\rm m^2/cp},$ где $I_{\rm o}-$

осевая сила отраженного излучения, найдем Io:

$$I_{\rm o} = R\overline{E}_{\rm o} = \frac{\overline{P}_{\pi}R}{\pi l^2 \omega_{\pi}^2}.$$

Представим индикатрису световозвращенного излучения гауссовой аппроксимацией. Пусть 2γ — угловая ширина центрального лепестка индикатрисы отраженной силы излучения по уровню $1/e^2$ (для уголкового отражателя с апертурой 100×100 мм $2\gamma \approx 2$). Тогда индикатриса отраженной силы излучения будет определяться выражением

$$I_{\rm cb}(\Theta) = I_{\rm o} \exp\left[-rac{2\Theta^2}{\gamma^2}
ight].$$

При расчете интегрального потока, попадающего во входной зрачок приемной системы, необходимо учитывать параллакс каналов дальномера, определяемого базой *B*. Тогда интегральный поток, попадающий в приемную систему, будет равен

$$\begin{split} \Phi^{e}_{\rm CB} &= \frac{P_{\rm л.y}R}{\pi \omega_{\rm \pi}^{2}l^{4}} \int_{-\frac{D_{\rm пp}}{2}}^{\frac{D_{\rm пp}}{2}} \int_{-\frac{D_{\rm пp}}{2}}^{\frac{D_{\rm np}}{2}} \operatorname{circ} \left[\frac{4\sqrt{x^{2} + y^{2}}}{D_{\rm пp}^{2}} \right] \times \\ & \times \exp \left[-\frac{2((x - B)^{2} + y^{2})}{\gamma^{2}l^{2}} \right] dx dy, \end{split}$$
где circ(r) =
$$\begin{cases} 1, \ \text{если} \sqrt{x^{2} + y^{2}} \leq r, \\ 0, \ \text{если} \sqrt{x^{2} + y^{2}} > r \end{cases}$$
-круговая функция зрачка.

При выводе формулы для сигнального потока $\Phi^e_{\rm CB}$ центр системы координат XOY совпадает с центром зрачка приемной системы, а направление распространения отраженного излучения совпадает с оптической осью передающего канала, отстоящей на расстояние *B* от оптической оси приемного канала. Тогда для фототока на выходе приемника излучения справедливо следующее выражение:

$$U_{c} = \tau_{\rm OC} S(\lambda_{i}) \frac{P_{\rm \pi.n}R}{\pi\omega_{\rm \pi}^{2}l^{4}} \int_{-\frac{D_{\rm np}}{2}}^{\frac{D_{\rm np}}{2}} \int_{-\frac{D_{\rm np}}{2}}^{\frac{D_{\rm np}}{2}} \operatorname{circ}\left[\frac{4\sqrt{x^{2}+y^{2}}}{D_{\rm np}^{2}}\right] \times$$

$$\times \exp\left[-\frac{2((x-B)^2+y^2)}{\gamma^2 l^2}\right] dxdy, \quad (2.22)$$

где $S(\lambda_i)$ — значение вольтовой чувствительности фотоприемника на длине волны подсвета; M — коэффициент усиления фотодиода, равный для p—i—n-фотодиода 1; $\tau_{\rm OC}$ — коэффициент пропускания оптической системы.

При значительных дальностях индикатриса ретроотраженного излучения в пределах входного зрачка может представляться равномерной, а влияние параллакса незначительно. Тогда выражение (2.21) запишется в упрощенном виде:

$$U_c = rac{\overline{P}_{\pi}RS(\lambda_i)D_{
m 3p}^2}{4\omega_{\pi}^2 l^4}.$$

Таким образом, при работе фазового лазерного дальномера по световозвращающим уголковым отражателям сигнал ФПУ будет зависеть не только от мощности лазера, но и от величины параллакса. В целом узкополосный приемный канал лазерного фазового дальномера является более помехозащищенным, чем приемный канал импульсного дальномера.

3. ЛАЗЕРНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ДАЛЬНОМЕРЫ С НАКОПЛЕНИЕМ СИГНАЛА

Принцип действия импульсного лазерного дальномера с накоплением эхо-сигналов заключается в формировании лазерным источником последовательности зондирующих импульсов (пачки) и одновременном синхронном суммировании отраженных сигналов.

Алгоритм работы такого дальномера состоит в следующем. В момент излучения первого лазерного импульса из пачки приемная система с высоким временным разрешением начинает заполнять буфер памяти считанными с фотодиода мгновенными значениями фототока, представляющими собой смесь отраженного сигнала и шума. Размер буфера памяти соответствует максимальному измеряемому расстоянию с учетом временного разрешения. Когда буфер памяти заполняется, приемная система дальномера находится в ожидании следующего лазерного импульса, после излучения которого начинается суммирование последующих значений фототока с накопленными в буфере предыдущими значениями. При наличии в зоне действия дальномера объекта отраженные от него импульсы поступают через равные интервалы времени (при условии, что объект неподвижен). Амплитуда накопленного отраженного сигнала увеличивается пропорционально числу накоплений N, т. е. $U_{\Sigma} = NU_1$, где U_1 – амплитуда сигнала от одного излученного лазерного импульса. Если полагать, что шум в каждой реализации является белым (гауссовым с нулевым средним значением), то среднее квадратичное отклонение накопленного шумового процесса при этом равно $\sqrt{N}\sigma_0$, где σ_0 – среднее квадратичное отклонение белого гауссового шума. После такой обработки отношение

сигнал/шум пачки зондирующих импульсов составит

$$\eta = \frac{NU_1}{\sqrt{N}\sigma_0} = \sqrt{N}\frac{U_1}{\sigma_0},$$

где U_1 – амплитуда одиночного импульса в пачке.

При проектировании лазерных дальномеров существенными являются две проблемы. Первая из них — это выбор лазера, обеспечивающего требуемые характеристики (частоту повторения импульсов, мощность в импульсе, энергопотребление и т.п.). Вторая проблема — разработка устройства приема отраженных сигналов с их последующей обработкой.

Классические импульсные дальномеры, как правило, содержат в своем составе твердотельный лазер, реализованный на кристалле Nd:YAG, с накачкой твердотельного активного элемента излучением импульсных ламп. Как правило, такие дальномеры имеют частоту повторения импульсов не более 10 Гц при расходимости лазерного излучения на выходе дальномера не менее $6 \cdot 10^{-4}$ рад, энергии в импульсе не более 100 мДж и длительности импульса около 10 нс. Следовательно, средняя мощность таких дальномеров не превышает 1 Вт. Диаметр лазерного пятна от дальномера в плоскости цели, находящейся на расстоянии 3 км, равен 1,8 м, что накладывает ограничение на пространственное разрешение дальномера. Эти лазеры характеризуются низким значением КПД, не превышающим нескольких процентов.

В современных высокоточных прицельных комплексах для решения ряда задач (обеспечение измерения дальности до малоразмерной цели, измерения дальности до цели при движении носителя; измерение текущей дальности при работе по скоростной цели и т. п.) к лазерным дальномерам предъявляют ряд дополнительных требований. Они должны иметь:

- близкую к дифракционной угловую расходимость;

- частоту измерения дальности более 10 Гц;

 возможность стабилизации лазерного пучка в пространстве по сигналам автомата сопровождения цели;

- высокий КПД.

Одним из перспективных направлений построения дальномеров с накоплением сигналов, удовлетворяющих указанным выше

требованиям, является использование импульсных твердотельных лазеров с непрерывной *диодной накачкой* (ТЛДН) активного элемента и с модуляцией добротности резонатора акустооптическим затвором. К примеру, такой лазер при мощности диодной накачки около 9 Вт и частоте повторений импульсов около 30 кГц имеет среднюю мощность около 3 Вт. При частоте повторения 5...6 кГц лазерные импульсы имеют энергию не менее 300...400 мкДж и длительность около 10 нс. Угловая расходимость такого лазера почти равна дифракционной и при световой апертуре 18 мм составляет 10^{-4} рад. На дальности 3 км диаметр лазерного пятна равен 0,3 м. При цифровом синхронном суммировании 100 отраженных импульсов частота обновления дальности составит 60 Гц.

За последние 10 лет большой прогресс достигнут в области полупроводниковых лазеров (ППЛ). Импульсные полупроводниковые линейки или матрицы лазерных диодов успешно используются вместо импульсных ламп для накачки, что повысило КПД таких твердотельных лазеров до 5...8 %. В настоящее время уже разработаны дальномеры с полупроводниковыми лазерами в качестве источника зондирующих импульсов. Благодаря невысокой стоимости и малым габаритам они востребованы в системах навигации малых судов и летательных аппаратов с относительно небольшой максимальной измеряемой дальностью. Кроме того, они потеснили дальномеры с ТЛДН и в ряде специальных областей. Работают дальномеры с ППЛ также по методу накопления слабых отраженных сигналов при многократном зондировании цели в импульсном режиме излучения лазера [4].

Отметим, что средняя мощность лазера с накоплением может быть выше средней мощности лазеров штатных дальномеров, что позволяет использовать их в худших погодных условиях или при тех же условиях дополнительно повышать частоту обновления дальности.

Дальномеры на основе ППЛ отличаются от дальномеров, выполненных на основе моноимпульсного твердотельного лазера, типом и конструктивным исполнением оптической системы, формирующей зондирующий пучок. Поскольку качество выходного излучения у ТЛДН достаточно высоко, формирователь выходного пучка отсутствует (или применяется афокальная система с увели-

чением $\Gamma = \varphi_0/\varphi$, где φ_0 и φ — углы расходимости излучения на выходе и входе афокальной системы соответственно). Качество пучка, формируемого ППЛ, характеризуется сильной асимметрией в ортогональных направлениях. Фокусное расстояние объектива для формирования пучка ППЛ определяется как $f = a/\varphi$, где a — ширина излучающей площадки лазера, φ — требуемый угол расходимости зондирующего пучка. Диаметр объектива D_{of} должен удовлетворять условию $D_{of} = 2f \operatorname{tg}(\alpha/2)$, где α — апертурный угол излучения лазера. Трудности создания малой расходимости в таком лазере при увеличении выходной мощности ограничивают дальность работы дальномеров с ППЛ значением 1...2 км.

В моноимпульсных дальномерах с твердотельными лазерами точность измерения дальности напрямую зависит от длительности импульса излучения. Для повышения точности требуется минимизировать длительность импульса. В твердотельных лазерах различных типов она составляет 5...50 нс (так, длительность зондирующего импульса высотомера ДЛ-2 с твердотельным лазером на основе YAG:Nd³⁺ равна 10 нс). В ППЛ тоже можно генерировать импульсы малой длительности, но ввиду ограничения по импульсной мощности это еще увеличит дефицит энергии зондирующего импульса. Устранить этот недостаток можно, повысив точность при накоплении в результате статистической обработки данных [5–7], в том числе с помощью специальных методов. Эти методы позволяют увеличить длительность импульса до 100...300 нс и более при сохранении высокой точности измерения [8, 9].

Таким образом, дальномер с ППЛ существенно отличается от своего аналога с моноимпульсным твердотельным лазером по принципу действия измерительного блока, устройству схемы накачки лазера, построению приемоусилительного тракта, типу коллимирующей оптической системы и конструктивной компоновке прибора. По-разному решаются в них и вопросы обеспечения точности измерений.

Отметим, что дальномер с цифровым накоплением сигнала может быть адаптирован к отражательным характеристикам цели или погодным условиям, поскольку процесс накопления можно остановить в тот момент, когда уровень сигнала превысит заданный порог, определяемый на основании одного из критериев оптималь-

ного обнаружения, повышая тем самым частоту выдачи результата измерения дальности.

При оценке возможностей метода накопления сигналов в лазерных локаторах наиболее универсальным является теоретический анализ, аппарат которого был хорошо разработан в радиолокации [1—3]. Он позволяет оценить потенциальные характеристики накопителя.

Как уже отмечалось, работа дальномера в режиме статистического накопления подразумевает многократное повторение лазерного зондирования цели, регистрацию смеси принятого сигнала и шума в приемном тракте, суммирование (накопление) сохраненных результатов и их обработку, после чего принимается решение о наличии цели и расстоянии до нее. Аппаратурная реализация этой процедуры осуществляется 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 с — 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 осуществляется 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 число каналов дальности $K_R = (R_{\text{max}} - R_{\text{min}})/\Delta R$, где R_{max} и R_{min} — максимальная и минимальная измеряемая дальность. Например, если $R_{\text{max}} - R_{\text{min}} = 5\,000$ м,

а $\Delta R = 1$ м, то число каналов дальности и соответствующее число сумматоров накопителя $K_R = 5\,000$.

В каждом канале дальности проводится 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 [3]. На втором этапе осуществляются суммирование накопленных чисел в каждом канале дальности, сравнение результата накопления с известным пороговым числом и принимается решение о присутствии сигнала в данном канале дальности.

Случайный процесс, наблюдаемый на выходе приемного тракта, представляет собой сумму сигнала и шума. Пример реализации случайного процесса на входе двухуровневого порогового устройства приведен на рис. 3.1 [8].

При симметричном положении пороговых уровней ($U_{02} = -U_{01}$) цифровой шум на выходе центрируется и математическое



Рис. 3.1. Реализация случайного процесса сигнал + шум на входе двухуровневого порогового устройства (пороговые уровни $U_{02} = +0,5$ и $U_{01} = -0,5$ показаны пунктиром; отношение сигнал/шум равно 1)

ожидание k-й реализации случайного процесса $M_k = 0$. В бинарном накопителе, имеющем только один пороговый уровень, в цифровом шуме на выходе будет присутствовать постоянная составляющая, ухудшающая отношение сигнал/шум в накопленном сигнале.

Как показано в работе [8], режим накопления оптимально реализуется при преобразовании смеси S* (сигнал + шум) двухпороговой структурой с симметричным положением порогов относительно нуля (см. рис. 3.1). В этом случае процедура накопления заключается в добавлении единицы в дискрет (тайм-слот), если в этом дискрете $S^* > u+$, или в вычитании единицы, если $S^* < u-$, где *u*+ и *u*- положительный и отрицательный пороги срабатывания порогового устройства соответственно (на рис. 3.1 уровень этих порогов составляет соответственно $+0.5\sigma_1$ и $-0.5\sigma_1$). Пороги u+ и u- расположены так, чтобы частота превышения их выбросами шума была одинаковой. Это достигается, например, с помощью автоматической регулировки одного или обоих порогов. При таком построении накопителя быстродействующая цифровая аппаратура задействуется минимально, а энергетическая эффективность накопления приближается к теоретическому пределу — \sqrt{N} .

Важно, что накопление не только дает энергетический выигрыш, но и повышает точность измерений. Поэтому можно и желательно устанавливать длительность зондирующего импульса в несколько раз (в 2—10 раз) бо́льшую длительности периода дискретизации ИВИ, поскольку при этом энергетический потенциал прибора возрастает, а точность остается в требуемых пределах. На рис. 3.2 показан результат реализации накопления в 10 каналах двухуровневого накопителя при объеме накопления N = 200 и отношении сигнал/шум на входе S = 1 [8].

Для анализа массива накопленных данных и определения задержки отраженного от цели сигнала может быть использован метод оценки задержки по динамике возрастания и спада накопленных сумм в окрестности дискрета с максимальной накопленной суммой [6].

Авторами работы [8] предложено определять задержку отраженного сигнала T_s по выражению начального момента первого





Рис. 3.2. Реализация результата накопления в 10 каналах двухуровневого накопителя при объеме накопления N = 200 и отношении сигнал/шум на входе S = 1

порядка массива накопленных данных в окрестности того элементарного интервала (тайм-слота, или дискрета времени), в котором накопленная сумма максимальна. На основе такой модели было проведено компьютерное моделирование двухуровневого накопителя (см. рис. 3.2, 3.3). Маркер внизу показывает положение центра тяжести полученных массивов.

Как видно, разброс результатов измерения дальности в неограниченном амплитудном диапазоне сигналов не превышает 20 % 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 числа 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 % 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 [8] указан еще один ресурс повышения точности дальномеров с накоплением. Речь идет о дальномерах с синхронным стартом. При синхронном старте лазерный зондирующий им-



Рис. 3.3. Реализация результата накопления в 10 каналах двухуровневого накопителя при объеме накопления N=200 и отношении сигнал/шум на входе S=10

пульс излучается синхронно с тактовым импульсом преобразователя «время — цифра» (при асинхронном старте — в произвольный момент времени). Схема с синхронным стартом обеспечивает более высокую точность (рис. 3.4). При этом среднее квадратичное отклонение монотонно уменьшается с ростом отношения S/N. При асинхронном старте погрешность возрастает как при уменьшении, так и при увеличении отношения S/N: в первом случае вследствие возрастания влияния шума, а во втором — по причине усиления роли погрешностей округления. Это обстоятельство необходимо учитывать при проектировании приборов с повышенными требованиями к точности, тем более что синхронизация излучения ППЛ с тактовой частотой ИВИ не представляет особых затруднений.

Аппаратная реализация двухуровневых накопителей сложнее, чем реализация устройств обработки моноимпульсного сигнала. Для указанного выше примера, где $R_{\rm max} - R_{\rm min} = 5\,000$ м, а $\Delta R = 1$ м, число каналов дальности и соответствующее число сумматоров накопителя $K_R = 5\,000$. При накоплении 200 импульсов разрядность сумматора накопителя должна составлять 1 байт.



Рис. 3.4. Зависимость среднего квадратичного отклонения оценки дальности от отношения сигнал/шум для двухуровневого накопителя $(U_{02} = \sigma, U_{01} = -\sigma, N = 200)$

В результате развития цифровых технологий и современной элементной базы в настоящее время появилась возможность обрабатывать не только бинарные сигналы с выхода двухуровневого накопителя, а осуществлять оцифровку выходного сигнала ФПУ с высоким разрешением по амплитуде и с малым временем дискредитации и далее складывать полученные выборки в цифровом сумматоре. Такое решение соответствует условиям реализации цифровой линии задержки. Принятие решения о наличии сигнала в выборке и вычисление дальности при такой реализации происходит после синхронного сложения принятых эхо-сигналов (в виде дискретных выборок), а не в результате статистических накоплений фактов превышения смесью сигнал/шум порога двухуровневого накопителя при каждом приеме эхо-сигнала.

Функциональная схема лазерного дальномера с частотным лазером подсвета и цифровым суммированием принятых эхосигналов приведена на рис. 3.5. Она содержит передающий канал, состоящий из лазерного излучателя (ЛИ) и модуля питания и управления (МПУ), и приемный канал, состоящий из ФПУ и измерителя временных ИВИ.



Рис. 3.5. Функциональная схема лазерного дальномера с частотным лазером подсвета и цифровым суммированием принятых эхо-сигналов

Работа лазерного дальномера с частотным лазером подсвета происходит следующим образом. Измеритель временных интервалов перед началом проведения цикла измерения выдает сигнал POWER для МПУ. Модуль питания управления включает лазерный излучатель сигналом $+U_Laz$ и начинает выдавать импульсы синхронизации для измерителя временных интервалов (сигнал SINC). С этого момента все процессы измерения жестко привязаны по времени к фронтам импульсов синхронизации. Импульсы синхронизации выдаются сигналами отрицательной полярности длительностью 7 мкс (рис. 3.6) и частотой 5 кГц (рис. 3.7).

По заднему фронту импульса синхронизации, выдаваемого МПУ, измеритель временных интервалов подготавливается к проведению приема отраженного от цели лазерного импульса. Далее ИВИ с минимальной задержкой 100 нс выдает на блок управления


Рис. 3.6. Период следования импульсов синхронизации



Рис. 3.7. Вид импульса синхронизации

МПУ сигнал START, импульс положительной полярности длительностью 0,4...0,6 мкс и амплитудой 3,3 В, который поступает на высокочастотный модулятор. При этом лазерный излучатель формирует лазерный импульс. Фронт сигнала START является также началом отсчета для измерителя временных интервалов.

При работе дальномера в режиме пачки лазерных импульсов по входам установки задается число излучаемых лазерных импульсов. По фронту каждого сигнала START в ИВИ начинается цифровая запись выходного напряжения фотоприемного устройства, представляющего собой смесь шума и полезного эхо-сигнала, в течение времени, соответствующего распространению лазерного импульса до максимальной измеряемой дальности и обратно. Далее ИВИ проводит необходимые преобразования принятых реализаций согласно алгоритму обработки.

На рис. 3.8 приведена структурная схема устройства приема и обработки с цифровым суммированием принятых эхо-сигналов.

Принятый фотоприемным устройством лазерный эхо-сигнал преобразуется в электрический импульс, смешанный с шумом. Далее эта смесь сигнал/шум поступает на 10-разрядный АЦП, на который с блока управления поступают импульсы разрешения выборки с частотой 200 МГц.

Данные с выхода АЦП сохраняются в стеке памяти (FIFO). Максимально возможная емкость FIFO позволяет сохранять 16 384 (14 разрядов) 10-разрядных данных оцифрованного сигнала, что обеспечивает измерение дальности до 12 км. Обработка сигнала включает в себя накопление сигнала в цифровой форме. Накопление сигнала (суммирование цифровых данных) осуществляется аппаратно внутри FIFO путем поразрядного сложения вновь поступающих данных с накопленными ранее данными. Цифровой сигнальный процессор (ЦСП) производит основную обработку данных: фильтрацию, центрирование, вычисление корреляционной функции, вычисление адаптивного порога и вычисление дальности. Кроме того, ЦСП, получая информацию от внешних сигналов установки режима работы, управляет работой дальномера и осуществляет визуализацию режимов работы и вычисляемой дальности на выносном дисплее.



Рис. 3.8. Структурная схема устройства приема и обработки с цифровым суммированием принятых эхо-сигналов

Поскольку усилитель ФПУ имеет, как правило, регулируемый коэффициент усиления, устройство содержит цифроаналоговый преобразователь с операционным усилителем, с помощью которых можно управлять коэффициентом усиления ФПУ программно.

Фрагменты обработанного сигнала, полученные в дальномере с цифровым суммированием и описанным выше ТЛДН, при различном числе суммируемых реализаций показаны на рис. 3.9. На рисунке видно, что с увеличением числа суммируемых реализаций отношение сигнал/шум растет. При частоте выборки 200 МГц



Рис. 3.9. Примеры обработанного сигнала после суммирования N-реализаций: $a - N = 8; \ 6 - N = 32; \ e - N = 128$

и дискрете дальности $\Delta R = 0,75$ м дальность до цели в данном примере составила

$$R = \Delta R \cdot 3560 = 2670$$
 м.

Таким образом, использование современных цифровых технологий позволяет реализовать лазерный импульсный дальномер с накоплением отраженного от объекта сигнала. При этом благодаря использованию современных полупроводниковых либо твердотельных лазеров с диодной накачкой такие приборы обладают меньшими габаритами и энергопотреблением при высокой точности измерения (до 0,2 м) и дальности (до нескольких километров).

4. ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ ЛАЗЕРНЫХ ДАЛЬНОМЕРОВ

Эволюция лазерных дальномеров обусловлена не только новыми методами измерения дальности и обработки сигнала, но и совершенствованием элементной базы. Скорее, даже наоборот: обновляемая элементная база дает возможность внедрять более совершенные, но и более трудоемкие методы обработки.

Основными компонентами дальномера являются лазерные излучатели, электронный блок обработки и индикации, а также ФПУ. В настоящее время существует много литературных источников, содержащих подробное описание принципа действия лазерных излучателей, пригодных для применения в составе лазерного дальномера. Вопросам разработки электронных блоков также посвящено множество публикаций. Кроме того, эта тематика представляет собой направление, которому в рамках специальности «Оптотехника» уделяется мало внимания. Поэтому в данном разделе основное внимание уделено фотоприемным устройствам.

Для реализации процесса уверенного определения дальности помимо мощного импульсного лазера (для импульсных дальномеров) или непрерывного полупроводникового лазера (для фазовых дальномеров) требуется быстродействующее высокочувствительное ФПУ. Основными требованиями к ФПУ в составе ПКД являются:

 – быстродействие применяемого ФПУ должно определяться постоянной времени не более 10 нс, что следует из параметров зондирующего лазерного импульса либо высшей частоты модуляции;

– пороговый поток ФПУ в целом (а не только поток фотоприемника), рассчитанный с учетом полосы пропускания электронного тракта, должен составлять не более 10^{-8} Вт на входном зрачке объектива ПКД на длине волны излучения;

 – ФПУ должен обладать высокой квантовой эффективностью на рабочей длине волны подсвета;

 габариты и масса ФПУ с учетом специфики применения должны быть по возможности малыми, а напряжение питания низковольтным;

 – желательно предусмотреть возможность стробирования ФПУ по дальности с целью минимизации ложных срабатываний (для импульсных дальномеров);

– ФПУ должно сохранять работоспособность длительное время без обслуживания, а также выдерживать вибрации и механические нагрузки. По этой причине нежелательно применять ФПУ, требующие использования расходных и громоздких систем охлаждения, особенно с жидкими хладагентами.

Перечисленные выше требования определяют элементную базу, позволяющую регистрировать импульсное излучение.

Очевидно, что жесткие требования по быстродействию, а также очень узкий спектральный диапазон оставляют для анализа лишь приемники фотонного типа с высокой спектральной селективностью на длине волны 1,06 или 1,54 мкм. К таким приемникам можно отнести лишь три типа:

1) фотоэлектронные умножители (ФЭУ);

2) ФПУ на основе гетероструктурных $p-i-n-\phi$ отодиодов;

3) ФПУ на основе кремниевых или германиевых лавинных фотодиодов.

Рассмотрим каждый из трех перечисленных выше типов ФПУ.

4.1. Фотоприемные устройства на основе фотоэлектронных умножителей

Фотоэлектронный умножитель относится к классу фотонных фотоприемников с внешним фотоэффектом, что означает наличие вакуума внутри корпуса приемника. Для обеспечения высокого значения отношения сигнал/шум слабые сигнальные импульсы фототока должны быть усилены малошумящим усилителем, который

сложно изготовить из электронных компонентов. Эта задача решается в ФЭУ благодаря использованию вторичной электронной эмиссии.

Использование вторичной электронной эмиссии для усиления фототока привело к созданию электронного усилителя, содержащего кроме фотокатода и анода фокусирующую электроннооптическую систему, диафрагму и дополнительные электроды (диноды), являющиеся эмиттерами вторичных электронов. При этом коэффициент усиления тока определяется выражением

$$M = \delta^N$$
,

где N — число динодов; δ — коэффициент вторичной эмиссии, для серийных ФЭУ обычно δ = 4.

Выпускаемые серийно ФЭУ имеют от 9 до 14 динодов и обладают коэффициентом усиления $10^5 \dots 10^7$, что позволяет статистически регистрировать на выходе сигнал от одного упавшего на фотокатод кванта (кванта, выбившего один электрон).

В последние годы широко применяют жалюзийные и канальные ФЭУ, отличающиеся от обычных конструкцией динодной системы. Жалюзийная динодная система состоит из наклонных полосок и прозрачной сетки, имеющих одинаковый потенциал. Сетка экранирует жалюзи, обеспечивая попадание вторичных электронов на лопасти следующего динода. Эффективность жалюзийного динода невелика (88 %), однако подобные системы имеют некоторые преимущества: широкий диапазон линейности световой характеристики, высокую стабильность анодного тока, относительную нечувствительность к небольшим изменениям межкаскадных напряжений, стабильность анодного тока при наличии магнитных полей, большую площадь динода, позволяющую работать при повышенных токовых нагрузках. В жалюзийных ФЭУ между катодной камерой и динодной системой помещают кольцевой электродмодулятор, изменяющий анодную чувствительность ФЭУ в широких пределах и осуществляющий внутреннюю модуляцию сигнала, т. е. реализуют стробирование по дальности.

Габариты ФЭУ уменьшаются при использовании динода с распределенным сопротивлением, в простейшем случае представляющего собой трубку (канал) из специального стекла, на поверхности

которого в результате термообработки в водороде образуется слой с необходимым электрическим сопротивлением и коэффициентом вторичной эмиссии. При подаче высокого напряжения через проводящие контакты на концы канала по его поверхностному слою течет ток, создающий падение напряжения вдоль канала. Вторичный электрон, выбитый из внутренней стенки канала, под действием электростатического поля ускоряется и ударяется о стенку канала в точке с более высоким потенциалом. Усиление в канале зависит от отношения его диаметра к длине (калибр), напряжения на концах канала и вторично-эмиссионных свойств рабочей поверхности. При оптимальном калибре канала $(1 \dots 2) \cdot 10^{-2}$ и напряжении около 2,5 кВ можно получить усиление $M = 10^6 \dots 10^7$.

Чувствительность ФЭУ в основном определяется спектральной чувствительностью фотокатода. В настоящее время разработаны и широко применяются в технике фотокатоды для видимого и ближнего инфракрасного диапазона. Однако для длины волны 1,06 мкм подходит только один — кислородно-цезиевый фотокатод S-1, обладающий крайне низкой квантовой чувствительностью. Вследствие этого преимущества большого внутреннего усиления ФЭУ несколько меркнут.

Как и для любого фотонного приемника, обнаружительные и пороговые возможности ФЭУ зависят от уровня внешних и внутренних шумов. В частности, внутренние шумы ФЭУ, определяющие темновой ток, крайне малы и составляют порядка 10^{-11} А. При оценке чувствительности следует также иметь в виду явление усталости, которое обнаруживается при засветке фотокатода большими световыми потоками. Для обеспечения длительной стабильности при непрерывной работе выходной ток ФЭУ не должен превышать 1 мА, однако в импульсном режиме допустимы токи в сотни миллиампер.

Временное разрешение ФЭУ зависит от длительности внешнего фотоэффекта (10^{-12} с), времен вторичной эмиссии (10^{-12} с) и пролета электронов от фотокатода до анода (с учетом умножения на динодах), изохронности (одновременности) их прихода на анод и постоянной времени схемной релаксации $\tau_{\rm p}$.

Постоянная времени нарастания импульса современных ФЭУ составляет 1...10 нс, что позволяет регистрировать короткие ла-

зерные импульсы. Большой коэффициент усиления, малая инерционность, низкий уровень собственных шумов обеспечили широкое применение ФЭУ в составе приемных каналов дальномеров.

Ниже представлены основные параметры современного ФЭУ R5108 производства фирмы Hamamatsu (Япония), а на рис. 4.1 показан их внешний вид.

Технические параметры типового ФЭУ

Параметр	Значение
Тип фотокатода	Ag–O–Cs
Размер фоточувствительной области, мм	18 imes 16
Спектральный диапазон чувствительности, нм	$400 \dots 1200$
Длина волны максимума чувствительности, нм	800
Катодная чувствительность, мА/Вт	2,2
Анодная чувствительность, А/Лм	7,5
Темновой ток, нА	350
Постоянная времени, нс	10
Напряжение питания, В	1250
Число динодов	9
Коэффициент усиления	$3\cdot 10^5$



Рис. 4.1. Внешний вид ФЭУ R5108 фирмы Hamamatsu с кислородноцезиевым фотокатодом

Анализ технических параметров типового ФЭУ позволяет заключить, что по быстродействию и пороговым обнаружительным параметрам, определяемым внутренними шумами, ФЭУ полностью удовлетворяют требованиям ПКД. Однако к их серьезным недостаткам следует отнести низкую квантовую эффективность на рабочей длине волны 1,06 и 1,54 мкм, большие габариты, наличие высоких питающих напряжений и опасность повреждения фотокатода случайными световыми вспышками.

4.2. Фотоприемные устройства на основе гетероструктурных *p*-*i*-*n*-фотодиодов

Наиболее надежными, доступными и дешевыми в настоящее время являются кремниевые и германиевые фотодиоды. Они имеют спектральный диапазон 0,4...1,1 мкм (кремниевые) и 1,0...1,7 мкм (германиевые). При этом на рабочих длинах волн 1,06 и 1,54 мкм фотодиоды обладают приемлемой квантовой эффективностью на уровне 5...10 %. Быстродействие в фотодиоде определяется временем пролета носителей тока до области *p*-*n*-перехода, где происходит их разделение внутренним полем перехода. Фотодиод может быть использован как в фотогальваническом режиме, когда ему не требуется внешнее питание, так и в фотодиодном. В фотогальваническом режиме возможна реализация более высокого значения отношения сигнал/шум, постоянная времени для одного и того же прибора оказывается почти на порядок ниже, чем в фотодиодном режиме. Этот феномен объясняется отсутствием внешнего ускоряющего поля, увеличивающего скорость дрейфа носителей тока к *p*-*n*-переходу. Напротив, быстродействие фотодиода в полной мере можно реализовать лишь в фотодиодном режиме работы, однако обнаружительные характеристики при этом снижаются, так как возрастает интенсивность тепловых шумов в нагрузке. Кроме того, в этом случае требуется применение трансимпедансной схемы согласования фотодиода и последующего усилителя.

В последнее время широкое распространение получили гетероструктурные p-i-n-фотодиоды, обладающие высоким быстродействием (постоянная времени 1...10 нс) и в то же время отличными пороговыми параметрами. Так, удельный пороговый по-

ток отдельных современных образцов таких фотодиодов достигает 10^{-16} Вт/ $\sqrt{\Gamma \mu}$. В таких приемниках объединены две современные технологии, каждая из которых улучшает в первую очередь временные параметры фотодиодов. С одной стороны, применение полупроводника с собственным типом проводимости і между полупроводниками *p*- и *n*-типов существенно расширяет зону перехода, создавая возможность фотогенерации пар электрон — дырка непосредственно в зоне *p*-*n*-перехода. С другой стороны, применение гетероструктуры, основанной на использовании полупроводниковых материалов с разной шириной запрещенной зоны, но с одинаковой постоянной кристаллической решеткой, позволяет сформировать квантовую яму, в которой происходит фотогенерация. При этом фотоны проходят *n*-базу фотодиода без поглощения благодаря энергии фотона hv, меньшей, чем ширина запрещенной зоны ограничивающего слоя ΔE_q . Другими словами, база фотодиода является прозрачной к регистрируемому излучению. В результате в гетероструктурных *p*-*i*-*n*-фотодиодах время дрейфа электронов к переходу практически равно нулю, а быстродействие определяется временем генерации и разделения зарядов непосредственно в *p*-*n*-переходе. Естественно, фотодиоды данного типа предназначены для использования в фотодиодном режиме работы, так как ускоряющее внешнее поле обеспечивает достижение высокого быстродействия.

В качестве примера гетероструктурных p-i-n-фотодиодов целесообразно рассмотреть приборы фирмы Hamamatsu серии S597х. В табл. 4.1 представлены основные характеристики приемников данной серии, а на рис. 4.2 показан внешний вид одного из них. К их особенностям необходимо отнести высокое быстродейстие (часто́ты модуляции варьируются от 100 МГц до 1 ГГц), низкий пороговый поток в единичной полосе частот ($10^{-14} \dots 10^{-15}$ Вт/ $\sqrt{\Gamma q}$) при низком питающем напряжении (до 10 В) и малых габаритах. Отдельно стоит отметить отсутствие необходимости охлаждения приемника.

Тем не менее серьезным недостатком, препятствующим построению ФПУ дальномера с высокими обнаружительными возможностями, является отсутствие внутреннего усиления фототока.



Рис. 4.2. Внешний вид гетероструктурного p-i-n-фотодиода S5972

Таблица 4.1

Модель	Δλ, мкм	Чувствительность А/Вт, при длине волны излучения, нм		, Темновой ток, нА	Частота $f_{\rm cp},$ МГц	$\Phi_{ m nop1},\ 10^{-15}$ Вт/ $\sqrt{\Gamma u}$	Пло- щадь A, мм ²	
		660	780	830				
S5971	0,31,1	0,44	0,55	0,60	0,070	100	7,4	1,1
S5972	0,31,1	0,44	0,55	0,55	0,010	500	3,1	0,5
S5973	0,31,1	0,44	0,51	0,47	0,001	1000	1,1	0,12

Технические характеристики кремниевых *p—i—n-*фотодиодов фирмы Hamamatsu серии S597x

Практическая реализация высоких обнаружительных способностей фотодиодов возможна лишь в том случае, если внешний усилитель обладает плотностью шума $\langle U_{\rm m.vc} \rangle^2$, примерно в 10 раз меньшей, чем у самого фотоприемника. Расчеты показывают, что применение усилителя с шумами 10 нВ/√Гц и полосой частот 500 МГц (а именно такая полоса требуется при работе с лазерными импульсами длительностью 5...10 нс) при коэффициенте усиления 1000 обеспечивает в паре с фотоприемником типа S5972 общий пороговый поток на уровне 10⁻⁸ Вт. Этого явно недостаточно для обеспечения уверенного измерения большой дальности. Другими словами, в настоящее время широкополосный прием и отсутствие внешних малошумящих усилителей не позволяют создать ФПУ с использованием гетероструктурных *p*-*i*-*n*-фотодиодов с пороговым потоком более 10⁻⁸ Вт. При этом приемники данного типа хорошо работают в ПКД фазовых дальномеров, так как в таких приборах используется узкополосный приемный режим.

4.3. Фотоприемные устройства на основе лавинных фотодиодов

Опыт применения ФЭУ в импульсных приемных системах подсказывает, что задачу улучшения порогового потока широкополосных ФПУ импульсных дальномеров можно решить благодаря применению фотодиодов с внутренним усилением, а именно лавинных фотодиодов (ЛФД).

В обычном фотодиоде при поглощении одного фотона возникает одна электронно-дырочная пара. Неосновные носители либо рекомбинируют, либо протекают через *p*-*n*-переход, создавая фототок. В ЛФД носители, проходящие через *p*-*n*-переход, приобретают в сильном поле перехода энергию, достаточную для ударной ионизации атомов решетки, и создают дополнительные электронно-дырочные пары, что приводит к увеличению суммарного тока по сравнению с током, входящим в слой объемного заряда *p*-*n*-перехода. Так же как и в ФЭУ, степень увеличения фототока в лавинном процессе характеризуется коэффициентом умножения носителей М. При этом коэффициент М сильно зависит от напряжения питания ЛФД, что накладывает жесткие требования к схеме стабилизации этого напряжения. Кроме того, при применении ЛФД требуется термостабилизация (не охлаждение) схемы питания и управления. В современных ЛФД коэффициент внутреннего усиления может достигать значения 100.

Статистическая природа процесса лавинного умножения приводит к генерации избыточно шума. В ЛФД существенны два вида шумов: собственный внутренний и дополнительный избыточный, вызванный неоднородностями лавинного пробоя.

Собственный внутренний шум лавины является результатом дробового эффекта в первичном токе, усиленного умножением, и спонтанных флуктуаций коэффицента умножения. Второй источник шума связан с неоднородностями лавинного пробоя.

Поскольку в ЛФД шум усиливается интенсивнее, чем сигнал, собственный порог чувствительности ЛФД хуже, чем у фотодиода в нелавинном режиме. Однако при применении ЛФД в ФПУ значительно улучшается чувствительность при приеме слабых световых сигналов. Кроме того, выходной сигнал ЛФД не требует сверхнизкошумящего внешнего усилителя с большим коэффициентом усиления.

В силу сложной схемотехники и высокого технологического уровня производства ЛФД выпускаются, как правило, в составе ФПУ.

Одним из лучших ФПУ отечественного производства можно назвать ФПУ на основе кремниевого ЛФД, представляющее собой интегральную сборку вместе с усилителем, пороговым устрой-

ством и преобразователем напряжения модели ФПУ-23 производства НИИ «Полюс».

Фотоприемное устройство ФПУ-23 предназначено для приема оптических сигналов длительностью 9...20 нс (по уровню 0,5) в диапазоне длин волн 0,53...1,06 мкм и последующего формирования импульсов логического уровня, удобных для обработки. Ниже приведены основные технические характеристики ФПУ-23, а на рис. 4.3 показан его внешний вид.

Основные технические характеристики ФПУ	-23
Параметр	Значение
Амплитуда импульсов на выходе ФПУ при засветке импульсным излучением мощностью $5\cdot 10^{-9}$ Вт на нагрузке 300 ± 15 Ом, В	2,4
Время выхода ФПУ на режим максимальной чувстви- тельности, соответствующей срабатыванию ФПУ при засветке импульсным излучением мошностью	
5.10 ⁻⁹ Вт, относительно момента времени, соответ- ствующего уровню 0,9 амплитуды импульса (по на- пряжению) в цепи управления на участке нарастания напряжения, мкс	5
Изменение временного положения выходного импуль- са ФПУ при изменении мощности засветки импульс- ного излучения от $5 \cdot 10^{-9}$ до $1.0 \cdot 10^{-3}$ Вт в ре- жиме максимальной чувствительности и длительно- сти импульса излучения по уровню 0.5 амплитуды	
(30 ± 2) , Hc	30
Вероятность регистрации входных сигналов при мощности засветки импульсного излучения $2,0 \cdot 10^{-9}$ Вт в режиме максимальной чувствительности	0,99
Вероятность ложной регистрации сигнала за время 150 мкс	$5,0\cdot 10^{-4}$
Напряжение питания ФПУ, В	12 ± 1
Ток потребления ФПУ, мА	100
Активное сопротивление нагрузки по цепи выхода ФПУ, Ом	30 ± 15
Диапазон рабочих температур для работающего ФПУ, °С	-25+55



Отметим, что нормальное функционирование данного ФПУ требует сложного управления посредством специфических импульсных сигналов.

Таким образом, проведенный анализ показывает, что оптимальным приемником излучения ПКД импульсного дальномера является ФПУ на основе лавинного фотодиода (например, ФПУ-23), поскольку оно сочетает в себе достоинства ФЭУ и гетероструктурного p-i-n-фотодиода. Обладая внутренним усилением (как у ФЭУ) и малым пороговым потоком (10^{-9} Вт), ФПУ-23 демонстрирует высокую квантовую эффективность на длине волны 1,06 мкм (как у p-i-n-фотодиода). При этом ФПУ-23 не требует высоких внешних питающих напряжений, является малогабаритным и удобным для монтажа в ПКД. В свою очередь, оптимальным вариантом для построения ФПУ фазового дальномера является гетероструктурный p-i-n-фотодиод, работающий в узкополосном частотном режиме.

5. ПРИМЕРЫ ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СОВРЕМЕННЫХ ДАЛЬНОМЕРОВ

Современные лазерные импульсные дальномеры производятся такими крупными зарубежными коммерческими компаниями, как Bosch, Leica, Zeiss, а также отечественными предприятиями: НИИ «Полюс», ОАО «Красногорский завод им. С.А. Зверева» и др. Все они имеют отличные эргономические и массогабаритные характеристики, обладают широкой функциональностью (цифровая индикация дальности, режимов работы, наличия объектов в стробе и вне его, разряда батарей, интерфейса связи с персональным компьютером, измерения скорости объекта) и в основном различаются по дальности действия и точности измерения в зависимости от предполагаемого использования. Основные характеристики некоторых отечественных и зарубежных лазерных импульсных дальномеров приведены в табл. 5.1.

По данным табл. 5.1 можно сделать вывод о том, что к особенностям выпускаемых импульсных дальномеров можно отнести большие предельные измеряемые дальности (до 30 км), погрешность 0,5 м, а также широкое использование приборов с «безопасной» длиной волны 1,54 мкм. При этом на дальностях до нескольких километров в качестве излучателя используется ППЛ, а на больших дальностях — твердотельный лазер.

На рис. 5.1 показан внешний вид дальномеров, представленных в табл. 5.1. Практически все приборы (кроме стационарных дальномеров военного назначения) имеют конструктивное оформление в виде бинокля. При этом все приборы оснащены зрительной телескопической системой для удобства наведения на удаленные объекты. Индикация дальности обычно представляется в цифро-

Таблица 5.1

Модель	Изготовитель	Диапазон измеряемой дальности, м	Погрешность измерения, м	Длина волны излучения, мкм
1Д26	ОАО «Красногорский завод им. С.А. Зверева»	11029 995	10,0	1,060
EG-LRF	НИИ «Полюс»	5025 000	5,0	1,540
КТД-2-2	НИИ «Полюс»	10020 000	0,5	1,079
Victory RF 10x56 T*	Carl Zeiss	101 200	1,0	0,904

Параметры некоторых современных импульсных лазерных дальномеров

вой форме на экране, оптически сопряженном с одним из окуляров зрительной системы.

В качестве примера современных лазерных фазовых дальномеров можно привести лазерные фазовые дальномеры фирм Leica и Bosch. В табл. 5.2 приведены основные параметры дальномеров, выпускаемых этими фирмами.

Таблица 5.2

Фирма- произво- дитель	Модель	Погрешность измерения, мм	Дальность измерения*, м	Габариты прибора, мм	Масса прибора, г	
Leica	D3a	±1	0,0580	125×45×24	110	
	D8	± 1	0,05200	143×55×30	195	
	A8	$\pm 1,5$	0,05200	148×64×36	270	
	DXT	$\pm 1,5$	0,0570	—	—	
Bosch	DLE 70	$_{\pm 1,5}$	0,0570	100×59×32	180	
	DLE 40	$\pm 1,5$	0,0540	100×58×32	180	
* Дальность измерения по диффузным объектам.						

Параметры дальномеров фирм Leica и Bosch





Армейский дальномер EG-LRF



Дальномер КТD-2-2 Рис. 5.1. Внешний вид импульсных дальномеров



Бытовой дальномер DLE 150



Рис. 5.2. Внешний вид фазового дальномера Leica Disto A5

Отметим, что при применении уголкового отражателя указанная в табл. 5.2 предельная дальность измерения возрастает в 2— 2,5 раза. Все представленные дальномеры имеют малые габариты и погрешность измерения на уровне ±1 мм.

На рис. 5.2 показан внешний вид лазерного фазового дальномера Leica Disto A5. Особенностью данной модели является наличие вычислителя, позволяющего измерять периметр, площадь и объем на основании информации о дальности. Как правило, в бытовых фазовых дальномерах используется ППЛ видимого диапазона (чаще всего 0,6...0,68 мкм) для облегчения процесса наведения. Кроме того, в прибор встроен телескопический визир, позволяющий осуществлять наведение на зондируемый объект в условиях большой освещенности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лазерная дальнометрия / Л.А. Аснис, В.П. Васильев, В.Б. Волконский и др. М.: Радио и связь, 1995. 256 с.

2. Барышников Н.В., Бокшанский В.Б., Карасик В.Е. Приемопередающие устройства лазерных локационных изображающих систем. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. 84 с.

3. *Карасик В.Е., Орлов В.М.* Лазерные системы видения. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2001. 352 с.

4. Клюев Н.Ф. Обнаружение импульсных сигналов с помощью накопителей дискретного действия. М.: Сов. радио, 1963.

5. Лезин Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. М.: Сов. радио, 1969.

6. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981.

7. *Barr K*. Method for improving the received signal tonoise ratio of a laser rangefinder. US Patent No. 7184130, Feb. 27, 2007, US CI. 356/4.01, Int. CI. G01S 3/08.

8. *Morcom J.* Optical distance measurement. US Patent No. 6753950, June 22, 2004, US CI. 356/4.01, Int. CI. G01S 17/00; G01C 3/08.

9. *Lee Seok-Hwan et al.* Laser rangefinder and method thereof. Intern. Patent WO 2005/006016, 20.01.05, Int. CI Int. CI. G01S 17/10.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список сокращений	3
Введение	4
1. Лазерные импульсные дальномеры	6
1.1. Принцип действия импульсных дальномеров	6
1.2. Основы светоэнергетического расчета импульсных	
дальномеров	19
1.3. Особенности построения оптических систем импульсных	
дальномеров	26
2. Лазерные фазовые дальномеры	43
2.1. Принцип действия лазерных фазовых дальномеров	43
2.2. Особенности светоэнергетического расчета лазерных	
фазовых дальномеров	59
3. Лазерные импульсные дальномеры с накоплением сигнала	62
4. Особенности элементной базы лазерных дальномеров	78
4.1. Фотоприемные устройства на основе фотоэлектронных	
умножителей	79
4.2. Фотоприемные устройства на основе гетероструктурных	
<i>p</i> — <i>i</i> — <i>n</i> -фотодиодов	83
4.3. Фотоприемные устройства на основе лавинных фотодиодов	86
5. Примеры технической реализации современных дальномеров	91
Литература	95