

независимых измерений. Обратный ток I_R всех диодов в области комнатных температур контролируется туннелированием носителей при низких напряжениях и лавинными процессами — при больших.

Фототок I_p образцов типа А и В определяется генерацией неравновесных носителей в ОПЗ, о чем свидетельствуют зависимости $I_p(V)$, которые подобны уравнению (1). Отметим, что энергетический наклон зависимостей $\ln I_p^0 - 1/T$, как и в случае темного тока, отвечает E_g^p материала, в котором локализован объемный заряд. Это хорошо подтверждается экспериментально для указанных (А и В) типов диодных структур. Для $p-n$ -гомопереходов фотоносители возникают в n -области диода, а затем диффузионным путем достигают области пространственного заряда и разделяются сильным электрическим полем. В этом случае зависимость $I_p(V)$ описывается отличным от (1) уравнением [5, с. 46; 6]

$$I_p \cong I_p^0 \exp(eV/kT). \quad (2)$$

Найденная из температурной зависимости I_p^0 величина Φ_0 неплохо согласуется со значением высоты барьера, определенного из темновых ВАХ.

Для всех исследуемых диодов характерна линейная зависимость тока короткого замыкания от уровня освещения при изменении последнего в пределах пяти порядков. Зависимости $V_{oc}(L)$ описываются известным выражением, которое получено для фотодиода при доминирующей линейной генерации фотоносителей. Это иллюстрируется данными **рис. 2**, которые приведены для гетероперехода $pGaSe-nInSe$.

Отметим, что температурные изменения параметров интегральных характеристик также укладываются в рамки известных моделей формирования фототока в диодных структурах [5, с. 136—141].

Заключение

Таким образом, приведенные результаты свидетельствуют о возможности создания на базе слоистых моноселенидов индия и галлия ряда фоточувствительных диодов $pGaSe-nInSe$, $pInSe-nInSe$. Такие структуры создаются методом посадки на оптический контакт при комнатной температуре, что не приводит к изменению электрофизических параметров базовых материалов. Кроме того, на моноселениде индия методом термического отжига созданы гетеропереходы " $pInSe$ — собственный оксид", которые обладают фоточувствительностью в высокоэнергетической области спектра вплоть до 3,6 эВ. Варьирование параметров базовых материалов и типа выпрямляющей структуры позволяет в достаточно широких пределах изменять фотоэлектрические параметры и характеристики объектов исследований.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Катеринчук В. Н., Ковалюк М. З. Фотоплеохроизм диодных структур оксид- $p-InSe$ // Письма в ЖТФ.— 1997.— Т. 23, № 10.— С. 1—3.
2. Shigetomi S., Ohkubo H., Ikari T. Photoluminescence of Cd-doped $p-InSe$ // J. Phys. Chem. Solids.— 1990.— Vol. 51.— N 1.— P. 91—92.
3. А. с. 631014 СССР. Способы приготовления $p-n$ и гетеропереходов / В. Л. Бакуменко, В. Ф. Чишко.— Оpubл. в Б. И.— 1976, № 18.
4. Ковалюк З. Д., Махний В. П., Янчук О. І. Вплив параметрів компонент гетеропереходів $p-GaSe-n-InSe$ на їхні фотоелектричні властивості // Вісник Львівськ. ун-ту (Серія фізична).— 2001.— Вип. 34.— С. 218—221.
5. Фаренбрух А., Бьюб Р. Солнечные элементы: теория и эксперимент.— М.: Энергоатомиздат, 1978.
6. Махний В. П. Физические процессы в диодных структурах на основе широкозонных соединений A_2B_6 // Дис.... докт. физ.-мат. наук.— Черновцы.— 1993.

Д. ф.-м. н. Ю. Ф. ВАКСМАН, В. И. САНТОНИЙ, В. В. ЯНКО,
И. А. ИВАНЧЕНКО, Л. М. БУДИЯНСКАЯ

Украина, Одесский национальный университет им. И. И. Мечникова
E-mail: oquint@paco.net

Дата поступления в редакцию
02.08 2002 г. — 14.01 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. И. И. ИЖНИН
(НИИ материалов, г. Львов)

ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЙ ДАЛЬНОМЕР МАЛЫХ ДИСТАНЦИЙ ДЛЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Описан оптико-электронный дальномер, основанный на фазовом методе измерений и предназначенный для использования в скоростных измерительных системах.

Современные методы измерений с использованием оптического излучения обеспечивают измерение дистанций от долей метра до десятков километров [1]. В ближней зоне, определяемой условием соизмеримости геометрических размеров объектов с расстоянием между ними, что составляет от 0 до десятков метров, используются проекционно-геометрические,

интерференционные и фазовые методы [2]. Каждый из этих методов обеспечивает максимальную точность измерений в пределах ограниченного участка ближней зоны. Максимальной точностью обладают фазовые методы, основанные на измерении фазовых соотношений между излученным и отраженным оптическими сигналами и обеспечивающие измерение дистанций с погрешностью в несколько миллиметров [3]. Образцом достигнутого технического уровня является портативный прибор типа "лазерная рулетка", применяемый при выполнении строительных работ и предназначенный для проведения линейных измерений от 0 до 20 м с точностью порядка 1 мм [4].

Наибольшее применение фазовые методы нашли в геодезических и навигационных системах для измерений в дальней зоне, где время точных измерений не ограничивается динамикой взаимного расположения измерителя и исследуемого объекта. Перенесение фазового метода в скоростные дальнометры системы малых дистанций сформировало проблему обеспечения высокой точности при значительном ограничении времени измерений. Так, например, точность измерений порядка 1% для дистанций менее 1 м соответствует нескольким миллиметрам. При скорости движения измерителя порядка 50 м/с такой линейный отрезок преодолевается за 20 мкс, что определяет время измерения дистанции с заданной погрешностью.

Целью настоящей работы является разработка оптико-электронного дальнометра (ОЭД) малых дистанций, способного обеспечить точные измерения в динамических условиях применения.

Работа ОЭД основана на измерении дистанции фазовым методом, который относится к числу локационных. Ввиду малости измеряемой дальности метод базируется на косвенном измерении времени пролета оптическим излучением двойного расстояния до объекта.

Предпочтение отдано использованию непрерывного локационного сигнала с гармонической модуляцией, поскольку бегущая фаза φ гармонического колебания является линейной функцией времени t :

$$\varphi = 2\pi f_m t + \varphi_0, \quad (1)$$

где f_m — частота модуляции сигнала;
 φ_0 — начальная фаза.

В методах этого класса производится измерение такого параметра сигнала как сдвиг фазы. При этом измеряемая дистанция S связана со сдвигом фазы $\Delta\varphi$ основной формулой фазового метода измерения дистанции

$$S = [\Delta\varphi / (2\pi)] [c / (2f)], \quad (2)$$

где c — скорость света в воздухе.

В фазовых методах измерения малых дистанций исходят из принципа обеспечения однозначности, в соответствии с которым длина полуволны гармонических колебаний определяется максимальным значением измеряемой дистанции. При этом условии фазовый цикл однозначного измерения $\varphi_{\text{одн}}$ соответствует 2π , а значение частоты модуляции определяется выражением

$$f_m = c / 2S. \quad (3)$$

При определенной частоте модуляции аналитическая взаимосвязь между точностью измерения дистанции ΔS и точностью отсчета фазового сдвига $\Delta\varphi$ имеет вид [2, с. 29]

$$\Delta\varphi = \varphi_{\text{одн}} (\Delta S / S). \quad (4)$$

Это означает, что погрешность оценки дальности целиком определяется ошибкой измерения фазы на самой высокой частоте модуляции.

В условиях перемещения дальнометра вдоль измеряемой дистанции со скоростью v возникает зависимость точности измерений ΔS от ее величины, имеющая вид

$$\Delta S = v t_{\text{и}}, \quad (5)$$

где $t_{\text{и}}$ — время прохождения дистанции ΔS и ее измерения.

Тогда точность фазовых измерений, учитывая (5), $\Delta\varphi = \varphi_{\text{одн}} (v t_{\text{и}} / S)$.

Очевидно, что чем выше скорость движения, тем ниже точность измерения дистанции ΔS и тем с большей погрешностью измеряется сдвиг фазы $\Delta\varphi$. Таким образом, точность измерения дистанции определяет диапазон возможных скоростей перемещения ОЭД, в пределах которого динамика движения не вносит погрешности в измерительный процесс. Определение диапазона скоростного применения дальнометра производится в соответствии с уравнением (5) как

$$v = \Delta S / t_{\text{и}}. \quad (6)$$

Период низкой промежуточной частоты, на которой производится измерение сдвига фазы, определяет длительность однократного измерения t_0 . Если производятся многократные измерения числом n_m , то их суммарная длительность составляет время измерений:

$$t_{\text{и}} = t_0 n_m. \quad (7)$$

При условии заполнения измерительного интервала t_0 счетными импульсами соотношение между их числом n_3 и частотой заполнения f_3 имеет вид

$$n_3 = t_0 f_3. \quad (8)$$

С учетом (7) и (8) соотношение (6) преобразуется к виду

$$v = \Delta S f_3 / n_m n_3. \quad (9)$$

Полученное уравнение (9) позволяет определять разрешающую способность дальнометра по скорости, а также решать обратную задачу — расчета частотных характеристик измерителя разности фаз исходя из заданного уровня точности измерений и скоростного режима.

Ниже приведен ряд оценок, позволяющих получить точность измерений ОЭД порядка 1% при перемещении со скоростями до 20 м/с в диапазоне дистанций 0,3...10,0 м. Минимальная измеряемая дистанция 0,3 м определяется ограничениями оптической системы ОЭД, которые выражаются в формировании мертвой зоны для приема отраженного излучения.

В соответствии с принципом однозначности длина волны модуляции оптического зондирующего ВЧ-сигнала равна удвоенному S_{max} , т. е. 20 м. Этой дистанции, согласно (3), соответствует частота модуляции $f_m = 15$ МГц. При условии регистрации как положительного, так и отрицательного перехода синусоидального сигнала через нулевой уровень, фазовый цикл измерительного сигнала можно уменьшить вдвое до диапазона $\varphi_{\text{ц}} = 0...180^\circ$ и, соответственно, частоту зондирующего сигнала — до 7,5 МГц.

Для минимальной измеряемой дистанции $S_{\text{min}} = 0,3$ м диапазон перемещения ОЭД, соответствующий данной точности измерения, $\Delta S_{\text{min}} = 3$ мм. Время прохождения ΔS_{min} с максимальной скоростью $v_{\text{max}} = 20$ м/с составляет 150 мкс, что определяет минимальное время измерений t_{min} в диапазоне измеряемых дистанций. Это означает, что за аппаратное время измерения текущей дистанции величина вза-

имного перемещения дальномера и объекта измерения не вызовет сдвига фазы зондирующего ВЧ-сигнала, превышающего 1% точности измерений.

При значениях величин $t_{\min} = 150$ мкс и $\varphi_{\text{ц}} = 0 \dots 180^\circ$ минимальная промежуточная частота $f_{\text{пр}} = 1/2t_{\min}$ составляет 3,3(3) кГц при условии, что измерение текущего значения дистанции происходит в течение каждой половины периода промежуточной частоты.

Таким образом, при максимальной скорости относительного перемещения $v_{\max} = 20$ м/с весь диапазон измеряемой дистанции преодолевается за время $T = 0,5$ с, в течение которого производятся многократные измерения текущего расстояния числом $n_M = T/0,5T_{\text{пр}} = 3,3(3) \cdot 10^3$, где $T_{\text{пр}}$ — период промежуточной частоты. Отсюда следует, что абсолютная динамическая точность измерения текущего расстояния во всем диапазоне дистанций будет не хуже 3 мм.

Для проведения измерений в диапазоне дистанций 0,3...10,0 м с дискретностью 3 мм необходим измеритель разности фаз опорного и отраженного сигналов, позволяющий регистрировать изменение фазы

$$\Delta\varphi_{\min} = \varphi_{\text{ц}} \Delta S_{\min} / S = 0,054^\circ.$$

Известно [1, 5], что у аналоговых измерителей разности фаз (фазовых детекторов) минимальный измеряемый сдвиг фаз $\Delta\varphi_{\min}$ составляет $0,5^\circ$. У цифровых фазовых детекторов $\Delta\varphi_{\min} = 0,04^\circ$. Сравнение расчетных значений $\Delta\varphi_{\min}$ с характерными для различных фазовых детекторов показывает, что измерения в заданном режиме ограничиваются только разрешающей способностью фазорегистрирующих устройств.

В цифровых фазометрических устройствах низкая частота $f_{\text{пр}}$ точно определяет частоту заполнения f_3 измерительного временного интервала импульсами через отношение $f_3:f_{\text{пр}} = 10^n$ [5, с. 151]. Для достижения точности до 0,01 фазового цикла, т. е. 1%, принимают $n=2$. С учетом этих оценок $f_3 = 0,6(6)$ мГц. При этом количество импульсов заполнения n_3 в пределах временного измерительного интервала меняется в диапазоне измеряемых дальностей 0,3...10,0 м от $1 \cdot 10^4$ до $3,3 \cdot 10^5$, соответственно, а для минимального времени измерений $n_3 = 100$.

На рис. 1 представлена структурная схема прямоотсчетного фазового метода измерения дальности на низкой промежуточной частоте, примененного в разработанном ОЭД.

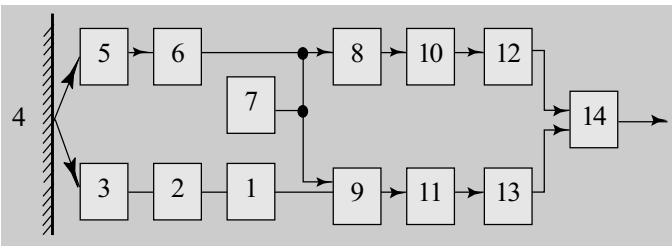


Рис. 1. Структурная схема прямоотсчетного фазового метода измерения дальности

Схема включает два канала — измерительный (блоки 2, 3, 5, 6, 8, 10, 12) и опорный (блоки 9, 11, 13), разность фаз выходных сигналов которых прямо пропорциональна величине измеряемой дистанции.

ВЧ-сигнал из опорного генератора 1 через усилитель мощности 2 поступает на излучатель 3. Модулированный ВЧ-сигналом световой поток излучателя, отразившись от поверхности объекта 4, поступает на фотоприемник 5. Электрический сигнал фотоприемника с выхода фотоприемника, усиленный усилителем 6, поступает на вход перемножителя 8. В то же время на вход перемножителя 9 ВЧ-сигнал поступает непосредственно из опорного генератора 1. Таким образом, сигнал из опорного генератора поступает на вход перемножителя 8 через временную линию задержки, образованную элементами открытого оптического канала дальномера, а на вход перемножителя 9 — напрямую.

Измерительный сигнал с выхода перемножителя 8 и опорный сигнал с выхода перемножителя 9, перемноженные с сигналом гетеродина 7, поступают на входы фильтров низкой частоты 10 и 11, соответственно. С выходов фильтров НЧ-составляющие опорного и измерительного сигналов через усилители-ограничители 12 и 13 поступают на вход измерителя разности фаз 14, где производится анализ временных сдвигов опорного и отраженного сигналов и вычисление текущего измеряемого расстояния. На выходе измерителя разности фаз формируется напряжение, величина которого прямо пропорциональна разности фаз и, соответственно, измеряемой дистанции.

Алгоритм функционирования структурной схемы следующий.

В излучательном блоке при помощи лазерного диода, соответствующих генерирующих и усилительных элементов формируется оптический ВЧ-сигнал нормированной мощности. Усилительная часть излучательного блока содержит высокоомный буферный усилитель на выходе генератора 1 и усилитель мощности 2 типа "преобразователь напряжение—ток", непосредственно нагруженный на излучатель 3.

Подбором элементов схемы достигается максимальный уровень линейности в работе излучателя, обеспечивающий минимальные гармонические искажения модуляционного сигнала, что позволяет существенно повысить точность измерения дистанции ΔS .

Отраженный оптический сигнал регистрируется и преобразуется фотоприемником 5, который нагружается на резонансный контур, настроенный на модуляционную частоту.

Выбор источника и приемника излучения, составляющих открытую оптопару, проведен с учетом согласования по основным характеристикам (табл. 1), поскольку приемо-передающие свойства этих элементов определяют технические характеристики ОЭД.

Изучение современного рынка оптоэлектроники позволило определить опико-электронные элементы, пригодные для создания ОЭД с соответствующими метрологическими характеристиками. Необходимо отметить, что последнее поколение GaAs-светодиодов отличается от предшествующих более высокой квантовой эффективностью (Φ_e — 700 мВт); постоянная времени *pin*-Si-фотодиодов сокращена до нескольких наносекунд, что эквивалентно ширине полосы пропускания порядка гигагерц.

Основные характеристики опико-электронных элементов

Характеристики	Тип и марка	
	GaAs-светодиод SFH 495 (Siemens)	pin-Si-фотодиод BPV-10F (Temic)
Спектрально-энергетические	Максимум излучения λ_{\max} — 940 нм Спектральная полоса частот $\Delta\lambda$ — 4 нм Полный излучаемый поток Φ_e — 700 мВт	Максимум чувствительности λ_{\max} — 950 нм Токовая чувствительность S_A — 60 мкА (плотность потока 1 мВт/см ²)
Опико-геометрические	Ширина диаграммы направленности — $\pm 30^\circ$	Угол поля чувствительности — $\pm 17,5^\circ$ Площадь фоточувствительной поверхности $S_{\text{фп}}$ — 0,78 мм ²
Частотно-временные	Время переключения $t_{\text{пер}}$ — 7 нс	Быстродействие t_f — 2,5 нс

Оптимизация скоростных параметров ОЭД достигнута согласованием приемо-излучательных элементов по частоте модуляции, постоянной времени и полюсе пропускания частот.

Зависимость точности измерения дистанции ΔS от относительной нестабильности частоты модуляции Δf_m аналогична зависимости (4) и имеет вид

$$\Delta S/S = \Delta f_m / f_m. \quad (10)$$

Из (10) с учетом (5) следует, что

$$\Delta f_m = f_m (v t_n / S). \quad (11)$$

Очевидно, что при определенной частоте модуляции точность измерений ухудшается с увеличением скорости перемещения ОЭД. Таким образом, для повышения ΔS частоту модуляции f_m следует увеличивать. Ее величину, с учетом заданного уровня точности измерений и скоростного режима, можно рассчитать в соответствии с уравнением (11).

По проведенным оценкам, достижение заданного уровня точности возможно при условии работы в мегагерцевом частотном диапазоне. При этом время переключения излучателя и быстродействие фотоприемника должны быть не более 10 нс.

Опорный сигнал формируется гетеродином 7 в перемножителе 8. Гетеродинное преобразование частоты измерительного и опорного сигналов производится с использованием общего кварцевого резонатора, определяющего частоту гетеродинного сигнала каждого канала. Высокая степень стабильности ВЧ-сигналов опорного генератора 1 и гетеродина 7 достигается при помощи кварцевых резонаторов, частоты которых отличаются на необходимую величину промежуточной частоты.

Выделение промежуточной низкой частоты производится в результате ВЧ-фильтрации обоих сигналов с помощью фильтров низкой частоты 10 и 11. Таким образом, создаются условия для измерения разности фаз на низкой промежуточной частоте, обеспечивающие высокую точность измерений.

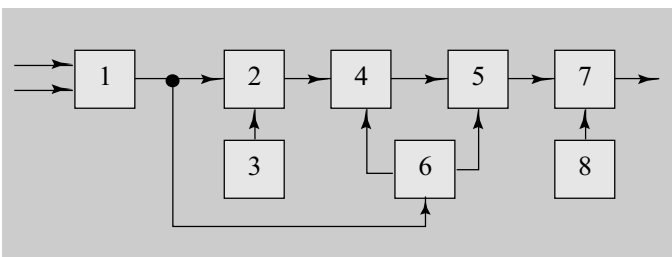


Рис. 2. Блок-схема цифрового измерителя разности фаз

Алгоритм функционирования цифрового измерителя разности фаз (рис. 2), основанного на измерении временного сдвига сигналов промежуточной частоты основного и опорного каналов, пропорционального фазовому сдвигу между синусоидами, состоит в следующем.

Сигналы с выходов усилителей-ограничителей опорного и измерительного каналов ОЭД поступают на входы формирователя измерительного интервала 1, на выходе которого формируется импульс положительной полярности, по длительности равный времени сдвига измерительного и опорного сигналов. Частота повторения импульсов равна удвоенной промежуточной частоте.

Таким образом, измерение разности фаз опорного и измерительного сигналов сводится к точному измерению временного интервала. Измерительный импульс с выхода формирователя 1 поступает на схему суммирования 2, где происходит его заполнение импульсами, поступающими из кварцевого генератора 3.

С выхода схемы суммирования пачка импульсов заполняющей частоты, по длительности равная измерительному интервалу, поступает на счетчик 4. С выхода счетчика измеряемая величина в численном двоичном виде через буферный регистр памяти 5 поступает на вход ЦАП 7. Процессом переноса численного значения измеряемой величины из счетчика 4 при помощи регистра памяти в ЦАП управляет формирователь сигнала перезаписи данных 6 с последующим обнулением счетчика. Диапазон величины выходного напряжения ЦАП, необходимый для согласования с регистрирующими устройствами, устанавливается при помощи регулируемого источника опорного напряжения 8.

В процессе разработки принципиальной схемы ОЭД использовались системы сквозного проектирования радиоэлектронных систем Design Lab 8.0 и ORCad 9.

Для автоматизации анализа взаимодействия компонентов ОЭД разработана модель оптического канала методами пакета компьютерного моделирования. В основу модели положено использование электрической линии задержки без потерь, чем обеспечены временные соотношения, эквивалентные распространению оптического излучения, характеристики которого поставлены в соответствие электрическим сигналам. Моделирование позволило провести оценку характеристик опико-электронных компонентов и

оптических систем, свойств среды и помеховых воздействий, исследование схемного решения ОЭД и его поведения в динамическом режиме. Такой подход открыл возможность обнаружения отклонений в работе устройства и устранения их причин.

Синтез оптического излучателя проведен в направлении достижения высокой меры линейности (отсутствия значительных гармонических искажений) в форме модуляции сигнала. Подбором элементов схемы получен максимальный размах переменной составляющей тока через излучатель при условии работы на линейном участке вольт-амперной характеристики.

Мощность излучателя регламентирована отражательными свойствами поверхности объекта. Это определило генерацию уровня мощности, достаточного для регистрации сигнала, отраженного от поверхности с минимальной отражающей способностью, по всему диапазону дальностей, т. е. сигнала, превышающего пороговую чувствительность фотоприемника.

Защита фотоприемника от низкочастотных и постоянных помеховых засветок обеспечена включением его непосредственно во входной контур усилителя, зашунтированный индуктивностью. Нулевой фазовый сдвиг сигнала в усилителе достигнут путем настройки входного и выходного контуров на частоту модуляции.

Определенные сложности по электромагнитной совместимости излучательного и приемного блоков возникают вследствие отношения их сигналов, превышающего 100 дБ, невозможности временного разделения сигналов и размещения блоков в одной конструкции.

Наиболее критичной является наводка электрического сигнала излучателя, сравнимого по уровню с сигналом фотоприемника, на вход усилителя оптического сигнала. Это приводит к изменению фазы сигнала и увеличению погрешности измерителя. Применением во входных цепях соответствующих полупроводниковых элементов удалось понизить шумовой порог усилителя, что определяет интегральную чувствительность ОЭД, не ограниченную шумами.

Установлено, что паразитные связи элементов конструкции являются комбинацией индуктивных и емкостных связей, из которых наиболее значительны индуктивные. Уменьшение паразитных индуктивных связей обеспечивалось за счет многоуровневого экранирования конструктивных элементов и жесткой электромагнитной развязки электрических цепей питания и сигналов управления.

На основе прямоотсчетного фазового метода, реализованного по схеме, представленной на рис. 1, создан ОЭД.

Определение дистанции в разработанном ОЭД проводилось с использованием градуировочной характеристики. Экспериментально измеренная градуировочная характеристика ОЭД, имеющая вид $\Delta\varphi=f(S)$ (рис. 3), представляет собой зависимость выходного информационного сигнала $\Delta\varphi$ (фазового сдвига) от контролируемого входного значения

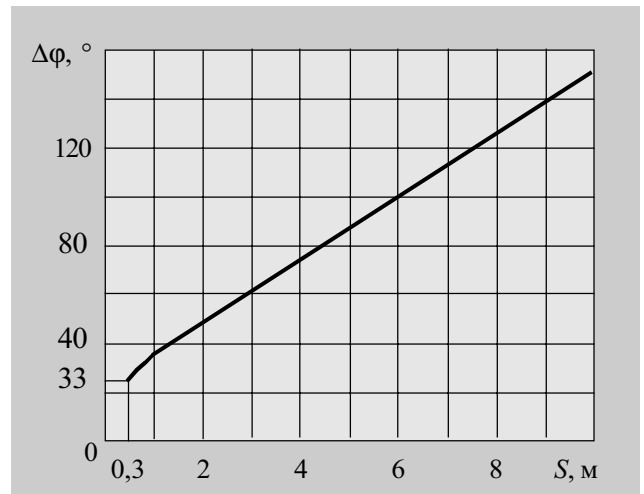


Рис. 3. Градуировочная характеристика ОЭД

дистанции S . Алгоритм измерения $\Delta\varphi$ включает измерение не только абсолютной величины временно-го интервала t , соответствующего сдвигу фазы, но и продолжительности измерительного периода T . Полный измерительный период включает как положительный, так и отрицательный перепады синусоидального сигнала в электронной схеме ОЭД. При этом показателем расстояния является не абсолютная величина t , а ее отношение к длине измерительного периода T . Это позволило повысить допустимую нестабильность частоты кварцевых генераторов до уровня 10^{-9} , что исключило необходимость их термостатирования. Технические характеристики ОЭД приведены в табл. 2.

Таблица 2

Технические характеристики оптико-электронного дальномера

Фактор	Характеристика
Источник оптического излучения	GaAs лазерный диод
Вид модуляции	Амплитудная в лазерном диоде
Частота модуляции (основная)	7,5 МГц
Фотоприемник	pin-Si-фотодиод
Длина измеряемых расстояний S_{min} S_{max}	0,3 м 10,0 м
Относительная точность измерений	±1,0 %
Максимальная скорость перемещения, при которой достигается данная точность измерений	20 м/с
Время измерений одним приемом	0,15 мс
Масса	230 г
Габаритные размеры	Ø=60 мм, h=100 мм
Потребляемая мощность	1,5 Вт
Диапазон рабочих температур	-20...+85°C

Анализ градуировочной характеристики показал, что отклонения от линейности в сторону меньших значений появляются вблизи границ диапазона измеряемых дальностей. Точность измерений или дисперсия ухудшается на участках нелинейности 0,3...0,5 м и более 9,5 м, но не превышает 1%.

Причинами возникновения нелинейных участков на градуировочной характеристике являются как внешние условия в виде переменного коэффициента отражения поверхности объекта, так и внутренние наводки от излучательного блока. Уменьшение значения дисперсии достигалось увеличением мощности локационного оптического сигнала и совершенствованием экранирования усилителя мощности в блоке излучателя.

Таким образом, использование прямоотсчетного фазового метода для измерения малых дистанций, ре-

ализованного на современной элементной базе с применением оригинальных схемно-конструкторских методов, позволило создать оптико-электронный дальномер с улучшенными техническими и метрологическими характеристиками для работы в динамических условиях.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Костецкая Я. М. Свето- и радиодальномеры. — Львов: Вища школа, 1986.
2. Мусьяков М. П., Миценко И. Д. Оптико-электронные системы ближней дальнометрии. — М.: Радио и связь, 1991.
3. Протопопов В. В., Устинов Н. Д. Инфракрасные лазерные локационные системы. — М.: Воениздат, 1987.
4. Заявка 2734645 А1 Франции. G 01 S. Портативный прибор с лазерным диодом для проведения точных измерений при выполнении строительных работ / Borre Sylvain. — 22.05.95.
5. Лобачев М. В. Радиоэлектронная геодезия. — М.: Недра, 1980.

К. ф.-м. н. К. В. КОЛЕЖУК, д. ф.-м. н. В. Н. КОМАЩЕНКО,
Г. И. ШЕРЕМЕТОВА, к. т. н. Ю. Н. БОБРЕНКО

Украина, г. Киев, Институт физики полупроводников
им. В. Е. Лашкарева
E-mail: komas@isp.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
03.02 2003 г.

Оппонент к. т. н. В. В. РЮХТИН
(ЦКБ "Ритм", г. Черновцы)

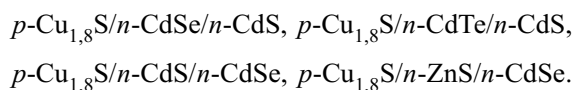
МНОГОСЛОЙНЫЕ ГЕТЕРОСТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК СОЕДИНЕНИЙ A^2B^6

Исследованы тонкопленочные гетероструктуры типа $p-Cu_{1,8}S/n-A^2B^6/n-A^2B^6$, перспективные для конструирования новых типов эффективных сенсоров излучения.

Стремительное развитие современной техники требует расширения круга полупроводниковых материалов, перспективных для разработки новых типов приборов, в частности, сенсоров коротковолнового излучения. К числу таких материалов относятся и широкозонные соединения A^2B^6 . Однако получение гомогенных $p-n$ -переходов на основе этих материалов остается проблематичным. Выход из ситуации может быть связан с созданием гетероструктур (ГС). Известно [1], что монокристаллические ГС в системе решеточно-согласованных соединений A^3B^5 нашли широкое применение при конструировании принципиально новых приборов лазерной техники, микро- и оптоэлектроники.

Ранее нами было показано, что к поликристаллическим ГС на основе полупроводников A^2B^6 (среди которых нет материалов с близкими значениями постоянных решеток) также можно применять некоторые гетероструктурные концепции для получения эффективных фотопреобразователей [2]. Целью настоящей работы является поиск путей создания новых типов сенсоров излучения на основе ГС-соединений A^2B^6 с использованием специфических особенностей, которые присущи гетеропереходам.

Образцы для исследований представляли собой четыре типа гетероструктур:



Они были получены осаждением слоев соединений A^2B^6 методом горячих стенок с несколькими автономными источниками. При их изготовлении создавались условия для эпитаксиального роста слоев на ориентирующих подложках [2, 3]. В качестве последних использовались текстурированные низкоомные поликристаллические пленки CdS или CdSe толщиной $d \sim 3$ мкм, осажденные на металлизированные ситалловые пластины.

На этих подложках в едином технологическом цикле, без нарушения вакуума, выращивались фотоактивные слои ГС. Толщина таких высокоомных, близких к стехиометрическому составу, пленок A^2B^6 соответствовала эффективной длине поглощения возбуждающего излучения ($d \sim 1/k \sim 1$ мкм, где k — коэффициент поглощения). Для согласования решеток между ориентирующей подложкой и фоточувствительной составляющей выращивались нанометровые ($d \sim 30$ —50 нм) промежуточные слои многокомпонентных твердых растворов. Изготовление ГС завершалось термическим осаждением в вакууме на ранее выращенный фотоактивный слой барьерообразующей пленки вырожденного халькогенида меди ($Cu_{1,8}S$) p -типа проводимости ($d \sim 30$ нм).