

**ТЕХНОЛОГИЯ  
И  
КОНСТРУИРОВАНИЕ  
В  
ЭЛЕКТРОННОЙ  
АППАРАТУРЕ**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

**2010 № 3 (87)**

Год издания 34-й

**СОДЕРЖАНИЕ**

**ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР**

*К.т.н. В. М. Чмиль*

**РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ**

*К.т.н. Н. М. Вакив* (г. Львов)  
*Д.т.н. В. Н. Годованюк* (г. Черновцы)  
*К.т.н. А. А. Даиковский* (г. Киев)  
*Н. В. Кончиц* (г. Киев)  
*Д.т.н. В. П. Малахов* (г. Одесса)  
*Д.ф.-м.н. В. Ф. Мачулин* (г. Киев)  
*Д.т.н. М. К. Можар* (г. Киев)  
*В. А. Проценко* (г. Киев)  
*Е. А. Тихонова* (г. Одесса)

**РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ**

*Д.т.н. С. Г. Антошук* (г. Одесса)  
*Д.т.н. А. А. Ащеулов* (г. Черновцы)  
*Д.т.н. В. В. Баранов* (г. Минск)  
*К.т.н. Э. Н. Глушеченко*,  
зам. гл. редактора (г. Киев)  
*Д.т.н. В. В. Данилов* (г. Донецк)  
*Д.ф.-м.н. В. А. Дроздов* (г. Одесса)  
*К.т.н. И. Н. Еримичой*,  
зам. гл. редактора (г. Одесса)  
*К.т.н. А. А. Ефименко*,  
ответственный секретарь (г. Одесса)  
*Д.ф.-м.н. Д. В. Корбутяк* (г. Киев)  
*Д.т.н. С. Ю. Лузин* (г. С.-Петербург)  
*К.т.н. И. Л. Михеева* (г. Киев)  
*Д.т.н. Ю. Е. Николаенко* (г. Киев)  
*Д.ф.-м.н. В. В. Новиков* (г. Одесса)  
*К.ф.-м.н. А. В. Рыбка* (г. Харьков)  
*К.т.н. В. В. Рюхтин* (г. Черновцы)  
*Д.ф.-м.н. М. И. Самойлович* (г. Москва)  
*Д.т.н. В. С. Ситников* (г. Одесса)  
*Д.х.н. В. Н. Томашик* (г. Киев)  
*Д.т.н. В. М. Шокало* (г. Харьков)  
*Д.ф.-м.н. О. И. Шпотюк* (г. Львов)

**УЧРЕДИТЕЛИ**

Министерство промышленной политики  
Украины  
Институт физики полупроводников  
им. В. Е. Лашкарёва  
Научно-производственное  
предприятие «Сатурн»  
Одесский национальный  
политехнический университет  
Издательство "Политехпериодика"

Одобрено к печати Ученым советом ОНПУ  
(Протокол № 9 от 29.06 2010 г.)

**Новые компоненты для электронной аппаратуры**

Перестраиваемая линия задержки сигнала СВЧ-диапазона на основе сегнетоэлектрических и алмазных пленок. *Афанасьев М. С., Митягин А. Ю., Чучева Г. В.* 3

Конденсаторы на основе интеркалата GaSe <KNO<sub>3</sub>>. *Ковалюк З. Д., Коноплянко Д. Ю., Нетяга В. В., Бахтинов А. П.* 6

**Электронные средства: исследования, разработки**

Устройство формирования элементов оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды. *Литинский А. Ю., Рудякова А. Н., Рудяков И. Ю., Данилов В. В.* 9

Лазерные устройства для измерения геометрических параметров трехмерных объектов. *Ильин В. Н., Дубешико А. В., Михеевич Д. А.* 13

Цифровой метод измерения коэффициента направленного отражения поверхности. *Иванченко И. А., Сантоний В. И., Смынтына В. А.* 16

Экспериментальное доказательство экситонно-плазменного фазового перехода Мотта. *Гаркавенко А. С.* 21

**Системы передачи и обработки сигналов**

Многоканальные устройства цифровой обработки сигналов с ранжированной архитектурой. *Баранов П. Е., Шейк-Сейкин А. Н.* 25

**Сенсоэлектроника**

Оптоэлектронные сенсоры газов на основе многоэлементных источников ИК-излучения. *Кабацкий В. Н.* 29

Применение ионоселективных полевых транзисторов для ферментного анализа токсичных примесей в водных растворах. *Павлюченко А. С., Кукла А. Л., Голтвянский Ю. В.* 35

**Обеспечение тепловых режимов**

Контурная тепловая труба для систем обеспечения тепловых режимов элементов радиоэлектронной техники. *Хайрнатов С. М.* 47

**Технологические процессы и оборудование**

Получение активных слоев InP в составе гетероструктур для диодов Ганна. *Вакив Н. М., Круковский С. И., Заячук Д. М., Мишащук Ю. С., Круковский Р. С.* 50

Выбор микропривода механизма зажима и подачи проволоки в установках термозвуковой микросварки. *Ланин В. Л., Петухов И. Б., Шевцов В. В.* 54

**Метрология. Стандартизация**

Уменьшение влияния пиротехнических зарядов на работу измерительных усилителей. *Старцев В. И., Ямпольский Ю. С., Куценко А. П.* 58

**Библиография**

Анотации к статьям номера 61

Новые книги 8, 24, 46, 49

В портфеле редакции 53

**Выставки. Конференции** 3-я, 4-я стр. обл.

## ЗМІСТ

### Нові компоненти для електронної апаратури

Перестроювана лінія затримки сигналу НВЧ-діапазону на основі сегнетоелектричних і алмазних плівок. *Афанасьєв М. С., Мітягін О. Ю., Чучева Г. В.* (3)

Конденсатори на основі інтеркалату GaSe  $\langle \text{KNO}_3 \rangle$ . *Ковалюк З. Д., Коноплянко Д. Ю., Нетяга В. В., Бахтинов А. П.* (6)

### Електронні засоби: дослідження, розробки

Пристрій формування елементів оптоелектронного акустооптичного обчислювального середовища. *Ліпінський О. Ю., Рудякова Г. М., Рудяков І. Ю., Данилов В. В.* (9)

Лазерні пристрої для виміру геометричних параметрів тривимірних об'єктів. *Ільїн В. М., Дубешко О. В., Міхаєвич Д. О.* (13)

Цифровий метод вимірювання коефіцієнта спрямованого відбиття поверхні. *Іванченко І. О., Сантоній В. І., Сминтина В. А.* (16)

Експериментальний доказ екситоно-плазмового фазового переходу Мотта. *Гаркавенко О. С.* (21)

### Системи передачі і обробки сигналів

Багатоканальні пристрої цифрової обробки сигналів з ранжируваною архітектурою. *Баранов П. Ю., Шейк-Сейкін А. М.* (25)

### Сенсоелектроніка

Оптоелектронні сенсори газів на основі багатоелементних джерел ІЧ-випромінювання. *Кабацій В. М.* (29)

Використання іоноселективних польових транзисторів для ферментного аналізу токсичних домішок в водних розчинах. *Павлученко О. С., Кукла О. Л., Голтвянський Ю. В.* (35)

### Забезпечення теплових режимів

Контура теплова труба для систем забезпечення теплових режимів елементів радіоелектронної апаратури. *Хайрмасов С. М.* (47)

### Технологічні процеси та обладнання

Одержання активних шарів InP у складі гетероструктур для діодів Ганна. *Ваків М. М., Круковський С. І., Заячук Д. М., Михаїчук Ю. С., Круковський Р. С.* (50)

Вибір мікроприводу механізму затискання і подачі дробу в установках термозвукової мікрозварки. *Ланін В. Л., Петухов І. Б., Шевцов В. В.* (54)

### Метрологія. Стандартизація

Зменшення впливу піротехнічних зарядів на роботу вимірювальних підсилювачів. *Старцев В. І., Ямпольський Ю. С., Куценко О. П.* (58)

## CONTENT

### New components for the electronic equipment

The retunable SHF-range signal delay line based on ferroelectrics and diamond films. *Afanasyev M. S., Mityagin A. Yu., Chucheva G. V.* (3)

Capacitors on the basis of intercalate GaSe  $\langle \text{KNO}_3 \rangle$ . *Kovalyuk Z. D., Bakhtinov A. P., Konoplyanko D. Yu., Netyaga V. V.* (6)

### Electronic means: investigations, development

The optoelectronic acousto-optic computing media elements' forming equipment. *Lipinskii A. Yu., Rudiakova A. N., Rudyakov I. Yu., Danilov V. V.* (9)

Laser devices for geometric parameters measuring of three-dimensional objects. *Ilyin V. N., Dubeshko A. V., Mihaevich D. A.* (13)

Digital method of measurement of reflectance of a surface. *Ivanchenko I. A., Santoniy V. I., Smyntyna V. A.* (16)

The experimental proof exciton-plasma phase transition of Mott. *Garkavenko A. S.* (21)

### Systems of transfer and processing of signals

Multi-channel digital signal's processing units with the ranking architecture. *Baranov P. E., Sheik-Seikin A. N.* (25)

### Sensoelectronics

Optoelectronic sensors of gazes on the base of multi-element sources of IR-radiation. *Kabatsii V. N.* (29)

The ion-selective field-effect transistor application for enzyme analysis of toxic admixtures in aqueous solutions. *Pavluchenko A. S., Kukla A. L., Goltvyansky Yu. V.* (35)

### Ensuring of thermal modes

Loop heat pipe for thermal conditions of elements of radio electronic equipment. *Khayrnasov S. M.* (47)

### Technological processes and equipment

Obtaining of high-quality InP active layers in heterostructure's composition for Gann's diodes. *Vakiv M. M., Krukovsky S. I., Zayachuk D. M., Mykhastchuk Iu. S., Krukovsky R. S.* (50)

Choice of the microdrive for termosonic microwelding equipments. *Lanin V. L., Petuchov I. B., Shevtsov V. V.* (54)

### Metrology. Standartization

Influence reduction piroelektric charges for work of measuring amplifiers. *Startsev V. I., Yampolsky J. U., Kucenko A. P.* (58)

К. т. н. М. С. АФАНАСЬЕВ, д. ф.-м. н. А. Ю. МИТЯГИН,  
д. ф.-м. н. Г. В. ЧУЧЕВА

Россия, г. Москва, ИРЭ РАН им. В. А. Котельникова  
E-mail: alexandr-mityagin@yandex.ru

Дата поступления в редакцию  
12.04 2010 г.

Оппонент к. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО  
(НПП «Сатурн», г. Киев)

## ПЕРЕСТРАИВАЕМАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА СВЧ-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ СЕГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И АЛМАЗНЫХ ПЛЕНОК

*Рассмотрен принцип создания широкополосной миниатюрной линии задержки сигнала СВЧ-диапазона на основе сегнетоэлектрических и алмазных пленок. Разработана технология получения пленок на кремниевых подложках.*

Одним из основных функциональных узлов радиоэлектронной аппаратуры являются линии задержки (ЛЗ). Они выполняются либо на базе отрезков радиочастотных кабелей, и тогда их подстройка осуществляется укорочением длины кабеля, что является длительной и трудоемкой операцией, либо на ферритах с фиксированным временем задержки (типа ЛЗА 511-8). Такие ЛЗ не удовлетворяют требованиям по вносимым потерям, а также по массогабаритным характеристикам. Существуют управляемые ЛЗ на основе полупроводниковых варикапов, но они ограничены уровнем проходного сигнала. ЛЗ на поверхностно-активных волнах ограничены диапазоном частот до 1,0 ГГц, имеют большие прямые потери и не могут быть перестраиваемыми.

Стремление получить более высокие качественные и технические характеристики ЛЗ естественным образом привело к тому, что в качестве активного материала для ЛЗ были выбраны сегнетоэлектрики, имеющие чрезвычайно высокие значения диэлектрической проницаемости (более 2000) и обладающие спонтанной поляризацией, величина которой может изменяться под действием физических полей (электрических, магнитных, тепловых) и механических деформаций. Это открывает возможность для создания электрически перестраиваемой ЛЗ.

Диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектрика, например титаната бария-стронция ( $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ ), находящегося в параэлектрическом состоянии, определяется как

$$\epsilon = \frac{\epsilon_{00}}{\left[ (\xi^2 + \eta^3)^{1/2} + \xi \right]^{2/3} + \left[ (\xi^2 + \eta^3)^{1/2} - \xi \right]^{2/3} - \eta},$$

$$\xi = \sqrt{\left( \frac{E_{dc}}{E_N} \right)^2 + \xi_s^2},$$

$$\text{для } x \leq 0,5 \quad \eta(T) = \frac{\theta_F}{T_c} \sqrt{\frac{1}{16} + \left( \frac{T}{\theta_F} \right)^2} - 1,$$

$$\text{для } x > 0,5 \quad \eta(T) = \frac{T}{T_c - 1},$$

$$\epsilon_{00} = C/T_c, \quad E_N = 2D_N/[\epsilon_0(3\epsilon_{00})^{3/2}],$$

где  $T$  — температура, при которой используется материал;

$E_{dc}$  — напряженность постоянного поля, приложенного к материалу;

$T_c$  — температура Кюри;

$\epsilon_0$  — электрическая постоянная;

$\epsilon_{00}$  — постоянная Кюри-Вейса;

$C$  — коэффициент;

$D_N$  — статическая электрическая индукция в материале,  $D_N = 4-7$  Кл/м<sup>2</sup> (слабо зависит от концентрации бария  $x$ );

$\theta_F$  — дебаевская температура колебаний подрешеток кристалла, ответственных за сегнетоэлектрическую поляризацию, для  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$  принята  $\theta_F = 175$  К;

$\xi_s$  — мера дефектности материала.

С достаточной точностью можно положить, что

$$T_c(x) = 40 + 350x,$$

$$C(x) = (0,9 + 0,6x^2) \cdot 10^5.$$

Следует отметить, что чем выше кристаллографическое совершенство материала, тем меньше величина параметра  $\xi_s$ . Для совершенных монокристаллов или высококачественных объемных образцов керамики  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$   $\xi_s = 0,015-0,1$ . Для пленок на диэлектрической подложке при современном уровне технологии их изготовления  $\xi_s = 0,5-1,5$ .

Из расчетов следует, что диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектриков может достигать примерно 10000. Такое высокое значение диэлектрической проницаемости способствует увеличению коэффициента перестройки емкости при приложении внешнего поля, что открывает возможность создания широкополосной электронно-управляемой миниатюрной ЛЗ с использованием сегнетоэлектрических материалов.

### Конструкция линии задержки

ЛЗ представляет собой микрополосковую линию (МПЛ) передачи СВЧ-сигнала с сосредоточенными на ней планарными конденсаторами переменной емкости. Изменения емкости конденсаторных элементов

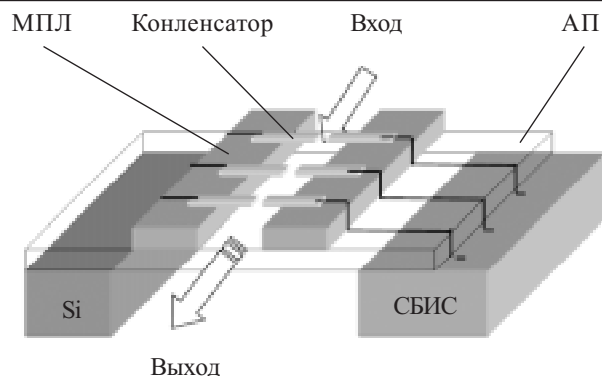


Рис. 1. Схема конструкции линии задержки

с помощью электрического поля, можно задавать время задержки сигнала и управлять им в такой ЛЗ. Волновое сопротивление ЛЗ составляет 50 Ом. Схема конструкции ЛЗ приведена на **рис. 1**.

Для увеличения рабочей частоты ЛЗ конденсаторы и МПЛ изготавливаются из наноразмерных пленок  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$  состава  $x=0,8$ , нанесенных на подложку со сформированной на ней СБИС, которая служит системой управления ЛЗ. Оптимальным материалом для подложки служит кремний. Для снижения потерь и увеличения «проходной» мощности СВЧ-сигнала ЛЗ формируется на тонкой алмазной пленке (АП), предварительно нанесенной на кремниевую подложку. Требуемая задержка осуществляется за счет программируемого включения с помощью СБИС одного или нескольких конденсаторных элементов.

Основные физические свойства пленок  $\text{Ba}_{0,8}\text{Sr}_{0,2}\text{TiO}_3$ , определяющие возможность их практического применения, следующие:

- высокая диэлектрическая проницаемость (700—800);
- низкие потери СВЧ-сигнала — в структурно совершенных пленках тангенс угла диэлектрических потерь не превышает  $10^{-3}$  на частотах до 100 ГГц (в объемной керамике он равен  $10^{-1}$  на 1,0 ГГц);
- возможность управлять диэлектрической проницаемостью, а следовательно, обеспечивать величину коэффициента управления емкостью конденсаторов на уровне 2,5—3,0 в слабых электрических полях (при  $U \leq 15$  В);
- низкая постоянная времени переключения, что позволяет осуществлять в течение  $10^{-9}$  с перестройку времени задержки линии;
- высокое напряжение пробоя (не менее  $10^6$  В/см) позволяет использовать большие биполярные напряжения смещения, что открывает возможность программируемого управления мощностью.

К числу преимуществ алмазных пленок можно отнести высокие механические характеристики и теплопроводность (в 5 раз выше, чем у меди) в сочетании с высокой электрической прочностью и низкой диэлектрической проницаемостью (около 5).

Для создания ЛЗ была разработана технология получения сегнетоэлектрических и алмазных пленок.

### Методика формирования сегнетоэлектрических пленок

Сегнетоэлектрические пленки формировались методом высокочастотного (ВЧ) реактивного распыления в атмосфере кислорода [1], обладающим широкими возможностями по изменению режимов роста (регулируются температура, давление кислорода, скорость роста, геометрия размещения подложки относительно ВЧ-электрода). Основным преимуществом метода является возможность напыления структурно-совершенных пленок оксидов металла с сохранением стехиометрии по кислороду.

Схема экспериментальной установки напыления представлена на **рис. 2**. Камера напыления 1 представляет собой цилиндр из нержавеющей стали, на основании которого закреплен внешний ВЧ-электрод. Для устранения влияния вибрации камера закреплялась на голографическом столе. Вакуумная система соединялась с насосом откачки сильфоном, подающим вибрацию механического форвакуумного насоса. Кислород подавался из баллона через ротаметр и прокачивался через камеру со скоростью  $0,4 \pm 0,01$  л/мин. Горячепрессованная керамическая поликристаллическая мишень 2 состава  $\text{Ba}_{0,8}\text{Sr}_{0,2}\text{TiO}_3$  диаметром 47 мм и толщиной 3,5 мм приклеивалась к диэлектрическому окну 8 из оксида бериллия диаметром 60 мм клеем К 400 с наполнителем из нитрида бора. Клей обеспечивал хорошую теплопроводность между катодом и мишенью, что защищало последнюю от перегрева и растрескивания. Для наблюдения за процессом напыления использовалось кварцевое окно 6.

Подложка 3 закреплялась на резистивном нагревателе 4 с платиновой спиралью. Нагреватель с подложкой можно перемещать относительно мишени соосно с ней с помощью манипулятора, снабженного вакуумным уплотнением 5. В качестве источника ВЧ-разряда использовалось высокочастотное устройство

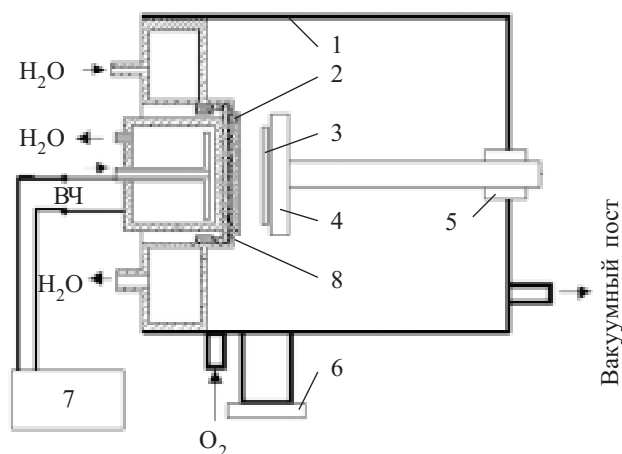


Рис. 2. Схема установки для напыления сегнетоэлектрических пленок:

1 — камера; 2 — сегнетоэлектрическая мишень; 3 — подложка; 4 — керамический нагреватель; 5 — вакуумное уплотнение; 6 — кварцевое окно для наблюдения за процессом напыления; 7 — блок питания ВЧ-катода; 8 — диэлектрическое окно

УВ-1. Переменное напряжение частотой 13,56 МГц подводилось к ВЧ-электроду от трехкаскадного генератора. Задающий кварцевый генератор с первым каскадом усиления собирался в отдельном корпусе. Буферный усилитель был собран на четырех лампах ГУ-50, а выходной каскад — на двух лампах ГУ-80. В качестве согласующего устройства использовался «П»-контур с регулируемой индуктивностью и емкостями. Управление напряжением, подводимым к ВЧ-электроду, проводилось путем изменения емкости регулировочного конденсатора в согласующем устройстве.

Методика напыления пленок заключалась в следующем. На нагревателе закрепляли подложку при помощи держателя, выполненного из нержавеющей стали толщиной 0,3 мм, герметично закрывали рабочую камеру и откачивали воздух форвакуумным насосом Trivas D30A до остаточного давления 10 Па. Затем в камеру подавали кислород марки ОСЧ до достижения давления 60 Па. Контроль давления осуществлялся автоматически с помощью системы регулятора расхода газа РРГ-3 с точностью  $\pm 0,1$  Па. По достижении необходимого давления включался блок питания нагревателя. Контроль и поддержание температуры подложки осуществлялись автоматически при помощи микропроцессорного измерителя ТРМ-101 с точностью  $\pm 5^\circ\text{C}$ . Подложку нагревали до 400—420 $^\circ\text{C}$  и выдерживали 5 мин. Далее включали блок питания ВЧ-генератора, и в рабочем объеме между мишенью и подложкой зажигалась ВЧ-плазма в кислороде. Регулировка мощности ВЧ-плазмы осуществлялась непосредственно на задающем кварцевом генераторе. Нагреватель подложки оставался включенным до конца процесса напыления. Температуру подложки в процессе напыления можно регулировать в интервале 500—900 $^\circ\text{C}$ .

Процесс получения пленок состоял из двух этапов. На первом этапе проводили напыление в кислороде, которое продолжалось 2—10 мин в зависимости от требуемой толщины пленки. Второй этап заключался в термообработке пленки в атмосфере кислорода. Для этого выключали ВЧ-генератор, закрывали вакуумный вентиль откачки, выключали нагреватель подложки и увеличивали давление кислорода в камере до  $10^3$  Па. Далее подложку охлаждали до комнатной температуры в течение 2 часов.

Полученные сегнетоэлектрические пленки состава  $\text{Ba}_{0,8}\text{Sr}_{0,2}\text{TiO}_3$  имели следующие параметры: диэлектрическая проницаемость — 720, тангенс угла диэлектрических потерь —  $10^{-3}$  на частотах до 100 ГГц, коэффициент управления емкостью конденсаторов — 2,5, напряжение пробоя — не менее  $10^6$  В/см.

#### Методика формирования алмазных пленок

Для снижения потерь и увеличения «проходной» мощности СВЧ-сигнала ЛЗ формировались на алмазных пленках. Пленки наносились на кремниевую подложку методом химического напыления (chemical vapor deposition, CVD). Данный метод позволяет эффективно управлять параметрами процесса формирования пленок, а именно: изменять остаточное давление в диапазоне от  $6 \cdot 10^{-3}$  до  $1 \cdot 10^{-4}$  мм рт. ст., тем-

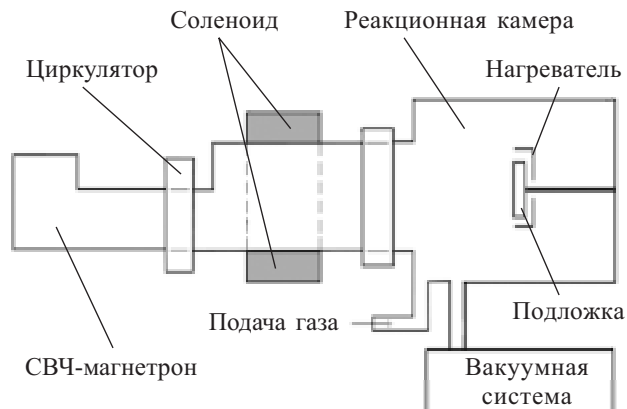


Рис. 3. Схема установки формирования алмазных пленок в плазме газового разряда низкого давления

пературу подложки от 500 до 900 $^\circ\text{C}$ , мощность излучения газового разряда от 50 до 300 Вт, использовать различные газовые и жидкие реакционные среды.

Технология выращивания пленок заключается в разложении газовой смеси в СВЧ-разряде при пониженном давлении и температуре 500—900 $^\circ\text{C}$ . Для выращивания пленок была разработана и изготовлена установка, схема которой представлена на рис. 3.

Установка состоит из реакционной камеры, вакуумной системы откачки, системы подачи реакционной смеси, магнетрона, соленоида, циркулятора. Реакционная камера представляет собой цилиндр, внутри которого установлен нагреваемый держатель подложки, передвигающийся вдоль реакционной камеры. Температура подложки контролируется с точностью  $\pm 3^\circ\text{C}$ . Вакуумная система состоит из последовательных форвакуумного и диффузионного насосов и позволяет создавать остаточное давление в реакционной камере не хуже  $5 \cdot 10^{-5}$  мм рт. ст. Контроль остаточного давления в камере осуществляется вакуумметром ВИТ-3. Система подачи реакционной смеси представляет собой два вентиля, соединенных параллельно, которые имеют общий выход в реакционную камеру, что позволяет одновременно работать с несколькими видами рабочих сред. В качестве источника излучения используется магнетрон М-105 с частотой 2,45 ГГц и максимальной мощностью 300 Вт с блоком управления и циркулятор, который гасит отраженную волну для предотвращения попадания отраженной мощности в магнетрон. На расстоянии 80 мм от диэлектрического окна в реакционной камере находится зона газового разряда. Для стабилизации газового разряда используется соленоид, создающий магнитное поле с индукцией 2,5 Тл.

Методика напыления состояла в следующем. Перед началом процесса осаждения алмазных пленок воздух из реакционной камеры откачивался до остаточного давления  $7 \cdot 10^{-5}$  мм рт. ст. с помощью вакуумной системы. Во время откачки подложка разогревалась до заданной температуры, которая контролировалась закрепленной на ней термпарой. Время напыления в зависимости от требуемой толщины растущей пленки варьировалось от 50 до 120 мин. Пленки осаждались из газовой смеси  $\text{CH}_4\text{—H}_2\text{—Ar}$  на крем-

ниевые подложки марки КДБ-12 с ориентацией [100] при температуре 500—900°C. Во всех проводимых экспериментах остаточное давление составляло от  $1 \cdot 10^{-3}$  до  $3 \cdot 10^{-3}$  мм рт. ст., мощность излучения — 200 Вт.

Полученные АП имели теплопроводность около 6,7 Вт/(см·К), диэлектрическую проницаемость около 5.

\*\*\*

Используя разработанные технологии получения сегнетоэлектрических и алмазных пленок, были созданы экспериментальные макеты линий задержки. Прямые потери СВЧ-сигнала в ЛЗ составили не более 5,0 дБ в диапазоне 26—46 ГГц. Реализация низких потерь достигалась путем изготовления МПЛ и планарных конденсаторов из пленок  $\text{Ba}_{0,8}\text{Sr}_{0,2}\text{TiO}_3$  толщиной 70—100 нм, а также за счет формирования

МПЛ на алмазоподобной пленке толщиной 2—3 мкм, не шунтирующей СВЧ-сигнал в МПЛ и обладающей высокой теплопроводностью.

Результаты исследований показали, что по сравнению с существующими ЛЗ экспериментальные макеты линий на основе сегнетоэлектрических и алмазных пленок позволяют увеличить диапазон рабочих частот до 80,0 ГГц, снизить прямые потери сигнала до 1,0 дБ, довести увеличение предельной мощности входного сигнала до 3,0 дБ, устанавливать время задержки сигнала от 0,1 до 1,0 мкс.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Афанасьев М. С., Иванов М. С. Особенности формирования тонких сегнетоэлектрических пленок  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$  на различных подложках методом высокочастотного распыления // ФТТ.— 2009.— Т. 51, вып. 7.— С. 1259—1262.

Д. ф.-м. н. З. Д. КОВАЛЮК, Д. Ю. КОНОПЛЯНКО,  
к. ф.-м. н. В. В. НЕТЯГА, к. ф.-м. н. А. П. БАХТИНОВ

Украина, Черновицкое отделение ИПМ им. И. Н. Францевича  
E-mail: chimsp@ukrpost.ua

Дата поступления в редакцию  
29.12 2009 г. — 31.03 2010 г.

Оппонент д. ф.-м. н. А. И. ДМИТРИЕВ  
(Ин-т проблем материаловедения, г. Киев)

## КОНДЕНСАТОРЫ НА ОСНОВЕ ИНТЕРКАЛИАТА $\text{GaSe} \langle \text{KNO}_3 \rangle$

*Получено новое соединение  $\text{GaSe} \langle \text{KNO}_3 \rangle$ , обладающее свойством накопления электрического заряда. На его основе созданы конденсаторы, работающие в частотном диапазоне 100—1000 Гц.*

В современной интегральной микро- и нанoeлектронике одной из фундаментальных проблем является проблема создания конденсаторов, обеспечивающих требуемые плотность емкости, радиационную и температурную стойкость. Основная часть современных емкостных элементов для радиоэлектроники создается на основе керамики, а также оксидных или органических диэлектриков [1, 2]. Это, например, материалы на основе  $\text{ZrO}_2$  и  $\text{HfO}_2$  с высокой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$  с удельной емкостью  $C_{\text{уд}} \approx 2$  мкФ/см<sup>2</sup> при толщине диэлектрика  $d \approx 2$  нм и рабочем напряжении  $U \approx 1$  В, или материалы с дефектными структурами (содержащими полости), в которых при толщине пленки  $\text{SiO}_2$  4,5 нм эффективное значение  $C_{\text{уд}}$  составляет 3 мкФ/см<sup>2</sup>, а при заполнении полостей диэлектрическими включениями с  $\epsilon = 15$ —20,  $C_{\text{уд}}$  возрастает до 20 мкФ/см<sup>2</sup> [3—5].

В последнее время широкое применение находят конденсаторы, в которых заряд накапливается в электрическом поле двойного электрического слоя, образующегося на границе раздела «твердый электрод — электролит». В случае жидких электролитов на электродах с развитой внутренней поверхностью достигаются значения  $C_{\text{уд}} \approx 1000$  мкФ/мм<sup>2</sup> (что в пересчете на площадь внутренней поверхности составляет

15 мкФ/см<sup>2</sup>), но частота функционирования таких приборов низкая (0,001—0,1 Гц) [6].

Основным направлением развития технологии изготовления конденсаторов всех типов является их миниатюризация с улучшением массогабаритных показателей и энергетических и емкостных характеристик. В данной работе предлагается новое соединение на основе слоистого полупроводникового монокристалла  $\text{GaSe}$ , интеркалированного молекулами сегнетоэлектрической соли  $\text{KNO}_3$ , в качестве конденсаторного элемента радиоэлектронной аппаратуры [7, 8].

#### Получение интеркалированного материала для конденсаторов

Селенид галлия принадлежит к классу слоистых полупроводниковых кристаллов, в которых атомы имеют сильные ковалентные связи внутри слоев и слабые ван-дер-ваальсовы связи между слоями. Такая анизотропия химических связей делает возможным внедрение (интеркалирование) атомов или молекул других веществ в пространство между слоями. Нами было установлено, что монокристаллические образцы  $\text{GaSe}$  могут быть интеркалированы молекулами сегнетоэлектрической соли  $\text{KNO}_3$  из расплава. Схема технологической установки показана на рис. 1. Образцы монокристаллов  $\text{GaSe}$  с нанесенными контактами полностью погружались в расплав  $\text{KNO}_3$  при температуре  $334 \pm 5^\circ\text{C}$ . Материал для изготовления контактов — сплав  $\text{Pb-Sb}$  — имеет более высокую температуру плавления и хорошую адгезию к поверхности образцов. Контакты наносились на две противоположные поверхности скола, перпендикуляр-

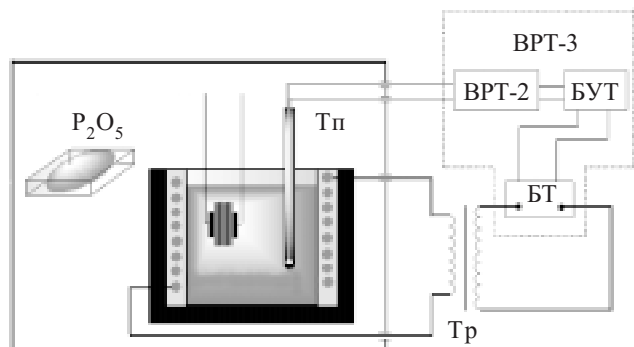


Рис. 1. Схема интеркаляции методом прямого экспонирования из расплава:

Тп — термопара; ВРТ-2 и ВРТ-3 — система высокоточных регуляторов температуры; БУТ — блок управления тиристорами; БТ — блок тириستоров; Тр — трансформатор

ные кристаллографической оси  $C$ , к ним припаивались токоотводы из никелевой проволоки. Расплав  $KNO_3$  находился в фарфоровом тигле, химически инертном к расплаву.

Температура расплава автоматически поддерживалась высокоточным регулятором температуры ВРТ-3 с точностью  $\pm 0,1^\circ C$ . Интеркалирование проводилось в герметичном боксе в сухой атмосфере (осушенной с помощью  $P_2O_5$ ).

Приготовленный таким образом образец герметизировался погружением в компаунд. На рис. 2 представлена конструкция лабораторного образца конденсатора.

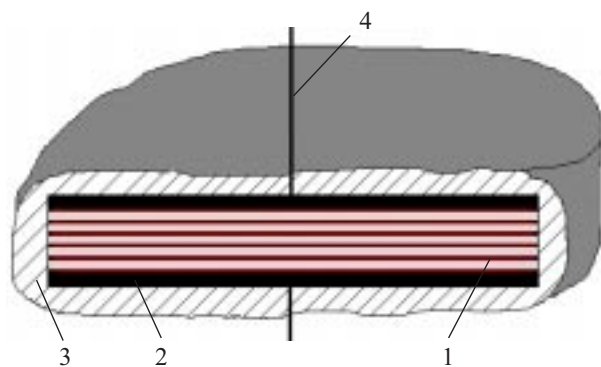


Рис. 2. Конструкция конденсатора  $GaSe<KNO_3>$ :  
1 — интеркалированный материал; 2 — токопроводящие плоские контакты; 3 — оболочка компаунда; 4 — токоотводы

Параметры полученных образцов измерялись с помощью компьютеризированного комплекса на основе частотного анализатора спектра «Solartron 1255».

### Результаты исследований и их обсуждение

Как уже было отмечено, слоистые кристаллы относятся к материалам со значительной анизотропией химической связи. Молекулярный характер связей между соседними слоями позволяет путем интеркаляции заполнять межслоевые щели посторонними атомами, ионами или молекулами, количество которых может быть сопоставимо с числом молекул основного вещества или превышать его. В нашем случае из полученных результатов рентгеновского ана-

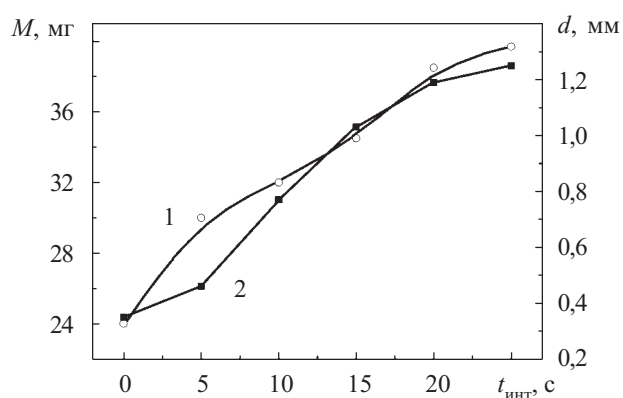


Рис. 3. Зависимость массы (1) образца  $GaSe<KNO_3>$  и его толщины (2) от времени интеркалирования

лиза следует, что интеркалированный образец  $GaSe<KNO_3>$  сохраняет монокристаллическую структуру, а спектр рентгеновской дифрактограммы содержит дополнительные пики другой фазы, что свидетельствует о вхождении интеркалянта в ван-дер-ваальсовы щели слоистого монокристалла  $GaSe$ . Вследствие деформационного взаимодействия интеркалянта и матрицы происходит фазовый переход  $\epsilon$ -2H-модификации  $GaSe$  в  $\epsilon$ -4H-модификацию с увеличением параметра решетки  $c$  от 15,948 до 15,9546 Å и сохранением параметра  $a$ , равным 3,7551 Å.

Как видно на рис. 3, в процессе интеркаляции наблюдается изменение массы  $M$  и толщины  $d$  образца вдоль кристаллографической оси  $C$ , которое имеет немонотонный характер с участками разной скорости. Количество  $\chi$  внедренного интеркалянта  $KNO_3$  пропорционально скорости интеркаляции  $v_i$  и времени экспонирования  $t_i$ :

$$\chi \propto v_i t_i.$$

Поскольку размеры ван-дер-ваальсовых щелей в  $GaSe$  составляют 0,3—0,4 нм, сегнетоэлектрический материал входит в матрицу этого кристалла в виде наноразмерных включений. Рассматриваемую структуру можно представлять как композиционную сверхрешетку, которая состоит из решетки анизотропного слоистого полупроводника с встроенными в нее слоями сегнетоэлектрика. Проводимость неинтеркалированного полупроводника  $GaSe$  определяется перекрытием волновых функций атомов халькогена и наличием дефектов на ван-дер-ваальсовых поверхностях. Проводимость  $\sigma_{\perp}$  кристаллов  $GaSe$  при  $T=300$  К определяется базисными дефектами и связанными с ними потенциальными барьерами. Интеркалирование слоистых кристаллов сегнетоэлектрическим материалом приводит не только к изменению перекрытия волновых функций носителей заряда, но и к проявлению особенностей аккумуляции носителей заряда и протекания тока вдоль кристаллографической оси  $C$  кристалла. Они могут быть обусловлены квантовыми эффектами, определяющими транспорт носителей заряда через ван-дер-ваальсовы щели интеркалированного слоистого кристалла, а также свойствами сегнетоэлектрического материала (упорядочением электрической доменной структуры в латераль-

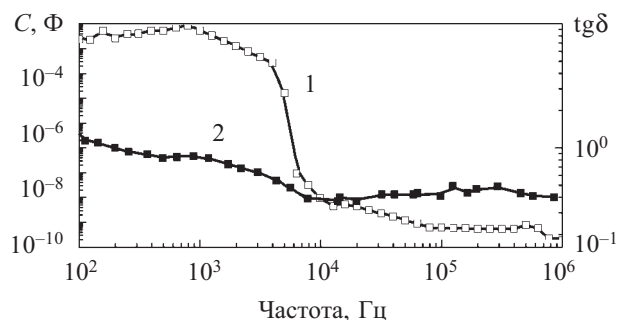


Рис. 4. Частотная зависимость электрической емкости  $C$  (1) и тангенса угла потерь  $\text{tg}\delta$  (2) конденсаторов  $\text{GaSe}<\text{KNO}_3>$  при смещении постоянным напряжением от 5 до 10 В

ной плоскости кристалла (0001) под действием постоянного электрического поля и особенностями протекания сегнетоэлектрических фазовых переходов в композитных наноразмерных структурах). Кроме того, деформационное взаимодействие, которое имеет место между материалом слоистой матрицы и сегнетоэлектрическими включениями, приводит к появлению политипных фазовых переходов Пайерлса [9] и волн зарядовой плотности [10], которые определяют транспортные свойства таких композитных наносистем. Частотная зависимость электрической емкости  $C$  таких систем (рис. 4, кривая 1) отличается от зависимостей  $C=F(f)$  для систем на основе  $\text{GaSe}$ , интеркалированных несегнетоэлектрическими материалами. В настоящее время авторами создан фильтровый конденсатор «слоистый полупроводник — сегнетоэлектрик» с параметрами  $C_{\text{уд}}=0,51$  Ф/г или  $C_{\text{уд}}=0,425$  Ф/мм<sup>3</sup> на частоте 100 Гц при комнатной температуре. Большое значение емкости этих конденсаторов и наличие участка резкого изменения емкости конденсаторов в определенном диапазоне частот при заданном значении приложенного к ним постоянного напряжения открывает перспективу их использования в качестве накопительных конденсаторов и фильтровых конденсаторов для цепей переменного тока.

\*\*\*

Таким образом, предложенный способ изготовления интеркаляционных фильтровых конденсаторов

позволяет значительно увеличивать их удельную емкость при значительном уменьшении геометрических размеров по сравнению с известными конденсаторами, выпускаемыми промышленностью.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Бельский Б., Горбунов Н. Технологические и материаловедческие проблемы развития конденсаторов и нелинейных полупроводниковых резисторов // Современные технологии.— 2008.— № 1.— С. 10—13.
2. Деспотули А., Андреева А. Высокоемкие конденсаторы для 0,5-вольтовой наноэлектроники будущего // Современные технологии.— 2007.— № 7.— С. 24—29.
3. Gusev E. P., Narayanan V., Frank M. M. Advanced high- $\kappa$  dielectric stacks with polySi and metal gates: recent progress and current challenges // IBM Journal of Research and Development.— 2006.— Vol. 50, N 4/5.— P. 387—410.
4. Black C. T., Guarini K. W., Ying Zhang et al. High-capacity, self-assembled metal-oxide-semiconductor decoupling capacitors // Electron Device Letters, IEEE.— 2004.— Vol. 25, № 9.— P. 622—624.
5. Klootwijk J. H., Jinesh K. B., Dekkers W. et al. Ultrahigh capacitance density for multiple ALD-grown MIM capacitor stacks in 3-D silicon // Electron Device Letters, IEEE.— 2008.— Vol. 29, N 7.— P. 740—742.
6. Панкрашкин А. Ионисторы Panasonic: физика, принцип работы, параметры // Компоненты и технологии.— 2006.— № 9.— С. 12—17.
7. Заявка № а2009 11618 від 13.11 2009 на видачу патенту України. Спосіб виготовлення інтеркаляційного фільтрового конденсатора / З. Д. Ковалюк, Д. Ю. Коноплянко, В. В. Нетяга, А. П. Бахтінов.
8. Заявка № а2009 11286 від 06.11 2009 на видачу патенту України. Інтеркаляційний фільтровий конденсатор / З. Д. Ковалюк, Д. Ю. Коноплянко, В. В. Нетяга, А. П. Бахтінов.
9. Kovalyuk Z. D., Bakhtinov A. P., Vodop'yanov V. N. et al. Hydrogen intercalation in layered nanoporous GaSe crystals // In book: Carbon Nanomaterials in Clean Energy Hydrogen Systems.— Netherlands: Springer, 2009.— P. 765—777.
10. Лашкарев Г. В., Дмитриев А. И., Байда А. А. и др. Аномалии статической и динамической проводимости моноселенида индия // Физика и техника полупроводников.— 2003.— Т. 37, № 2.— С. 145—150.

#### НОВЫЕ КНИГИ

##### НОВЫЕ КНИГИ



Воробьев Н. В., Якунин А. Н. Схемотехника ЭВМ: в 2-х частях. Часть 1: Комбинационные узлы.— М.: МИЭТ, 2009.— 164 с.

По единой методике рассмотрены базовые операционные структуры цифровых комбинационных узлов, являющихся основой построения устройств самого различного назначения и, прежде всего, вычислительной техники. Все узлы классифицируются по функциональному назначению. Подробно изложена методика проектирования узлов с использованием математического аппарата теории конечных автоматов.

К. т. н. А. Ю. ЛИПИНСКИЙ, к. т. н. А. Н. РУДЯКОВА,  
И. Ю. РУДЯКОВ, д. т. н. В. В. ДАНИЛОВ

Украина, Донецкий национальный университет, СКБ НПП «АМИ»  
e-mail: krf@dongu.donetsk.ua

Дата поступления в редакцию  
17.02.2010 г.

Оппонент к. т. н. Т. И. ВОРОНЯК  
(Физико-механический институт, г. Львов)

## УСТРОЙСТВО ФОРМИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ОПТОЭЛЕКТРОННОЙ АКУСТООПТИЧЕСКОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СРЕДЫ

*Предложен макет экспериментальной установки, позволяющей сформировать элементы оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды. Результаты проведенных исследований подтверждают корректность моделей, разработанных ранее авторами.*

Оптоэлектронные (фотонные) вычислительные устройства с дискретным представлением обрабатываемой информации характеризуются высокой точностью вычислений при сохранении высокой производительности [1]. Структура таких устройств может быть как одномерной, так и двумерной [2], что позволяет в одномерном случае выполнять математические операции при обработке потока данных, а в двумерном случае — реализовывать принципы параллельной обработки потоков данных.

Проводя аналогию с современными электронными вычислительными системами, можно отметить принципиальное сходство процесса выполнения математических операций оптоэлектронными акустооптическими устройствами и электронными однородными вычислительными средами с точки зрения структурной организации вычислительного устройства [3].

Описание процесса выполнения математических операций оптоэлектронными акустооптическими процессорами с дискретным представлением данных связано с решением электродинамической задачи о дифракции света в акустооптической ячейке конечных размеров [4] и функциональным моделированием разрядно-цифрового кодирования сигналов в апертуре акустооптического модулятора [5].

Важной частью исследования процесса преобразования дискретной информации в акустооптической среде является экспериментальная проверка достоверности предложенных моделей и результатов моделирования.

### Модель элемента оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды

В [3, 6] была предложена математическая модель элемента оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды (ОАВС), построена функциональная модель процесса формирования элементов ОАВС, проведено моделирование элементов для различных случаев их локализации.

В случае формирования в акустооптической среде последовательности акустических импульсов происходит дифракция световых импульсов, благодаря чему становится возможным выполнение математической обработки данных или информации, представленных акустическим  $\hat{s}_1(t, x)$  или оптическим сигналом  $\hat{s}_2(t, z)$ . При этом выходной оптический сигнал  $\hat{s}_{\text{вых}}(t, x, z)$ , представляющий собой произведение сигналов  $\hat{s}_1(t, x)$  и  $\hat{s}_2(t, z)$ , равен [3]

$$\begin{aligned} \hat{s}_{\text{вых}}(t, x, z) = & \sum_k \sum_n s_1(k\tau_1) s_2(n\tau_2) \times \\ & \times \left[ \theta\left(t - k\tau_1 + \frac{\epsilon_1}{2} - \frac{x}{V}\right) \theta\left(t - n\tau_2 + \frac{\epsilon_2}{2} - \frac{z}{c}\right) - \right. \\ & - \theta\left(t - k\tau_1 + \frac{\epsilon_1}{2} - \frac{x}{V}\right) \theta\left(t - n\tau_2 - \frac{\epsilon_2}{2} - \frac{z}{c}\right) - \\ & - \theta\left(t - k\tau_1 - \frac{\epsilon_1}{2} - \frac{x}{V}\right) \theta\left(t - n\tau_2 + \frac{\epsilon_2}{2} - \frac{z}{c}\right) + \\ & \left. + \theta\left(t - k\tau_1 - \frac{\epsilon_1}{2} - \frac{x}{V}\right) \theta\left(t - n\tau_2 - \frac{\epsilon_2}{2} - \frac{z}{c}\right) \right]. \end{aligned}$$

Выходной сигнал  $\hat{s}_{\text{вых}}(t, x, z)$  можно трактовать как сигнал, заданный для  $x$  и  $t$  и движущийся вдоль оси  $z$  со скоростью  $c$ . В приведенном выражении каждый из членов суммы описывает элемент вычислительной среды, положение которого в пространстве и времени задается набором произведений функций Хевисайда, а амплитуда определяется произведением соответствующих дискретных отсчетов сигналов  $s_1(k\tau_1)$  и  $s_2(n\tau_2)$ .

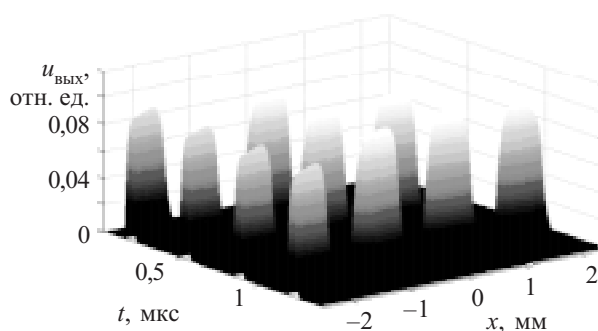


Рис. 1. Модель элементов ОАВС

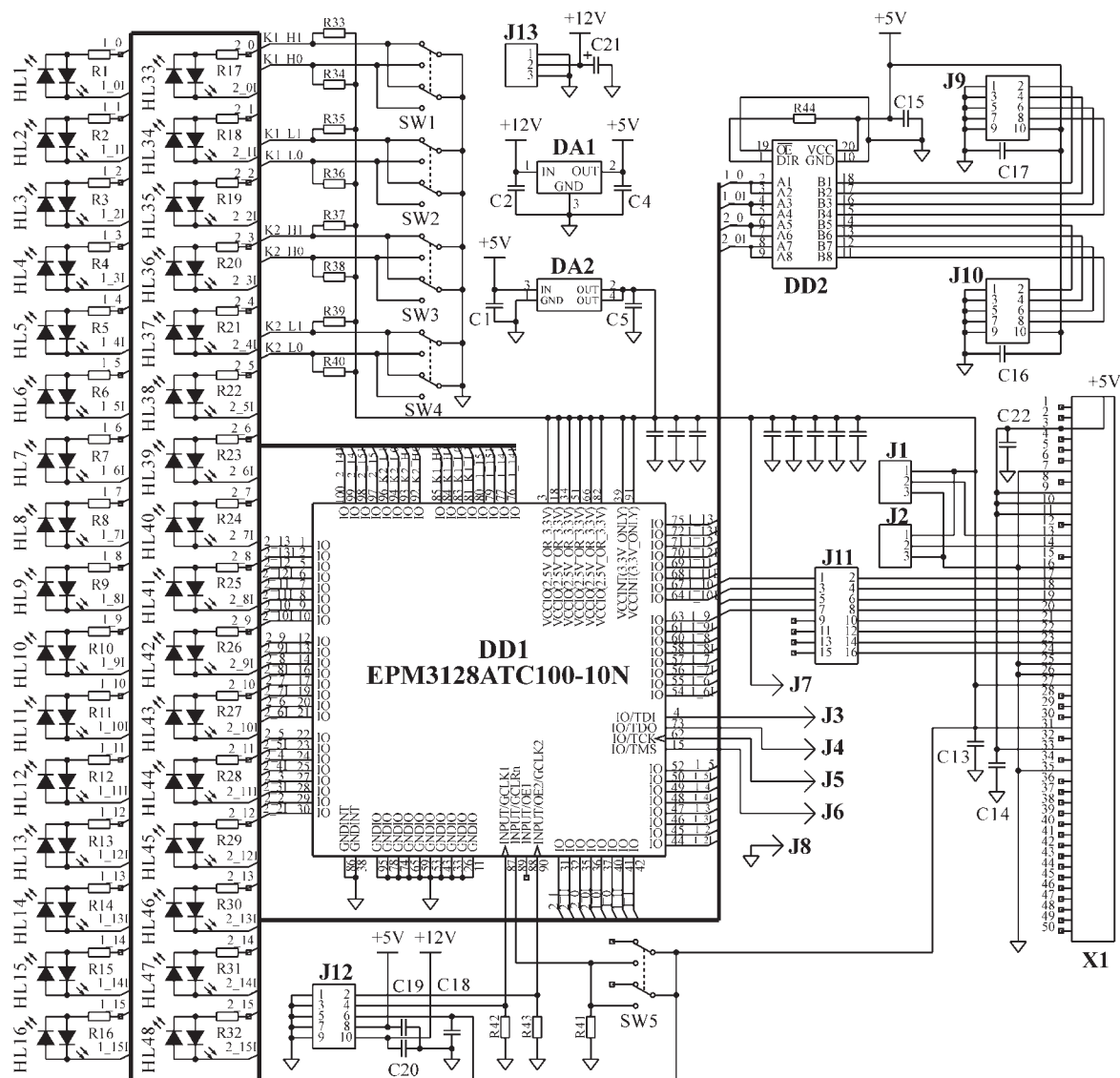


Рис. 3. Схема устройства формирования битовых последовательностей

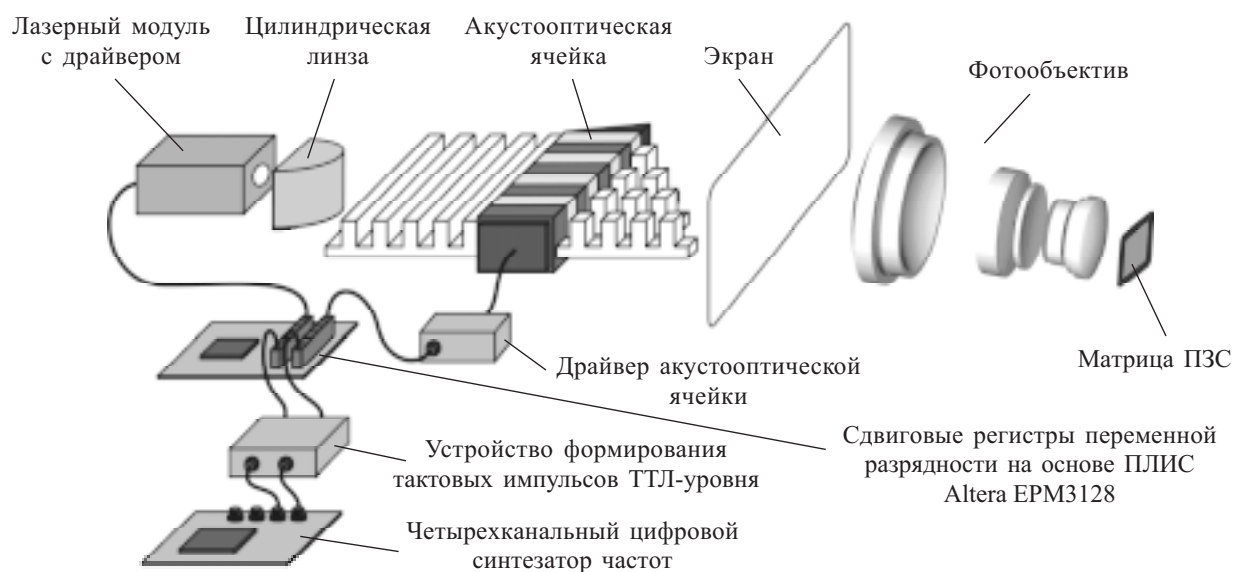
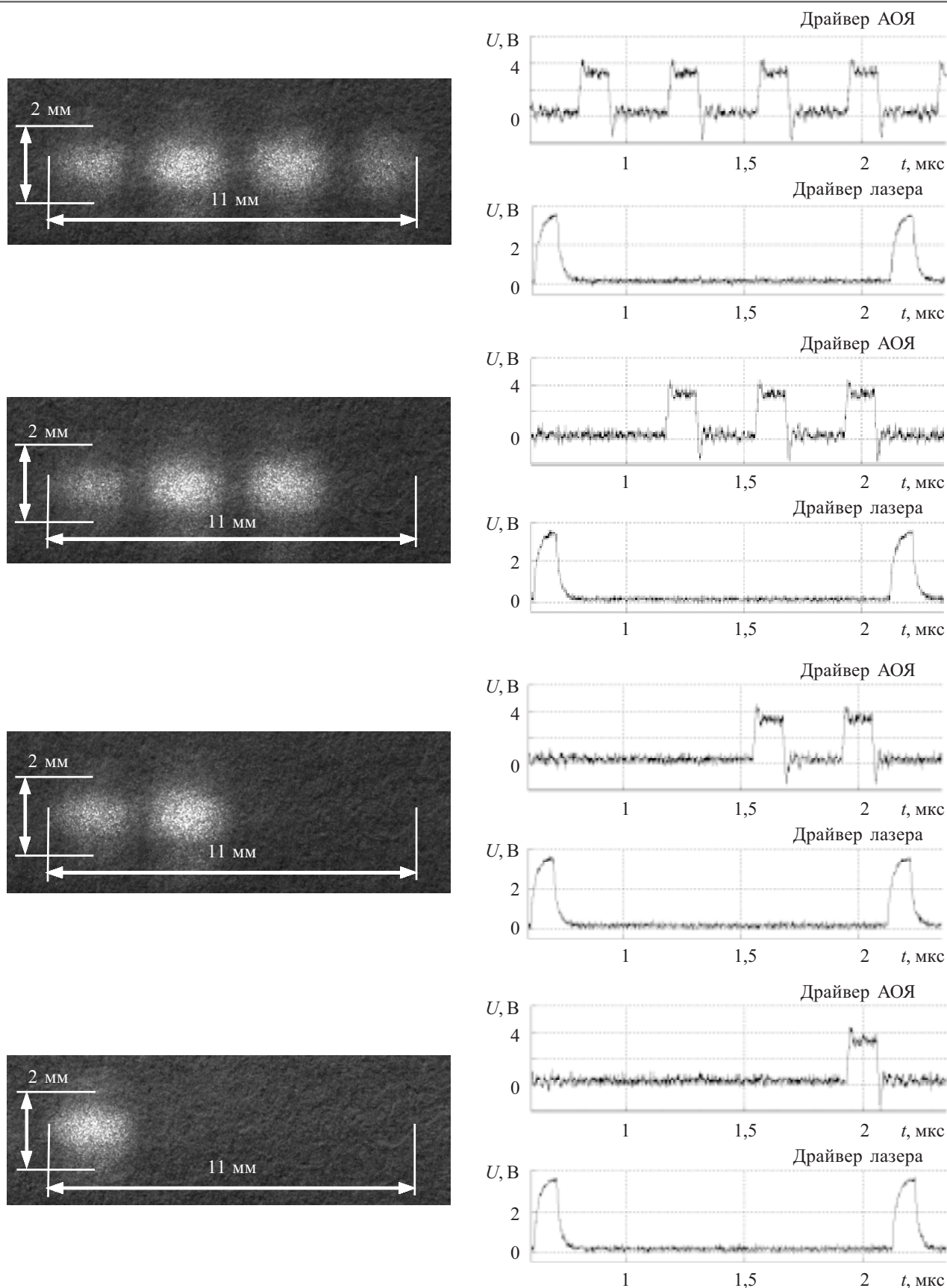


Рис. 2. Структурная схема макета экспериментальной установки



**Рис. 4.** Фотоснимки (слева) апертуры АОЯ для первого дифракционного порядка и осциллограммы (справа) сигналов, подаваемых на драйверы лазера и АОЯ для комбинаций цифрового кода {1111}, {1110}, {1100} и {1000}, соответственно

**Рис. 1** отражает процесс формирования элементов ОАВС для входных четырехбитных комбинаций {1111} оптического и акустического сигналов [6]. Каждый из элементов среды образуется в результате выполнения операции побитового умножения соответствующих разрядов.

#### Макет экспериментальной установки

Для исследования пространственно-временного представления сигналов в ОАВС, приведенного в [3, 5], предложен макет экспериментальной установки (**рис. 2**). Важной составной частью установки является устройство формирования оптической импульсной последовательности на полупроводниковом лазере [7].

В предлагаемом макете используется полупроводниковый Al-Ga-InP лазерный диод ML101J21 (длина волны 658 нм, мощность непрерывного излучения 80 мВт, мощность в импульсном режиме до 160 мВт [8]), выпускаемый фирмой Mitsubishi для применения в оптических информационных системах, с драйвером на основе контроллера Intersil EL6835, позволяющего модулировать интенсивность излучения с частотой до 600 МГц (при времени нарастания и спада импульса 0,8 нс).

Четырехканальный цифровой синтезатор частот представляет собой отладочный модуль на основе микросхемы Analog Devices AD9959 [9]. Двухканальное устройство формирования тактовых импульсов ТТЛ-уровня из двухполярных гармонических сигналов с выходов цифрового синтезатора частот выполнено на микросхеме 74НС14 (инверторы Шмидта).

Разработанная схема устройства формирования битовых последовательностей, подаваемых на входы драйверов лазера и акустооптической ячейки (АОЯ), на основе ПЛИС Altera EPM3128, приведена на **рис. 3**. Здесь  $J_1, J_2$  — потенциометры, используемые для регулирования уровней мощности лазера;  $J_3—J_8$  — интерфейс (JTAG) программирования микросхемы ПЛИС EPM3128ATC100-10N;  $J_9, J_{10}$  — буферизированные выходы регистров (микросхема DD2-74F245);  $J_{11}$  — набор переключателей, коммутирующих сигналы от ПЛИС к драйверу лазера;  $J_{12}$  — входной разъем (подключаются сигналы с формирователей тактовых импульсов, подается питающее напряжение);  $J_{13}$  — внешний источник питания (8—12 В),  $X_1$  — разъем для подключения драйвера лазера.

В качестве среды акустооптического взаимодействия выбрана АОЯ Isomet 1205C-1 [10] с драйвером Isomet 222E-1.

#### Результаты экспериментальных исследований

На **рис. 4** приведены примеры формирования элементов ОАВС в направлении распространения акустической волны. Для выбранных условий эксперимента (брэгговский режим дифракции, апертура АОЯ 5,5 мм, частота следования акустических импульсов 2,64 МГц, частота следования оптических импульсов 0,66 МГц) возможно формирование четырех или менее элементов среды.

Технические характеристики АОЯ Isomet 1205C-1 (геометрические размеры апертуры 5,5 мм и центральная несущая частота 80 МГц для режима Брэгга) делают возможным одновременное формирование восьми и более элементов ОАВС только за счет уве-

личения частоты следования акустических импульсов до 5,28 МГц. Современные акустооптические устройства способны работать на гиперзвуковых частотах до 10 ГГц и выше [11], что перспективно с точки зрения повышения количества одновременно формируемых элементов, и, соответственно, производительности всего устройства [6].

#### Выводы

В результате проведенных экспериментальных исследований процесса формирования элементов ОАВС была подтверждена корректность разработанных авторами моделей. Установлено, что предложенный источник оптической импульсной последовательности позволяет получить импульсы с однородными вдоль пространственной координаты передним и задним фронтами и осуществить визуализацию сформированных акустооптической ячейкой элементов ОАВС.

Преимуществом рассмотренного устройства является то, что количество сформированных элементов определяется только частотами следования акустических и оптических импульсов, и увеличение этого количества не приводит к значительному усложнению структуры. Это делает возможным разработку новых оптоэлектронных устройств потоковой обработки информации, вычислительная точность которых соответствует 128 и более разрядам.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Белов П. А., Беспалов В. Г., Васильев В. Н. и др. Оптические процессоры: достижения и новые идеи // В кн.: Проблемы когерентной и нелинейной оптики. Под ред. И. П. Гурова, С. А. Козлова. — СПб: СПбГУ ИТМО, 2006.
2. Гуляев Ю. В., Проклов В. В., Соколовский С. В., Сотников В. Н. Акустооптические устройства обработки аналоговой и цифровой информации // Радиотехника и электроника. — 1987. — Вып. 1. — С. 169—181.
3. Липинский А. Ю. Пространственно-временное представление сигналов в акустооптических устройствах дискретной обработки информации // Реестрация, зберігання і обробка даних. — 2009. — Т. 11, № 1. — С. 74—86.
4. Липинский А. Ю., Рудякова А. Н., Данилов В. В. Моделирование слабого акустооптического взаимодействия методом конечных элементов во временной области // Реестрация, зберігання і обробка даних. — 2006. — Т. 8, № 2. — С. 25—37.
5. Lipinski A. Y., Rudakova A. N., Danilov V. V. Acoustooptic binary coding based on space-time integration and its application to ultrafast high-resolution digital-analog conversion // IEEE Photonics Technology Letters. — 2008. — Vol. 20, N 24. — P. 2087—2089.
6. Липинский А. Ю., Рудякова А. Н. Моделирование процесса формирования элементов оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды // Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. «Радиотехніка». — 2009. — Вып. 157. — С. 89—94.
7. Липинский А. Ю., Рудякова А. Н., Данилов В. В. Формирователь оптической импульсной последовательности на полупроводниковом лазере // Тр. ХМНПК «Современные информационные и электронные технологии». — Украина, г. Одесса. — 2009. — С. 227.
8. [www.mitsubishielectric-mesh.com/products/pdf/ml1xx21.pdf](http://www.mitsubishielectric-mesh.com/products/pdf/ml1xx21.pdf)
9. Рудякова А. Н., Липинский А. Ю., Данилов В. В. Макет экспериментальной установки для исследования пространственно-временного интегрирования в акустооптической среде // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2008. — № 5 (77). — С. 50—55.
10. [http://www.isomet.com/FinalWebSite/PDFDocs/AO\\_Sheets/1205C-x.pdf](http://www.isomet.com/FinalWebSite/PDFDocs/AO_Sheets/1205C-x.pdf)
11. Нефедов И. С., Петров В. В. Многоэлементные гиперзвуковые пьезопреобразователи с медленно меняющимися параметрами для акустооптических устройств // Письма в ЖТФ. — 1999. — Т. 25, № 5. — С. 70—75.

Д. т. н. В. Н. ИЛЬИН, А. В. ДУБЕШКО, Д. А. МИХАЕВИЧ

Республика Беларусь, г. Минск, Институт физики НАН Беларуси  
E-mail: ilyin@inel.bas-net.by

Дата поступления в редакцию  
26.02.2010 г.

Оппонент к. т. н. В. А. БОЛТЕНКОВ  
(ОНПУ, г. Одесса)

## ЛАЗЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТРЕХМЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ

*Представлены базовые варианты многокоординатных устройств контроля сложных профилей поверхности, отличающиеся способом формирования зондирующего пучка, и принцип построения трехкоординатной системы измерения высоты и линейных размеров микросборок ПЗС.*

Для измерения размеров и формы изделий точно-го приборо- и машиностроения, а также профилей поверхности технических объектов и их положения в пространстве существует большое число датчиков и измерительных преобразователей, принцип действия которых основан на различных физических явлениях [1, 2].

Особое место среди них занимают малогабаритные оптико-электронные устройства триангуляционного типа, использующие экономичные лазерные источники, многоэлементные фотоприемники и специализированные микропроцессоры высокой интеграции [3]. Триангуляция в геометрической оптике более других подобна обычному механическому контактному измерению. В устройствах, использующих триангуляцию, измеряется местоположение пересечения сфокусированного светового пучка с поверхностью детали. Этот подход рассматривает световые пучки как геометрические лучи, игнорируя волновые свойства света, и основывается на фотодатчиках положения.

Интенсивно развиваются методы контроля формы и профиля поверхности. Разработка многокоординатных зондовых устройств нового поколения, работающих по координатам в одном временном интервале, — актуальная научная и техническая задача. Мировой спрос на многокоординатные приборы превышает предложение, которое зачастую не удовлетворяет заказчиков ни по точности, ни по измерительному диапазону.

К таким объектам контроля, в частности, относятся фотопанели, представляющие собой сборки ПЗС-матриц, установленные на подложке определенным образом друг относительно друга и реперных точек. Контролируемыми параметрами здесь являются положение ПЗС-матриц на подложке — координаты  $X$ ,  $Y$  и высота их установки — координата  $Z$ . Дополнительные трудности в измерительный процесс вносят

конструктивные особенности фотопанели, имеющей как диффузные, так и зеркальные поверхности, а также защитное стекло, устанавливаемое для герметизации всей сборки.

Авторами разработаны метод измерения и два базовых варианта многокоординатных устройств контроля сложных профилей поверхности, отличающиеся способом формирования зондирующего пучка [3—5].

Метод измерения включает в себя автоматическое сканирование поверхности объекта полосой когерентного или некогерентного света, получение изображения контура объекта, расчет расстояния до объекта (координаты  $Z$ ) для каждой из множества точек вдоль проекции световой линии на объекте (для координаты  $X$ ), обеспечение равномерности пучка, зондирующего фотодиодную матрицу, и его обнаружение с помощью градиентного фильтра, определение координаты полосы с субпиксельной точностью (до 0,05% от измерительного диапазона) методом центра тяжести.

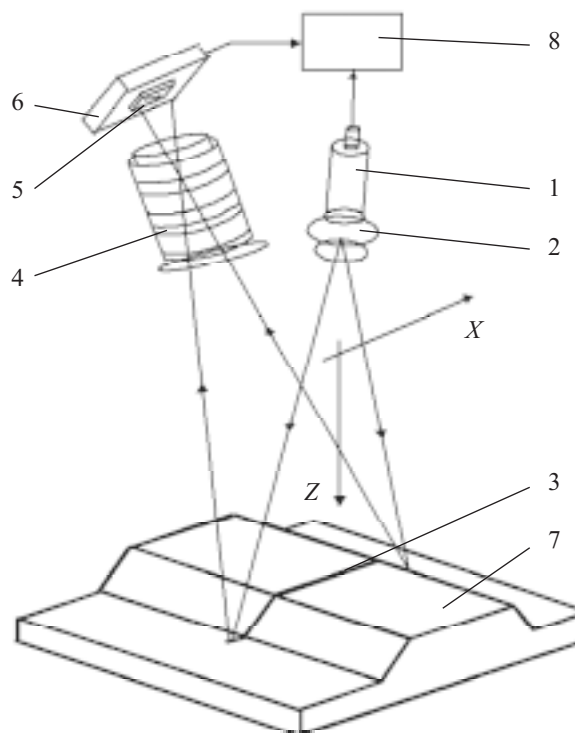


Рис. 1. Функциональная схема одноканального устройства

сти, преобразование координат полосы на матрице в координаты  $Z, X$  в пространстве при помощи таблицы, сформированной по разработанному методу калибровки с применением точечного шаблона.

В первом варианте устройства развертка луча осуществляется механическим сканером, а во втором — с помощью цилиндрической линзы.

На **рис. 1** представлено одноканальное устройство для бесконтактного измерения и контроля профиля поверхности, положения, перемещения, геометрических размеров и распознавания технологических объектов.

В основу работы одноканального оптико-электронного устройства положен принцип оптической триангуляции. Излучение полупроводникового лазера *1* формируется объективом *2* в виде световой линии *3* и проецируется на объект *7*. Диффузное изображение световой линии на объекте воспринимается объективом *4* и передается на матрицу *5*. Полученное изображение контура объекта анализируется сигнальным процессором *6* и компьютером *8*, который рассчитывает расстояние до объекта (т. е. координату  $Z$ ) для каждой из множества точек вдоль проекции световой линии на объекте (для координаты  $X$ ).

Развертка исходного лазерного пучка в линию осуществляется с помощью цилиндрической линзы, входящей в состав объектива *2*. Так как интенсивность исходного лазерного пучка имеет Гауссово распределение, то и интенсивность в зондирующей линии повторяет это распределение. Неравномерность интенсивности по всей протяженности линии накладывает определенные условия на алгоритм обработки изображения, полученного с матрицы *5*.

На **рис. 2** представлена оптическая схема двухканального устройства для измерения геометрических параметров поверхности объектов со сложным профилем. Излучение лазера *1* формируется объективом *2* и направляется в оптический узел угловой разверт-

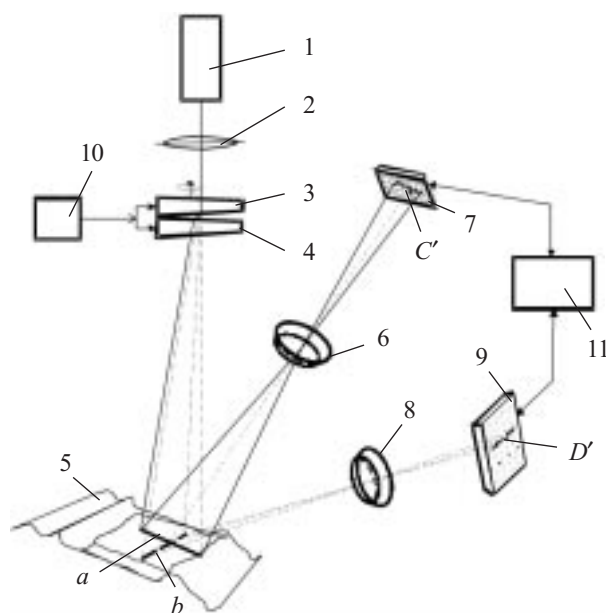


Рис. 2. Оптическая схема двухканального устройства

ки лазерного луча, представляющий собой систему двух оптических клиньев *3* и *4*, имеющих независимые оси вращения. Получение заданного угла отклонения луча осуществляется в два этапа: а) вращением первого клина устанавливается абсолютная величина вектора отклонения луча в плоскости анализа; б) совместным вращением обоих клиньев задается направление этого вектора в той же плоскости.

Таким образом на поверхности измеряемого объекта *5* формируется полоса света в положении *a*) или *b*) (см. рис. 2), которая воспринимается формирующими объективами *6* и *8* и передается в виде изображений *C'* и *D'* в плоскость фотодиодных матриц *7* и *9*. Управление фотодиодными матрицами, приводом узла развертки *10* и обработкой видеопотока, а также вычисление параметров профиля осуществляется сигнальным процессором *11*.

### Система измерения высоты и линейных размеров микросборок ПЗС

Разработанный метод реализован в трехкоординатной системе измерения высоты и линейных размеров микросборок ПЗС «Трианмикро», которая обеспечивает:

- двухкоординатные перемещения оптико-электронного 2D-сканера при помощи системы портального типа;
- контроль и измерение величины перемещения и позиционирования 2D-сканера по координатам  $X, Y$  с помощью растровых датчиков перемещения;
- формирование зондирующей поверхности лазерного луча, падающего под углом  $35^\circ$  к оси  $Z$ , в виде световой линии, повернутой под углом  $45^\circ$  к осям координат  $X$  и  $Y$ ;
- измерение линейных размеров по координате  $Z$  путем получения и обработки изображения световой линии, деформированной профильными элементами поверхности.

В состав системы «Трианмикро» (**рис. 3**) входят: гранитная плита-основание, гранитная плита-портал, лазерный сканер, двигатели FL42STH47-0854A и FL39ST20-03A, драйвер шагового двигателя, источник питания  $2 \times 24\text{VDC}$ , 1,2A, преобразователь  $2 \times \text{RS232-USB}$ , компьютер Model № MS2205 Aser.



Рис. 3. Система трехмерных измерений размеров микросборок ПЗС «Трианмикро»

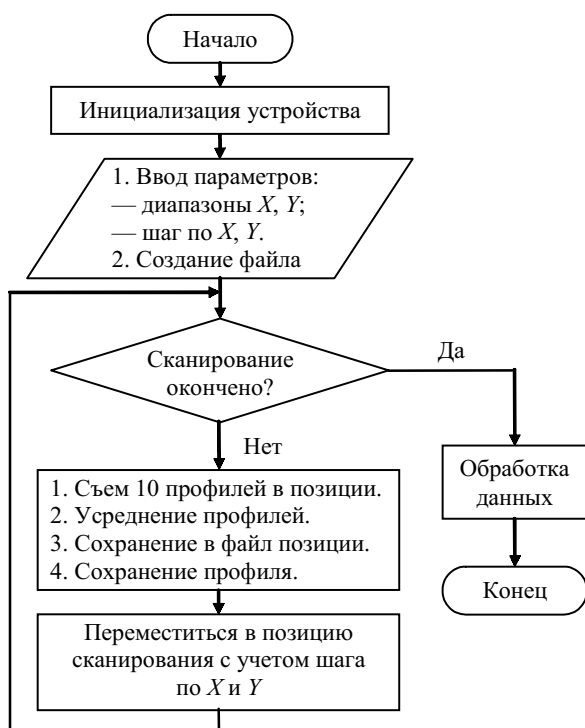


Рис. 4. Алгоритм работы системы «Трианмикор»

Разработанный алгоритм работы системы показан на рис. 4.

В программном модуле обработки видеопотока реализованы следующие алгоритмы:

- обеспечение равномерности зондирующего пучка на матрице;
- обнаружение отклика от зондирующего пучка на матрице с помощью градиентного фильтра;
- уточнение координаты пучка методом центра тяжести с субпиксельной точностью, что повышает точность измерений датчика до 0,1—0,05% от диапазона;
- преобразование координат пучка на матрице в координаты Z, X в пространстве с помощью таблицы, полученной в результате калибровки по точечному шаблону для увеличения быстродействия.

В качестве матрицы выбран элемент фирмы Cypress IBIS5-A-1300 со следующими параметрами:

- разрешение 1280×1024;
- частота съема изображения 40 МГц;
- возможность выбора интересующей области сканирования (ROI);
- возможность съема полного изображения с разрешением 640×512.

Управление и обработку видеопотока матрицы осуществляет двухъядерный сигнальный процессор

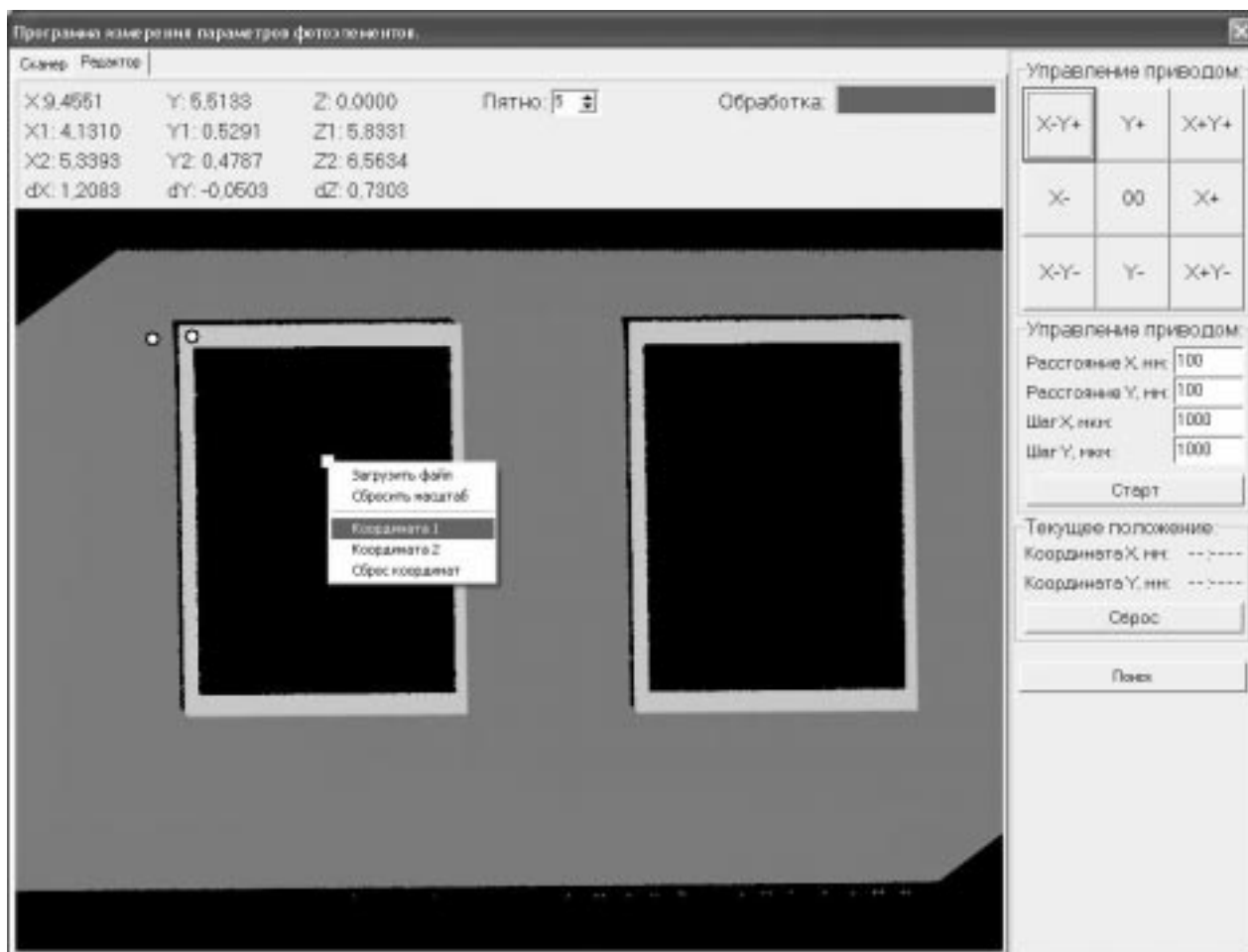


Рис. 5. Окно редактора программы

фирмы Analog Devices ADSP-BF561 с частотой ядра до 600 МГц и частотой внешней шины 133 МГц.

Наличие в процессоре двух АЛУ общего назначения и четырех видео-АЛУ позволяет выполнять в одном ядре до трех операций за такт. В результате становится возможной достаточно простая реализация мультизадачности при помощи разработанного фирмой Analog Devices простейшего ядра VDK с переключением контекста.

Вышеперечисленные параметры матрицы и процессора позволяют рассчитать от 100 до 3000 (в режиме ROI) профилей, что ограничено, в основном, скоростью матрицы. Передача данных производится по интерфейсу Ethernet со скоростью от 100 Мбит/с до 8 Мб/с на микросхеме фирмы Davicom DM9000A.

Программа с интуитивно понятным интерфейсом пользователя (окно редактора изображено на рис. 5) позволяет снимать данные с 2D-сканера и управлять координатной системой. Таким образом проводятся измерения параметров объектов по координатам  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  в заданной области сканирования с заданным шагом в соответствующих полях, анализ и обработка результатов.

\*\*\*

Описанные одно- и двухканальные оптические устройства, а также трехкоординатная система полу-

чения и обработки изображения световой линии, деформированной профильными элементами поверхности, могут применяться для измерения сложных профилей поверхности технических объектов, в частности, высоты гребней и глубины канавок, а также для обнаружения дефектов поверхности.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Александров В. К., Биенко Ю. Н., Ильин В. Н. Оптико-электронные средства размерного контроля технологических микрообъектов.— Минск: Наука и техника, 1988.
2. Ильин В. Н., Галушко Е. В. Оптико-электронные измерительные преобразователи.— Минск: ИПП Минэкономики РБ, 1996.
3. Михеевич Д. А., Дубешко А. В. Оптико-электронное устройство для двухкоординатных измерений // Сб. материалов IV МНТК «Проблемы проектирования и производства радиоэлектронных средств».— Новополоцк.— 2006.— Т 1.— С. 276—278.
4. Ильин В. Н., Дубешко А. В., Михеевич Д. А. Лазерное устройство для измерения трехмерных объектов // Сб. материалов VI МНТК «Лазерная физика и оптические технологии».— Гродно.— 2006.— Ч. 1.— С. 282—284.
5. Ильин В. Н., Дубешко А. В., Михеевич Д. А. Оптико-электронная система измерения высоты и линейных размеров микроструктур ПЗС // Тр. Х МНПК «Современные информационные и электронные технологии».— Одесса.— 2009.— Т. 2.— С. 46.

И. А. ИВАНЧЕНКО, В. И. САНТОНИЙ, д. ф.-м. н. В. А. СМЫНТЫНА

Украина, Одесский национальный ун-т им. И. И. Мечникова  
E-mail: deer\_night@mail.od.ua

Дата поступления в редакцию  
03.09 2009 г. — 26.02 2010 г.

Оппонент В. Г. ЮРЬЕВ  
(ЦКБ «Ритм», г. Черновцы)

## ЦИФРОВОЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА НАПРАВЛЕННОГО ОТРАЖЕНИЯ ПОВЕРХНОСТИ

*Применение в отражательной фотометрии многоэлементного фотоприемника позволило увеличить точность и упростить измерение спектрального коэффициента направленного отражения поверхности.*

Различие в отражательной способности природных и искусственных объектов широко используется для их распознавания и классификации [1]. Качество материалов и разнообразных покрытий, используемых в светотехнической, лакокрасочной промышленности, в гальванотехнике и других областях, в первую очередь, определяется коэффициентами отражения и поглощения [2]. Поэтому определение коэффициента отражения различных объектов как одного из основных оптических параметров является актуальной задачей научных исследований и приборостроительной практики.

Требования к точности измерения коэффициента отражения высоки, поскольку диапазон возможных

значений коэффициента широк — от 0,04 до 0,89 [3, с. 49]. Большинство распространенных методов исследования отражательной способности поверхности основано на измерении амплитудных значений характеристик отраженного излучения, таких как интенсивность, яркость и пр. При этом точность измерения в значительной степени зависит от величины измеряемых параметров. Известно [4], что отражение излучения измеряется с наибольшей для аналоговых приборов точностью около 1% в диапазоне значений коэффициента отражения 0,2—0,6, а за пределами этого диапазона погрешность превышает 3%. Одним из путей повышения точности измерения отражения излучения может быть переход к цифровому представлению и обработке измерительной информации, что обеспечивает ряд безусловных преимуществ, в том числе по точности, для которой достижимым становится уровень до  $10^{-3}\%$  [5, 6].

Это направление измерений реализуется в области фотометрии, в которой первичным измерительным преобразователем является фотоэлектрический приемник оптического излучения.

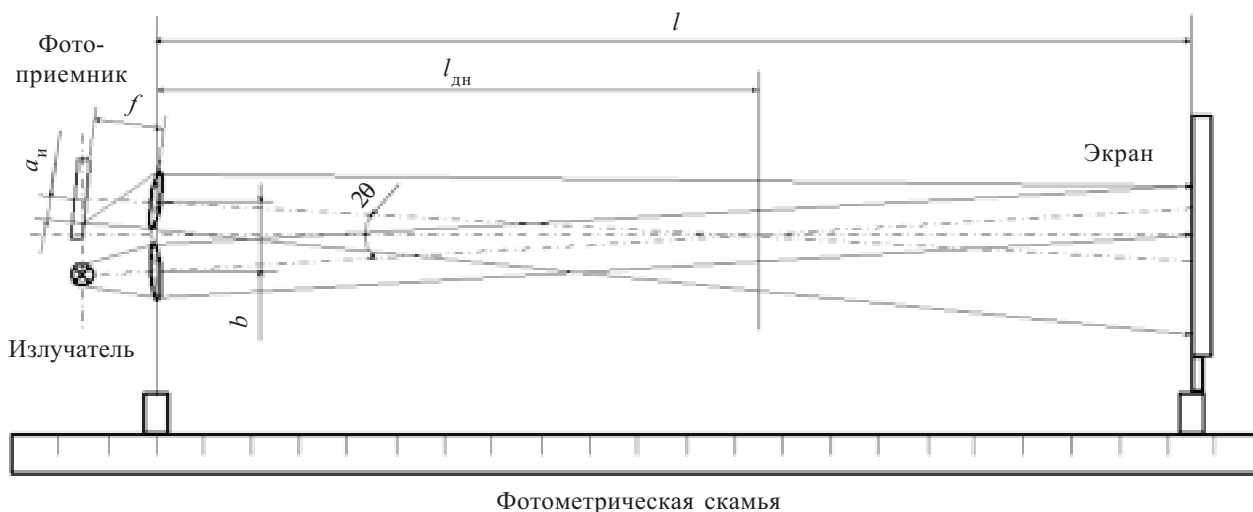


Рис. 1. Принципиальная схема измерений коэффициента отражения поверхности:

$b$  — измерительная база;  $l_{дн}$  — дальность настройки;  $2\theta$  — угол пересечения оптических осей излучателя и фотоприемника;  $f$  — фокусное расстояние приемного объектива;  $a_{и}$  — координата изображения на площадке фотоприемника;  $l$  — дальность

В последние годы в фотометрии стали широко использоваться многоэлементные (одно- и двумерные) фотоприемники, выполняющие функции анализаторов сигнала, пространственных и временных фильтров [7]. Принципиальной особенностью многоэлементных приемников-анализаторов является дискретизация непрерывного оптического сигнала.

Многоэлементные фотоприемники, в частности линейки и матрицы фотоприемников, в сочетании с микропроцессорами открыли широкие возможности для детектирования информативных признаков, преобразования их в электрические сигналы и подготовки этих сигналов для дальнейшей обработки [8].

Цель данной работы — исследование возможности использования многоэлементного фотоприемника для реализации цифрового метода измерения коэффициента направленного отражения поверхности.

Измерение проводилось по схеме, показанной на рис. 1, содержащей излучатель, многоэлементный фотоприемник и отражательный экран, установленные на фотометрической скамье.

Соотношение между величинами  $b$  и  $l_{дн}$  составляет примерно 1:10, что соответствует узкобазовому типу измерительной схемы, при котором обеспечиваются наилучшие условия отражения и минимальная мертвая зона.

Пучок лучей, генерированных излучателем, через оптический объектив падает на отражательный экран. Отраженный поверхностью пучок лучей через входной объектив поступает на фоточувствительную поверхность приемника. При этом отраженный пучок полностью перекрывается апертурой приемного объектива во избежание выхода из зоны чувствительности фотоприемника части измеряемого светового потока.

При амплитудном методе измерений сигнал фотоприемника  $U_{\phi}$  связан с отражательными свойствами поверхности соотношением [3]

$$U_{\phi} = A\rho/l^2, \quad (1)$$

где  $A$  — коэффициент пропорциональности,

$$A = P_0 S_{\phi} \tau_{пр} f_c(\theta) A_{вх} / 2\pi;$$

$P_0$  — мощность излучателя;

$S_{\phi}$  — вольтовая чувствительность фотоприемника;

$\tau_{пр}$  — коэффициент пропускания приемоизлучательной оптической системы;

$f_c(\theta)$  — функция направленного излучения, зависящая от угла  $\theta$ ;

$A_{вх}$  — площадь входного зрачка приемной оптической системы;

$\rho$  — коэффициент отражения поверхности.

При малой измерительной базе вид графика  $U_{\phi} = f(l)$  меняется в зависимости от величины коэффициента отражения поверхности (рис. 2) [3].

Очевидно, что определенный уровень входного сигнала фотоприемника, например пороговый  $U_{пор}$ , для поверхностей с различными отражательными свойствами достигается при дальности  $l_{max}$  и  $l_{min}$ , соответственно. Следовательно, при пороговом режиме измерений в пределах диапазона дальности  $l_{min}$  —  $l_{max}$  имеет место зависимость пороговой дальности от коэффициента отражения исследуемой поверхности, которая, исходя из (1), имеет вид

$$l_{пор} = \sqrt{\frac{A}{U_{пор}}} \rho. \quad (2)$$

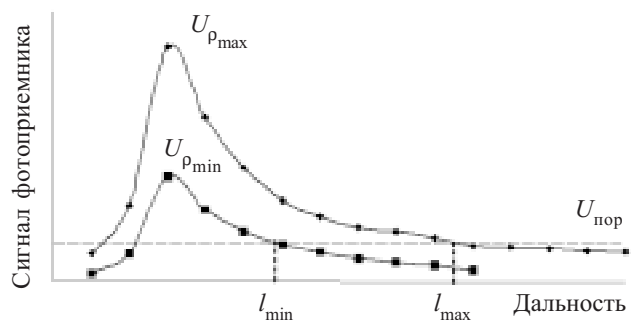


Рис. 2. Зависимость сигнала фотоприемника от дальности для поверхностей с различными коэффициентами отражения

$\rho$	0,85	0,8	0,75	0,7	0,65	0,60	0,55	0,50	0,45	0,40	0,35	0,30	0,25	0,20	0,15	0,1
$a_{\text{и}}, \text{ мм}$	1,64	1,52	1,39	1,24	1,08	0,91	0,68	0,47	0,21	-0,1	-0,5	-0,9	-1,5	-2,3	-3,4	-5,2
$l_{\text{пор}}, \text{ см}$	100	97,1	94	90,8	87,5	84,1	80,1	76,7	72,8	68,7	64,2	59,5	54,3	48,5	42	34,4

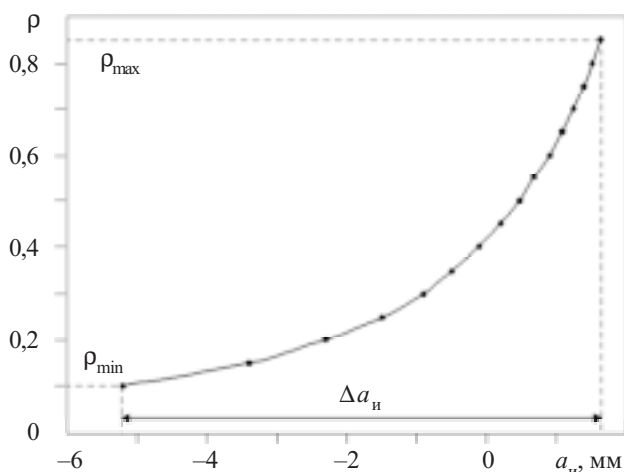


Рис. 3. Расчетная зависимость коэффициента отражения от координаты центра светового пятна

С другой стороны, изменение дальности (расстояния между отражающей поверхностью и приемопередателем измерительной схемы) сопровождается перемещением светового изображения в фокальной плоскости фотоприемника. При этом координата  $a_{\text{и}}$  центра светового пятна на фоточувствительной площадке приемника определяется дальностью и оптико-геометрическими параметрами приемопередателем блока (рис. 1) следующим образом [9]:

$$a_{\text{и}} = \frac{bf(l - l_{\text{дн}})}{ll_{\text{дн}} - btg\theta \cdot (l - l_{\text{дн}})}. \quad (3)$$

Соотношения (2) и (3) позволяют установить соответствие между коэффициентом отражения поверхности и координатой изображения в плоскости фотоприемника, которое выражается как

$$\rho = \frac{U_{\text{пор}}}{A} \left[ -\frac{bl_{\text{дн}}(a_{\text{и}}tg\theta + f)}{a_{\text{и}}(l_{\text{дн}} - btg\theta) - bf} \right]^2. \quad (4)$$

Расчет зависимости  $\rho(a_{\text{и}})$  проводился в диапазоне изменения коэффициента отражения от 0,85 до 0,10, характерном для реальных поверхностей, и в диапазоне дальности 100—25 см, ограниченном при максимальном коэффициенте отражения поверхности пороговой дальностью  $l_{\text{пор}}=100$  см, определяемой значением  $U_{\text{пор}}=0,1$  мВ, и шириной мертвой зоны  $l_{\text{мз}}=25$  см. В уравнении (3) для расчета использованы следующие значения оптико-геометрических параметров приемопередателем блока:  $b=75$  мм,  $f=50$  мм,  $l_{\text{дн}}=70$  см,  $2\theta=6,4^\circ$ .

Результаты расчета  $\rho$  и  $a_{\text{и}}$  представлены в таблице и на рис. 3.

Здесь положительные значения  $a_{\text{и}}$  соответствуют координате изображения слева от оптической оси приемного объектива, а отрицательные — справа. Знак  $a_{\text{и}}$  меняется относительно точки  $l=l_{\text{дн}}$  в соответствии с уравнением (3). Очевидно, что зависимость  $\rho(a_{\text{и}})$  является нелинейной, что создает определенные трудности ее использования в измерительной системе, преодолеть которые можно известными методами, позволяющими линеаризовать измерительную характеристику [10, с. 31].

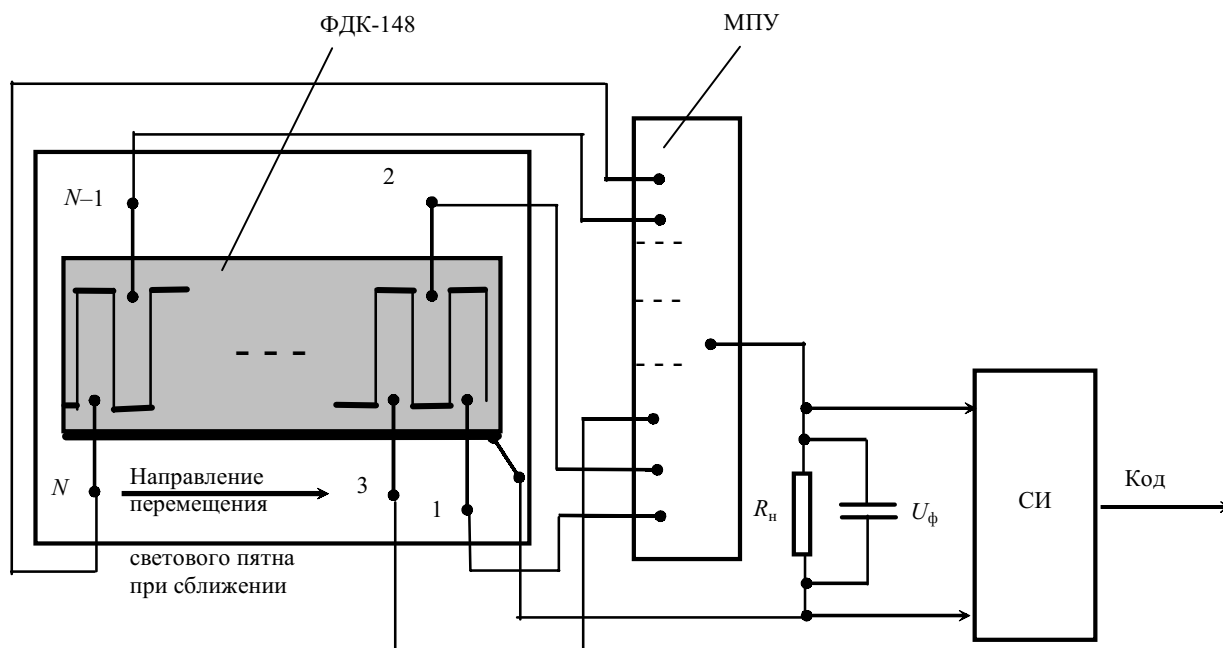


Рис. 4. Структурная схема дистанционного АЦП со счетом импульсов на базе линейки фотодиодов ФДК-148

По данным, приведенным в таблице и на рис. 3, рассматриваемому диапазону коэффициента отражения 0,85—0,10 соответствует изменение пороговой дальности от 100 до 34,4 см и смещение координаты центра фокального пятна между  $a_{\text{и}}(l_{\text{п max}})=1,64$  мм и  $a_{\text{и}}(l_{\text{п min}})=-5,2$  мм. При этом длина траектории смещения  $\Delta a_{\text{и}}=6,84$  мм.

Принципиальная возможность использования аналоговой зависимости  $\rho(a_{\text{и}})$  для измерения спектрального коэффициента отражения  $\rho_{\lambda}$  исследовалась (рис. 4) на основе излучателя ИЛПИ-103 ( $\lambda_{\text{изл}}=0,63$  мкм) и многоэлементного фотоприемника ФДК-148 ( $\Delta\lambda_{\text{фп}}=0,4\text{—}1,1$  мкм).

Фотоприемник ФДК-148, представляющий собой линейку кремниевых фотодиодов, осуществляет дискретизацию зависимости между отражательными свойствами поверхности и координатой изображения путем разбиения траектории смещения изображения на ряд участков, соответствующих определенным значениям коэффициента отражения.

Линейка фотодиодов ФДК-148 длиной 12,8 мм состоит из 11 включенных параллельно дискретных фоточувствительных элементов шириной 1 мм каждый с линейным непрозрачным интервалом 0,15 мм. В схеме метода линейка фотодиодов выполняет функции дистанционного АЦП, преобразующего в код линейное перемещение изображения [5]. Кроме многоэлементного фотоприемника в структуру простейшего дистанционного АЦП входят также многовходовое пороговое устройство (МПУ) и счетчик импульсов (СИ).

Рассмотрим алгоритм работы дистанционного АЦП. При уменьшении дистанции от светоизлучающего блока до отражательного экрана световое пятно линейно перемещается по поверхности фотоприемника в направлении, указанном на рис. 4. Проходя последовательно по площадкам фоточувствительных элементов, световое пятно вызывает появление фотоэдс  $U_{\text{ф}}$  на выходах каждого из них, которые соединены со входами МПУ.

Разделенные во времени сигналы фотоответа отдельных элементов при превышении порогового уровня  $U_{\text{ф}}$  вызывают появление на выходе МПУ последовательности импульсов положительной полярности, которые поступают на СИ. Числовой код, полученный на выходе СИ, равен количеству импульсов  $n$  на выходе МПУ и определяет значение  $\rho_{\lambda}$  в виде  $\rho_{\lambda}=qn$ , где  $q$  — квант АЦП, равный единичной координате и эквивалентному значению  $\rho_{\lambda}$ .

Таким образом, цифровой метод измерения спектрального коэффициента отражения исследуемой поверхности основан на последовательном счете импульсов, регистрируемых при изменении дальности. Связь числа импульсов фотоответа с величиной спектрального коэффициента отражения исследуемой поверхности позволяет использовать многоэлементный фотоприемник в качестве геометрической шкалы этого коэффициента отражения.

Результаты экспериментальной проверки принципиальной возможности технической реализации предлагаемого метода приведены на рис. 5, где показаны

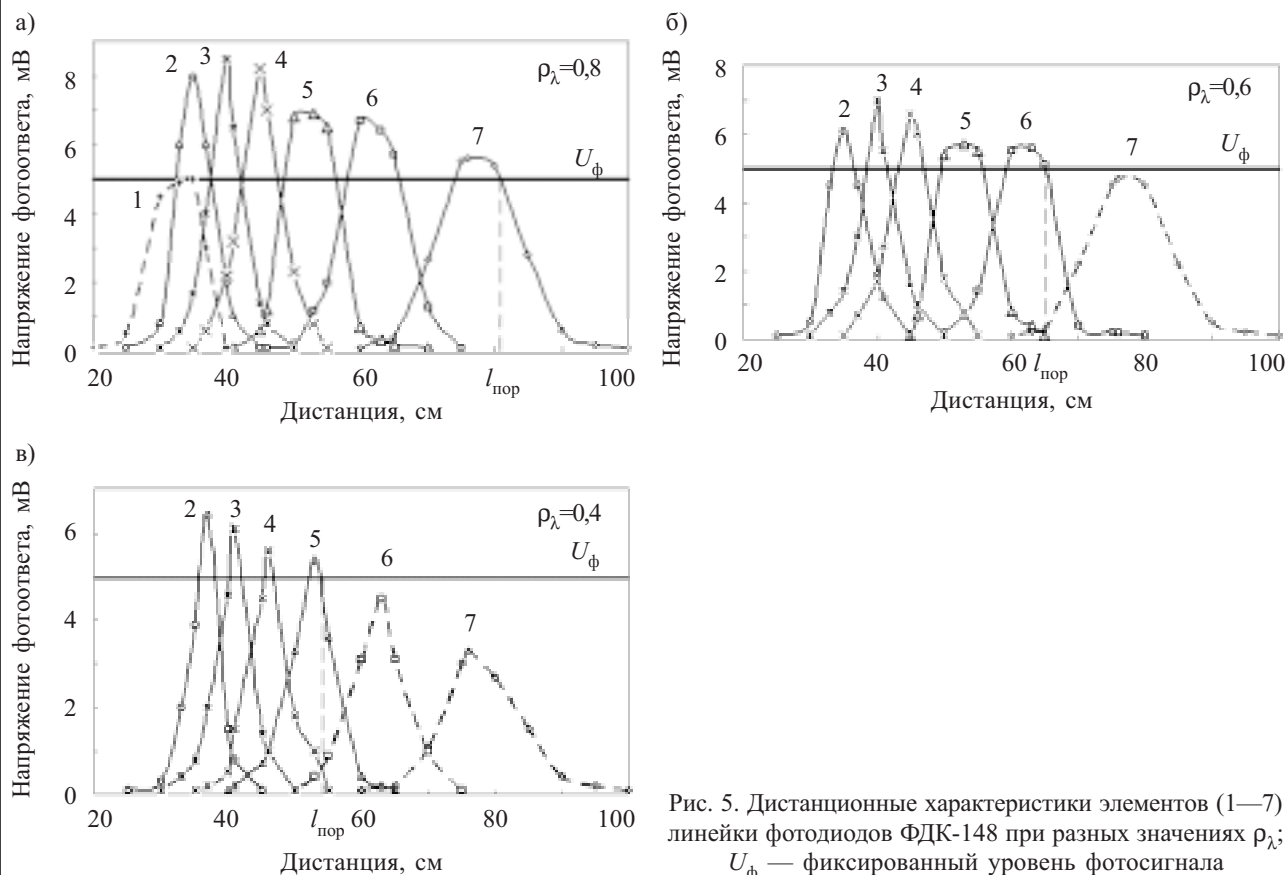


Рис. 5. Дистанционные характеристики элементов (1—7) линейки фотодиодов ФДК-148 при разных значениях  $\rho_{\lambda}$ ;  $U_{\text{ф}}$  — фиксированный уровень фотосигнала

дистанционные характеристики (ДХ) элементов цифрового фотометра.

Исходя из расчетной длины траектории смещения изображения  $\Delta a_n$ , составляющей 6,84 мм (рис. 3), находим, что в данную траекторию вписываются шесть из одиннадцати элементов фотодиодной линейки, ширина которых с просветами достигает 6,75 мм. Элементы фотодиодной линейки с 8-го по 11-й являются нерабочими, поскольку расположены за пределами траектории перемещения светового пятна в фокальной плоскости фотоприемника. Это подтверждается рис. 5, а, на котором показаны дистанционные характеристики элементов с 1-го по 7-й линейки фотодиодов ФДК-148.

Каждому элементу соответствует пилообразный импульс, максимальная амплитуда и дистанционная привязка которого описываются соотношением (1). Отклонения от прямоугольной формы импульса возникают в результате перемещения кругового изображения по поверхности щелевого типа. Очевидно, что при малых значениях напряжения фотоответа соседние импульсы частично перекрываются. Разделение импульсов имеет место при некотором значении  $U_{\phi}$ , определяющем нижнюю границу области их анализа. В данном случае  $U_{\phi}=5$  мВ.

Как видно из рис. 5, а, в 1-ом элементе (пунктирная кривая) максимум фотоответа фотодиода, расположенный на расстоянии примерно 34 см от отражающего экрана, не достигает уровня  $U_{\phi}$ . Это объясняется близостью мертвой зоны шириной 25 см, в которой сигнал фотоответа уменьшается пропорционально уменьшению площади пересечения полей зрения излучателя и фотоприемника. Таким образом, 1-й элемент выходит за пределы рабочего диапазона дальности (100—34,4 мм), в котором имеет место полное перекрытие отраженного пучка апертурой приемного объектива.

Из этого следует, что при сближении приемоизлучательного блока с поверхностью, имеющей  $\rho_{\lambda} \approx 0,8$ , фиксированный уровень сигнала  $U_{\phi}=5$  мВ возникает сначала в 7-ом элементе фотоприемника на дистанции  $l_{\text{пор}} \approx 83$  см, а затем, с уменьшением дистанции, в элементах с 6-го по 2-й. В итоге формируется пакет из шести импульсов. Для поверхности с  $\rho_{\lambda} \approx 0,6$  (рис. 5, б) первый импульс возникает в 6-ом элементе на  $l_{\text{пор}}=66$  см и полный пакет состоит только из пяти импульсов. Аналогично формируется пакет из четырех импульсов (рис. 5, в) для поверхности с  $\rho_{\lambda} \approx 0,4$ , у которой первый импульс зафиксирован в 5-ом элементе на  $l_{\text{пор}}=55$  см.

Отсутствие корреляции между данными таблицы и рис. 5 предположительно связано с искажением формы импульсов и вынужденным повышением уровня  $U_{\phi}$ , сдвигающим  $l_{\text{пор}}$  в сторону уменьшения дальности.

Точность измерения цифровым методом определяется абсолютной погрешностью дискретности  $\Delta_d$ ,

не выходящей за пределы  $\pm 0,5q$  [5]. При этом относительная погрешность измерений описывается выражением

$$\Delta_n = \frac{\Delta_d \Delta p}{\Delta a_n} 100\%, \quad (5)$$

где  $\Delta p$  — диапазон коэффициента отражения, соответствующий длине траектории смещения, подвергавшейся дискретизации.

Поскольку в соответствии со структурой линейки фотодиодов величина  $q$  составляет 1,15 мм, то  $\Delta_d = \pm 0,575$  мм. По условиям эксперимента  $\Delta a_n = 6,84$  мм и  $\Delta p = 0,75$ , откуда  $\Delta_n = 6,3\%$ . В соответствии с уравнением (5), точность измерений коэффициента отражения может быть увеличена до десятых долей процента в результате уменьшения  $q$  на порядок. Известно [11], что в современных многоэлементных фотодиодных устройствах размеры чувствительных элементов достигают микрометров, что подтверждает техническую возможность достижения данного уровня точности измерений.

Таким образом, путем подсчета числа импульсов фотоответа на выходе многоэлементного фотоприемника приемоизлучательного блока, сближающегося с исследуемой поверхностью, реализуется цифровое представление спектрального коэффициента отражения этой поверхности, предпочтительное для точных измерений.

Предлагаемый метод пригоден для создания как измерителей коэффициента отражения различных поверхностей, так и обнаружителей объектов с определенными отражательными свойствами.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Лазерные измерительные системы / Под ред. Д. П. Лукьянова. — М.: Радио и связь, 1981.
2. Пришивалко А. П. Отражение света от поглощающих сред. — Минск: Изд-во АН БССР, 1963.
3. Мусьяков М. П., Миценко И. Д. Оптико-электронные системы ближней дальнометрии. — М.: Радио и связь, 1991.
4. Зеленков И. А. Фотометрия. — К.: НАУ, 2003.
5. Кончаловский В. Ю. Цифровые измерительные устройства. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
6. Выскуб В. Г., Розов Б. С., Савельев В. И. Прецизионные цифровые системы автоматического управления. — М.: Машиностроение, 1984.
7. Тарасов В. В., Якушников Ю. Г. Инфракрасные системы смотрящего типа. — М.: Феникс, 2004.
8. Шмидт Д., Шварц В. Оптоэлектронные сенсорные системы. — М.: Мир, 1991.
9. Иванченко И. А., Сантоний В. И., Будиянская Л. М. Оптико-электронный дистанционный сенсор с растровой решеткой // Тр. научн.-практ. конф. «СИЭТ-2004». — Украина, Одесса. — 2004. — С. 139.
10. Левин Л. С., Плоткин М. А. Цифровые системы передачи информации. — М.: Радио и связь, 1982.
11. Техническое зрение роботов / Под общ. ред. Ю. Г. Якушеникова. — М.: Машиностроение, 1990.

К. ф.-м. н. А. С. ГАРКАВЕНКО

Германия, г. Штутгарт, Международный научно-производственный  
центр энергосберегающих технологий  
E-mail: garks@arcor.de

Дата поступления в редакцию  
17.02.2010 г.

Оппонент д. т. н. В. А. МОКРИЦКИЙ  
(ОНПУ, г. Одесса)

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ДОКАЗАТЕЛЬСТВО ЭКСИТОННО-ПЛАЗМЕННОГО ФАЗОВОГО ПЕРЕХОДА МОТТА

*Представлены результаты экспериментального исследования предсказанного ранее теоретически экситонно-плазменного фазового перехода Мотта. Получено убедительное доказательство его реального существования.*

Известно, что инжектирование неравновесных носителей заряда изменяет форму линий в экситонном спектре полупроводниковых кристаллов [1]. Соответствующее изменение оптических констант полупроводника в экситонной области спектра под действием оптической или электронной накачки может быть использовано для внешней модуляции проходящего (отраженного) через кристалл света [2, 3]. Английский физик Невилл Мотт теоретически показал, что при высоких уровнях возбуждения существует такая критическая концентрация неравновесных носителей заряда, при которой экситонное состояние вообще не может существовать, т. к. инжектированные в кристалл носители за счет статического и динамического плазменного экранирования изменяют кулоновский потенциал взаимодействия связанных в экситоны электронов и дырок [4, 5]. При этом энергия связи экситонов уменьшается, а радиус связанного состояния увеличивается. В конечном счете экситоны распадаются на свободные электроны и дырки. Это явление перехода от экситонного газа к плазме электронов и дырок получило в литературе название *экситонно-плазменного фазового перехода Мотта*. Согласно [4, 6] критерием Мотта служит неравенство

$$r/a_{ex} \leq 2,5,$$

где  $r$  — расстояние между частицами,  $r = (3/4\pi N_{кр})^{1/3}$ ;

$a_{ex}$  — радиус экситона;

$N_{кр}$  — критическая концентрация носителей. В кристаллах CdS значение  $N_{кр} \approx 3 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$  [7].

В некоторых работах вводится диапазон значений этого критерия 2,5—3,7, что дает диапазон  $N_{кр}$  от  $3 \cdot 10^{17}$  до  $2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$  [6, 7]. Однако прямого экспериментального доказательства этого эффекта не было. Эффект уширения экситонных линий в спектре люминесценции кристаллов CdS при оптической накачке исследовался в [1, 2]. Факт исчезновения экситонных уровней наблюдался экспериментально в кристаллах CdS для уровней с показателем преломле-

ния  $n > 1$  [1] и с  $n = 1$  [2], но он не может быть связан с переходом Мотта, поскольку при этом скачкообразного исчезновения экситонных уровней не наблюдалось. В данной работе приведены экспериментальные результаты, подтверждающие существование фазового перехода Мотта.

Достигнутый в настоящее время уровень технологии позволяет выращивать чистые оптически однородные монокристаллы CdS с экситонными механизмами излучательных переходов. При оптическом и электронном возбуждении при температуре 77 К в спектре таких кристаллов преобладают линии излучения свободных экситонов. Такие образцы интенсивно излучают, поскольку внутренний квантовый выход спонтанного излучения близок к 1, а время жизни, пропорциональное ему, мало ( $\tau \approx 10^{-9} \text{—} 10^{-10} \text{ с}$ ). Это обеспечивает высокую прозрачность кристалла и скорость модуляции излучения. Для проведения исследований использовались радиационно-модифицированные кристаллы CdS [8]. С помощью методики, описанной в [3, 9], отбирались наиболее чистые и оптически однородные образцы, в которых мало рассеяние спонтанного и когерентного излучения на оптических неоднородностях (флуктуации показателя преломления  $\Delta n_0 \approx 10^{-5} \text{—} 10^{-6}$ , где  $n_0$  — показатель преломления невозбужденного кристалла).

Для отбора кристаллов CdS с интенсивной люминесценцией А-экситона использовался стандартный метод синхронного детектирования. Исследовались монокристаллические пленки нелегированного CdS, выращенные из газовой фазы методом сублимации, с концентрацией нейтральных доноров и акцепторов  $N \leq 10^{13} \text{—} 10^{14} \text{ см}^{-3}$ , представляющие собой пластинчатые образцы с естественными зеркальными гранями размерами  $1 \times 1 \text{ см}$  и толщиной 3—4 мкм. Толщина пленок CdS предварительно измерялась с помощью интерференционного микроскопа МИИ-16. Спектры фотolumинесценции (ФЛ) исследуемых кристаллов при  $T = 80 \text{ К}$  состояли из линии свободного А-экситона с максимумом интенсивности  $\hbar\omega_{\max} = 2,544 \text{ эВ}$  (при  $\lambda = 487,3 \text{ нм}$ ) и двух хорошо выраженных фоновых повторений — первого А-ЛО  $\hbar\omega_{\max} = 2,481 \text{ эВ}$  (при  $\lambda = 495,0 \text{ нм}$ ) и второго А-2ЛО  $\hbar\omega_{\max} = 2,472 \text{ эВ}$  (при  $\lambda = 501,5 \text{ нм}$ ), с характерной формой полосы излучения (рис. 1). Параметры образцов, а также измеренное на этих образцах CdS время жизни А-экситона приведено в таблице. Соответствующий метод измерения описан в [3, 9].

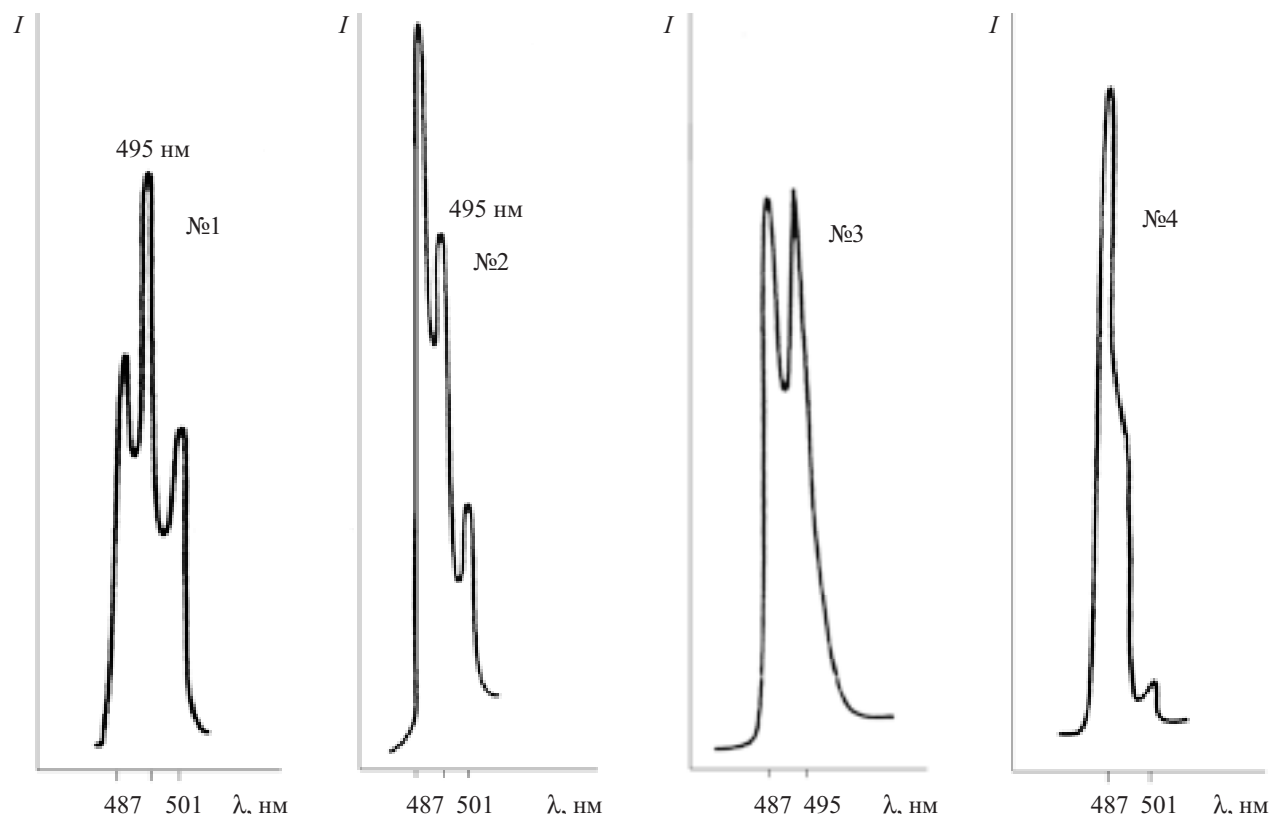


Рис. 1. Спектры экситонной ФЛ чистых оптически однородных образцов №1—4 монокристаллов CdS при 80 К (параметры образцов — в таблице)

*Параметры и спектры ФЛ радиационно-модифицированных оптически однородных образцов CdS при T=80 К*

№ образца CdS	Концентрация носителей $N$ , см <sup>-3</sup>	Время жизни А-экситона $\tau_{ex}$ , с	Флуктуации показателя преломления кристалла $\Delta n$	Спектры ФЛ	
				$\lambda$ , нм	$I/I_{осн}$
1	$1,5 \cdot 10^{13}$	$3 \cdot 10^{-9}$	$10^{-6}$	487 495 501	0,5 0,8 0,3
2	$3,1 \cdot 10^{14}$	$5 \cdot 10^{-9}$	$10^{-5}$	487 495 501	1,0 0,7 0,3
3	$3,3 \cdot 10^{14}$	$5,2 \cdot 10^{-9}$	$10^{-5}$	487 495	0,5 0,6
4	$1,2 \cdot 10^{13}$	$2 \cdot 10^{-9}$	$10^{-6}$	487 501	1,0 0,1
5	$2,5 \cdot 10^{14}$	$4,5 \cdot 10^{-9}$	$10^{-5}$	487 495 501	1,0 0,6 0,2

Для экспериментального доказательства экситонно-плазменного фазового перехода Мотта были исследованы зависимости времени жизни  $\tau$  и спектров спонтанного излучения, возникающего при высоких уровнях возбуждения кристалла CdS электронным пучком, от концентрации неравновесных носителей  $\Delta N$  [10]. Известно, что  $\Delta N$  определяется формулой [11]

$$\Delta N = \frac{\tau j}{3eE_g} \left( -\frac{dE}{dx} \right),$$

где  $e$  — заряд электрона;  
 $E_g$  — ширина запрещенной зоны;  
 $j$  — плотность тока накачки;  
 $(-dE/dx)$  — распределение ионизационных потерь энергии по глубине проникновения  $x$  электронов в кристалл.

Обычно значение  $\Delta N$  рассчитывают, аппроксимируя распределение  $(-dE/dx)$  функцией вида

$$A(E_0) \exp[-(x-a)^2/b^2],$$

где  $a$  и  $b$  — некоторые постоянные [11]. Автор использовал экспериментальный метод количественно-

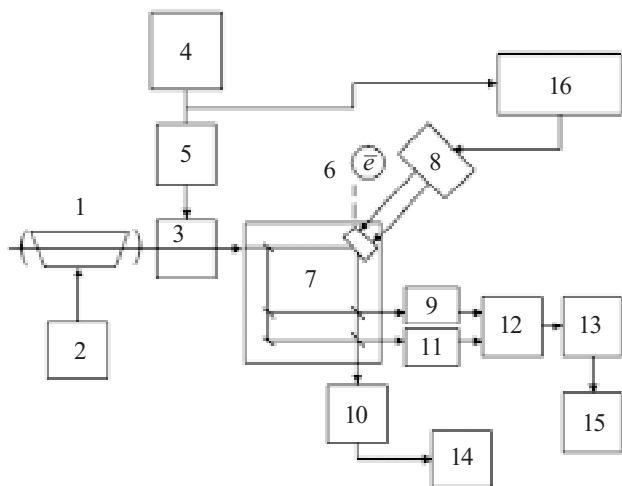


Рис. 2. Структурная схема установки:

1 — лазер на  $\text{CO}_2$  ( $\lambda=10,6$  мкм); 2 — блок питания лазера; 3 — электронно-оптический модулятор; 4 — задающий генератор; 5 — генератор коротких импульсов; 6 — исследуемый образец; 7 — многолучевой интерферометр; 8 — электронно-оптическая система; 9, 10, 11 — фотоприемные устройства; 12 — масштабнo-временной преобразователь; 13 — импульсный фазометр; 14, 15 — компьютеры; 16 — генератор высоковольтных импульсов

го определения  $\Delta N$  и  $\tau$ , в основе которого лежат методы импульсной лазерной фазометрии [3, 9, 12]. На **рис. 2** представлена структурная схема экспериментальной установки [10]. Исследуемый образец 6 находится на хладопроводе криостата при температуре 80 К. Электронно-оптическая система 8 генерирует быстрые электроны  $\bar{e}$  с энергией  $E_0=100\text{—}200$  кэВ, от которой зависит глубина проникновения  $x$ , и плотностью тока  $j=20\text{—}300$  А/см<sup>2</sup> для возбуждения полупроводникового кристалла. Длительность импульса накачки составляла порядка  $10^{-10}$  с, а частота повторения импульсов  $\Omega \approx 60$  МГц. Остальная часть установки представляет собой оптический импульсный цифровой фазометр [12]. В результате взаимодействия зондирующего излучения  $\text{CO}_2$ -лазера 1 с частотой  $\omega$ , ослабляемого набором калиброванных светофильтров, с неравновесными носителями заряда, созданными при возбуждении полупроводникового кристалла 6 электронным пучком ( $\bar{e}$ ), происходит сдвиг фазы излучения  $\Delta\phi$ , связанный с изменением показателя преломления кристалла  $\Delta n$ :

$$\Delta\phi = \frac{\omega x}{c} \Delta n.$$

В свою очередь,

$$\Delta n = \frac{2\pi e^2 \Delta N}{n_0 m^* \omega^2},$$

где  $n_0$  — показатель преломления невозбужденного кристалла;  $m^*$  — эффективная масса электрона в кристалле.

В процессе эксперимента  $\Delta n$  изменялось от 0,013 до 1,1, а  $\Delta N$  соответственно от  $1,2 \cdot 10^{17}$  до  $1 \cdot 10^{19}$  см<sup>-3</sup>.

Измерение  $\tau$  в этой же установке сводилось к определению времени задержки отраженного от поверхности образца ИК лазерного излучения по отно-

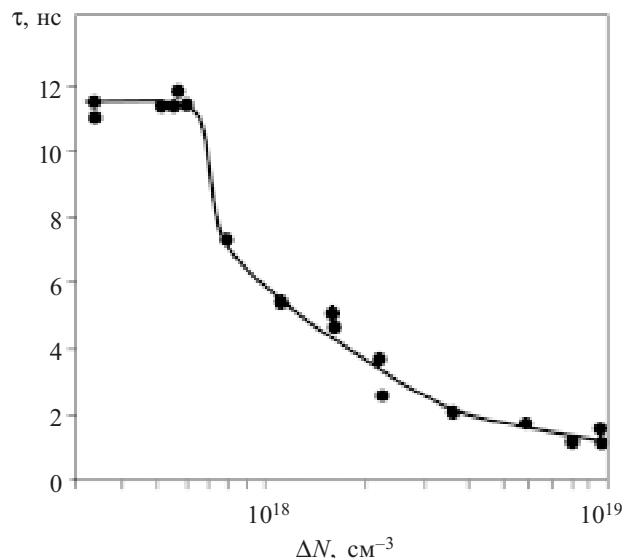


Рис. 3. Зависимость времени жизни экситона  $\tau$  от концентрации неравновесных носителей  $\Delta N$  в особо чистых оптически однородных монокристаллах CdS

шению к возбуждающему электронному импульсу, т. е., по сути, к измерению фазового сдвига  $\Delta\phi$ , и определялось формулой [3, 9]

$$\tau = (1/\Omega) \operatorname{tg} \Delta\phi.$$

Измеренные значения  $\tau$  находились в диапазоне  $(11,5\text{—}1,2) \cdot 10^{-9}$  с.

Результаты измерений представлены на **рис. 3**, где показана зависимость времени жизни экситона  $\tau$  от концентрации неравновесных носителей  $\Delta N$  (уровня накачки в диапазоне  $10^{17}\text{—}10^{19}$  см<sup>-3</sup>) в кристаллах CdS. В области низкого уровня накачки значение  $\tau$  остается практически постоянным ( $\tau=11\text{—}12$  нс) вплоть до значения  $\Delta N=7 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup>, что характеризует процесс излучательной аннигиляции свободных экситонов. При достижении значения концентрации неравновесных носителей  $\Delta N=7 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup> происходит резкий скачок, что характерно для фазового перехода, и  $\tau$  уменьшается практически в 1,5 раза, а затем, начиная со значения концентрации  $8 \cdot 10^{17}$  и до  $1 \cdot 10^{19}$  см<sup>-3</sup> монотонно падает с ростом  $\Delta N$ .

Параллельно проводились измерения спектров спонтанного излучения в зависимости от уровня возбуждения ( $\Delta N$ ). Видимое излучение возбужденного образца с помощью телескопической системы (не показанной на рис. 2) направлялось на вход спектрально-вычислительного комплекса КСВУ-4. На **рис. 4** представлены измеренные спектры. Здесь видно, что при уровне возбуждения  $\Delta N$  до  $7 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup> спектр представляет собой обычное излучение А-экситона голубого цвета с двумя фоновыми повторениями, а при  $\Delta N=8 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup> и более спектр сдвигается в зеленую область и имеет вид спонтанного излучения, характерного для переходов «зона—зона», что полностью коррелирует с результатами измерений времени жизни (рис. 3). Из рис. 3 и 4 видно, что излучение кристаллов CdS при высоких уровнях возбуждения при  $\Delta N > N_{\text{кр}}$  (начиная с  $\Delta N=8 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup>) воз-

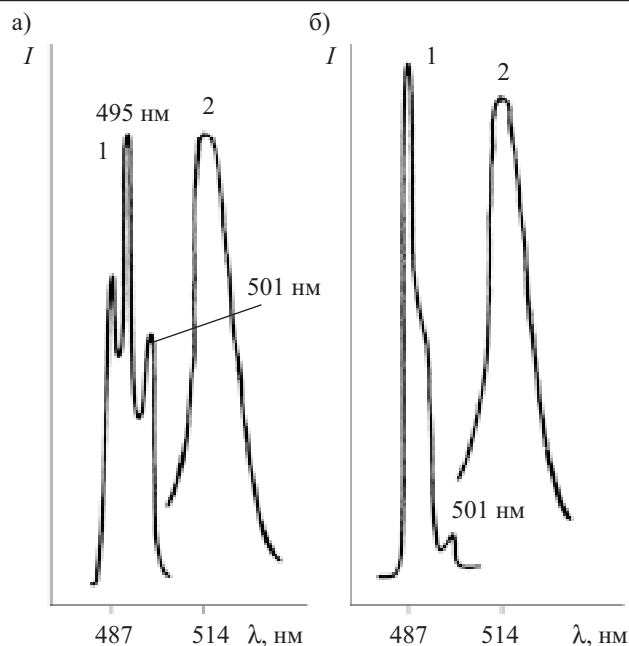


Рис. 4. Спектры экситонной катодолуминесценции (1) и рекомбинационного излучения электронно-дырочной плазмы (2) чистых оптически однородных образцов №1 (а) и 4 (б) монокристаллов CdS при высоких уровнях возбуждения:

1 — экситонное излучение (при  $\Delta N = 6 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ ; 2 — излучение за счет переходов «зона—зона» при  $\Delta N = 8 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$

никает в результате рекомбинации электронно-дырочной плазмы высокой плотности, образовавшейся после распада экситонов, и соответствует переходам «зона—зона». Таким образом, эти экспериментальные данные свидетельствуют о наличии экситонно-плазменного фазового перехода Мотта.

Следует отметить, что до нашего исследования ни в одной из известных автору экспериментальных работ фазовый переход Мотта как резкий скачок, характеризующий переход от экситонного газа к электронно-дырочной плазме, зафиксирован не был.

\*\*\*

Таким образом, предложенная методика измерения сдвига фазы  $\Delta\varphi(t)$  импульсного излучения, возбуждающего полупроводниковый кристалл, позволяет определять изменение показателя преломления  $\Delta n$ , а следовательно, и абсолютное значение нерав-

новесной концентрации носителей заряда  $\Delta N$  и времени жизни экситона  $\tau$  (при известном уровне возбуждения  $E_0, j$ ). Впервые было получено прямое экспериментальное доказательство теоретически предсказанного фазового перехода Мотта.

Значение критической концентрации неравновесных носителей заряда составило  $N_{\text{кр}} = 7 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ , и это хорошо согласуется с теоретическими оценками [4].

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Лысенко В. Г., Ревенко В. И. Спектр экситона в газе неравновесных носителей высокой плотности в кристаллах CdS // Физика твердого тела. — 1978. — Т. 20, № 7. — С. 2144—2147.
2. Великович А. Л., Гаркавенко А. С., Голубев Г. П. и др. Модуляция излучения аргонного лазера за счет уширения экситонного уровня в кристалле CdS // Квантовая электроника. — 1985. — Т. 12, № 2. — С. 419—422.
3. Гаркавенко А. С., Зубарев В. В., Ленков С. В. и др. Новые лазерные методы, средства и технологии. — Одесса: Астропринт, 2002.
4. Mott N. F. Metal-insulator transitions // Contemp. Phys. — 1973. — N 14. — P. 401—413.
5. Гаркавенко А. С. Метод модуляции лазерного излучения / В кн.: Физические методы и средства контроля сред, материалов и изделий. — Киев—Львов, 1999.
6. Бродин С., Воловик Н. В., Резниченко В. Я., Страшикова М. И. Особенности рекомбинационного излучения смешанных кристаллов  $\text{CdS}_{1-x}\text{Se}_x$  при высоких уровнях возбуждения // Физика твердого тела. — 1981. — Т. 23, вып. 5. — С. 1318—1323.
7. Стерлигов В. А., Колбасов Г. Я., Борцов В. Б. и др. Исследование оптических свойств активной поверхности CdS методом неравновесной спектроскопии отражения // Физика и техника полупроводников. — 1979. — Т. 13. — С. 1206—1208.
8. Ленков С. В., Мокрицкий В. А., Гаркавенко А. С. и др. Радиационное управление свойствами материалов и изделий опто-и микроэлектроники. — Одесса: Друк, 2003.
9. Видолоб В. В., Гаркавенко А. С., Ленков С. В., Мокрицкий В. А. Лазеры в метрологии полупроводников. — Одесса: Атлант, 2006.
10. Гаркавенко А. С., Календин В. В. Метод исследования неравновесных процессов в полупроводниковых лазерах с электронным возбуждением / В кн.: Физические методы и средства контроля материалов и изделий. — Киев—Львов. — 1997. — С. 57—60.
11. Богданкевич О. В., Дарзек С. А., Елисеев П. Г. Полупроводниковые лазеры. — М.: Наука, 1976.
12. Гаркавенко А. С., Календин В. В., Педоренко А. В. Оптические цифровые импульсные фазометры / Тр. ВНИИФТРИ «Фазовые и поляризационные измерения лазерного излучения и их метрологическое обеспечение». — М. — 1981. — С. 41—44.

#### НОВЫЕ КНИГИ

**Тимошенко С. П., Калугин В. В., Анчутин С. А., Морозова Е. С. Микроэлектромеханические системы. — М.: МИЭТ, 2009. — 52 с.**

Раскрыты общие вопросы микросистемной техники. Рассмотрены виды микроэлектромеханических систем, принцип их работы, особенности основных технологических процессов изготовления, материалы, а также области применения. Для студентов старших курсов технических вузов и специалистов, интересующихся проблемами микроэлектромеханических систем.



Д. т. н. П. Е. БАРАНОВ, А. Н. ШЕЙК-СЕЙКИН

Украина, Одесский национальный политехнический университет  
E-mail: ans@irt.opu.uaДата поступления в редакцию  
22.02.2010 г.Оппонент к. т. н. А. И. ЦОПА  
(ХНУРЭ, г. Харьков)МНОГОКАНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА  
ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ  
С РАНЖИРОВАННОЙ АРХИТЕКТУРОЙ*Разработана архитектура многоканальных устройств цифровой обработки сигналов, позволяющая существенно сократить затраты аппаратного ресурса на их реализацию.*

Результаты синтеза алгоритмов многоканального (МК) обнаружения сигналов на фоне комплекса разнородных помех показывают, что система обработки должна быть адаптивной, изменяющей свои параметры адекватно помеховой обстановке.

Так, например, обнаружение сигналов на фоне некоррелированных помех при ограничениях, накладываемых на результирующую энергию излучения и на время обзора контролируемой зоны, требует перераспределения энергетического ресурса между каналами, а следовательно, и перераспределения между ними коэффициентов сжатия парциальных сигналов и числа посылок этих сигналов [1, 2].

Обнаружение сигналов на фоне коррелированных помех, использующее адаптивные алгоритмы компенсации помех, также требует использования разного числа импульсов (посылок) в каждом из каналов [3, 4].

Отсюда следует, что МК-система цифровой обработки сигналов (ЦОС) на фоне комплекса разнородных помех при традиционном построении, рассчитанном на максимальные значения коэффициента сжатия сигнала и числа обрабатываемых импульсов в каждом канале, будет иметь существенный избыток аппаратного ресурса (АР).

Известен ряд прикладных высокопроизводительных вычислительных систем (ВС), обеспечивающих многоканальную ЦОС в реальном времени, имеющих перестраиваемую архитектуру распределенного [5] и кластерного [6] типов. Системы являются универсальными, т. е. могут быть запрограммированы на решение широкого круга прикладных задач, а следовательно, по определению, обладают избыточностью АР. Кроме того, для таких систем не определен выбор суммарного АР применительно к данной задаче.

Целью настоящей статьи является разработка архитектуры (способа организации) МК-систем ЦОС, позволяющей перераспределять АР между каналами системы в соответствии с помеховой ситуацией и имеющей минимальную его избыточность.

Основные компоненты АР — это вычислительный ресурс (ВР)  $Q_B$ , обеспечивающий реализацию алго-

ритмов обработки; коммутационный ресурс (КР)  $Q_K$ , обеспечивающий реконфигурацию системы, и управляющий ресурс (УР)  $Q_Y$ , осуществляющий управление системой.

Поскольку основной вес имеет ВР, при синтезе структуры системы будем в первую очередь учитывать затраты на его реализацию, а при комплексной оценке результатов синтеза — еще и затраты на КР, также оказывающий заметное влияние на общий ресурс системы. В этом случае выражение для суммарных затрат имеет вид

$$Q_0 = Q_B + \gamma Q_K, \quad (1)$$

где  $\gamma$  — коэффициент, учитывающий относительную сложность реализации в ВС коммутационных (КЭ) и вычислительных (ВЭ) элементов.

При необходимости учета УР (в рамках комплексного подхода к проектированию [7]), выражение (1) преобразуется к виду

$$Q_0 = Q_B + \gamma_1 Q_K + \gamma_2 Q_Y, \quad (2)$$

где  $\gamma_1, \gamma_2$  — коэффициенты относительной сложности реализации КЭ и элементов управления, соответственно.

В зависимости от того, какие используются алгоритмы внутриимпульсной и междупериодной обработки, обеспечивающие МК-обнаружение сигналов, может наблюдаться различная степень зависимости между параметрами  $P$ , реализуемых алгоритмов (коэффициент сжатия сигнала, число обрабатываемых импульсов и т. д.) и ВР, необходимым для реализации этих алгоритмов (зависимость «параметр—ресурс»).

Например, МК-фильтр прямой формы, реализованный на базе КИХ-фильтра прямой формы, характеризуется линейной зависимостью «параметр—ресурс», МК-формирователь решающей статистики, осуществляющий прямое обращение корреляционной матрицы входного процесса, — кубической зависимостью, а реализованный на базе ортогонализатора Грамма—Шмидта — квадратичной.

Таким образом, необходимо синтезировать МК-систему ЦОС, характеризующуюся неким суммарным параметром  $P_0 = \text{const}$  и имеющую в общем случае нелинейный характер зависимости «параметр—ресурс». Тогда задание на ее разработку выглядит следующим образом.

Пусть задана совокупность реализуемых алгоритмов  $\{F_{ij}\}$ ,  $i \in \overline{1, L}$ ;  $j \in \overline{1, J}$ , где  $L$  — число каналов;  $J$  —

число типов алгоритмов, реализуемых ВС в каждом канале. Данная совокупность характеризуется некоторым конечным числом состояний  $M$ , соответствующим диапазону изменения условий работы. Необходимо разработать архитектуру устройства, обеспечивающего реализацию алгоритмов  $\{F_{ij}\}$ ,  $i \in \overline{1, L}$ ;  $j \in \overline{1, J}$  для всего набора состояний  $M$  при минимальных аппаратных затратах  $Q_0$ .

В силу возможности декомпозиции указанных выше алгоритмов [8], полагаем  $J=1$ .

### Синтез архитектуры МК-системы

Пусть параметры  $P_i$  совокупности алгоритмов  $\{F\}$  удовлетворяют условию

$$\sum_{i=1}^L P_i \leq P_0. \quad (3)$$

Рассмотрим  $L$ -канальную систему с общим ВР  $Q_0$  (для упрощения  $Q_K$  не учитываем), достаточным для реализации на нем алгоритмов  $\{F\}$ , удовлетворяющую условию (3) при любом (самом неблагоприятном) соотношении  $P_i$ . Разобьем ресурс  $Q_0$  на  $L$  ранжированных парциальных ресурсов  $Q_i$  так, чтобы выполнялось условие

$$Q_1 \leq Q_2 \leq \dots \leq Q_L, \quad (4)$$

и закрепим эти ресурсы за соответствующими каналами.

Если теперь проранжировать парциальные алгоритмы  $F_i$  по величине  $P_i$

$$P_1 \leq P_2 \leq \dots \leq P_L \quad (5)$$

и затем реализовать их на ресурсах  $Q_i$  соответствующих рангов, то на ресурсе  $Q_0$  будет обеспечена реализация многоканального алгоритма в целом при любом соотношении  $P_i$ , удовлетворяющем условию (3).

Существенным элементом приведенного алгоритма является определение парциальных ресурсов  $Q_i$ , обеспечивающих реализацию алгоритма при минимальном общем ресурсе  $Q_0$ .

Из условий (3)–(5) максимальное значение  $P_i$  определяется по формуле

$$P_{i\max} = [P_0 - (i-1)P_{\min}] / (L-i+1), \quad i \in \overline{1, L}, \quad (6)$$

где  $P_{\min}$  — минимальное значение  $P_i$  в канале.

Отсюда ВР каждого из каналов при  $Q_i = f(P_i)$  равен

$$Q_i = f\{[P_0 - (i-1)P_{\min}] / (L-i+1)\}, \quad (7)$$

а ресурс системы в целом

$$Q_0 = \sum_{i=1}^L f\{[P_0 - (i-1)P_{\min}] / (L-i+1)\}. \quad (8)$$

Значения  $Q_0$  для характерных зависимостей «параметр—ресурс» при  $P_{\min}=0$  определяются выражениями:

для линейной

$$Q_{01} \leq P_0 \sum_{x=1}^L (1/x) = P_0 [c + \psi(L+1)]; \quad (9)$$

для квадратичной

$$Q_{02} \leq P_0^2 \sum_{x=1}^L (1/x)^2 = P_0^2 [\pi/6 + \psi'(L+1)]; \quad (10)$$

где  $c$  — постоянная Эйлера;

$\psi(\cdot)$  — пси-функция [9, с. 599].

Знак « $\leq$ » показывает, что полученные оценки являются предельными, т. к.  $P_0$  не делится без остатка на любое число каналов и, строго говоря, под знаком суммы должны стоять целые части от деления  $P_0$  на  $x$ .

Конкретизация результирующей структуры ВС осуществляется с использованием аппарата теории графов путем представления реализуемого алгоритма в виде графа информационных связей (ГИС). При этом выполняемые операции отображаются в виде вершин ГИС, а связи между ними — в виде дуг или ребер [10, 11].

В общем случае, отображение структуры ВС осуществляется графом  $G_0$ , представляющим собой не-

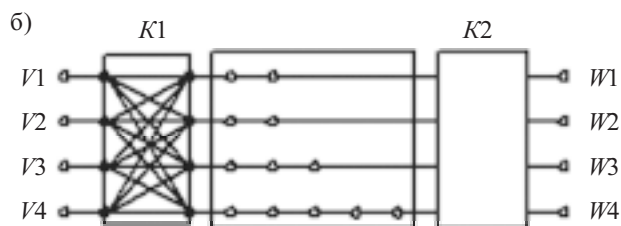
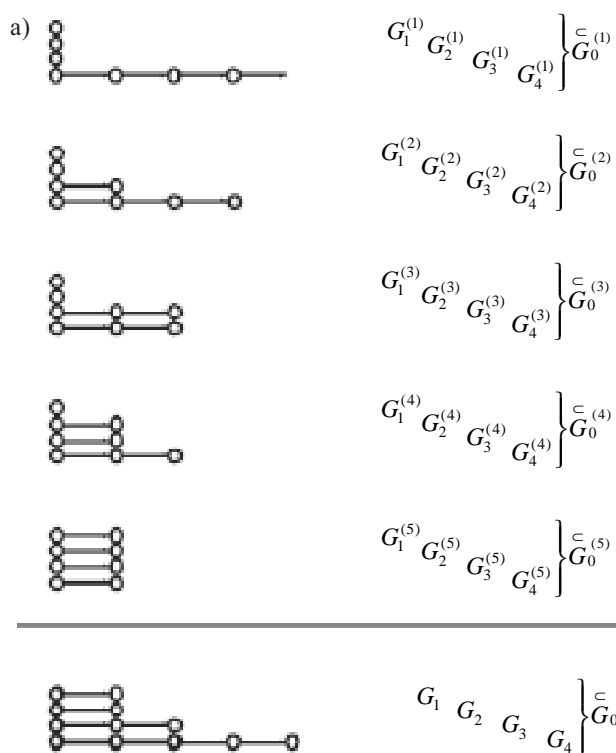


Рис. 1. Иллюстрация синтеза ранжированной архитектуры МК-системы:

а — формирование результирующего графа; б — структура системы с входным ( $K1$ ) и выходным ( $K2$ ) коммутаторами каналов

пересекающееся объединение ранжированных подграфов  $\bar{G}_i$ , каждый из которых получается путем сложения по «ИЛИ» всех  $M$  вариантов подграфа данного ранга, то есть

$$G_0 = \bigcup_{i=1}^L \bar{G}_i, \quad \bar{G}_i = \sum_{m=1}^M G_i^{(m)}, \quad (11)$$

где  $G_i^{(m)}$  —  $m$ -й вариант подграфа  $i$ -го ранга (канала);  
 $M$  — число вариантов состояния вектора  $\{P\}$ .

Для обеспечения физической реализуемости синтезируемой системы [12, 13] на графе  $G_0$  необходимо отобразить источники и приемники входных и выходных данных, т. е.  $\bar{G}_i = \bar{G}_i(\{V\}, \{W\})$ . В результате структура ВС дополнится системой коммутации, содержащей  $2L$  коммутаторов типа  $L/1$  ( $L$  входов/1 выход) и осуществляющей требуемое соединение каналов данных и каналов обработки. Синтезированная архитектура ВС получила название «ранжированной» и содержит  $L$  изолированных ветвей, каждая из которых отображает граф парциального алгоритма, рассчитанного на максимальное значение параметра  $P_i$  в данном канале.

Иллюстрация алгоритма синтеза ранжированной архитектуры (11) при линейной зависимости «параметр—ресурс»,  $P_0=8$ ,  $L=4$ ,  $P_{\min}=1$  приведена на **рис. 1**. Значения  $Q_i$ ,  $Q_0$ , полученные графически, соответствуют значениям, вычисленным согласно (7), (8) с учетом сделанного выше замечания о делении без остатка, т. е. в данном случае (при реализации одинаковых алгоритмов с различными числовыми параметрами) достаточно построить подграфы  $\bar{G}_i$  со значением ресурса, соответствующего (7), (8).

#### Сравнительный анализ эффективности архитектуры

Проведем сравнительный анализ синтезированной архитектуры и традиционной по величине затрат на ВР (без учета затрат на КР) для двух видов зависимости  $Q(P)$  — линейной и квадратичной.

При изменении  $P_i$  от нуля до  $P_{i\max}=P_0$  (для получения максимальных оценок) величина суммарного АР  $Q_0$  традиционной системы для указанных зависимостей определяется соответствующими выражениями

$$Q_0 = Q_B = LP_0, \quad (12)$$

$$Q_0 = Q_B = LP_0^2, \quad (13)$$

а для ранжированной архитектуры — выражениями (9) и (10).

В качестве критерия эффективности используется отношение затрат аппаратного ресурса в многоканальной системе к затратам в одноканальной при одинаковом значении  $P_0$ :

$$\delta = Q_0^{(L)} / Q_0^{(1)}.$$

Нетрудно увидеть, что для неперестраиваемой архитектуры  $\delta=L$  для любого вида зависимости  $Q(P)$ , а для ранжированной архитектуры  $\delta$  определяется с учетом (9), (10):

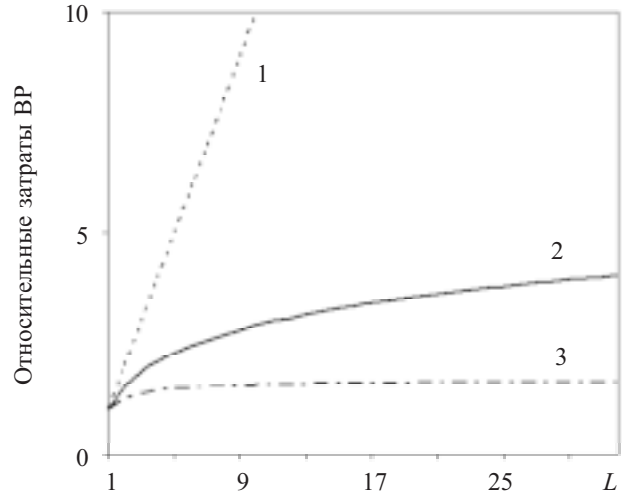


Рис. 2. Зависимость относительных затрат ВР от числа каналов для неперестраиваемой архитектуры (1) и для ранжированной при линейной (2) и квадратичной (3) зависимости  $Q(P)$

— для линейной зависимости

$$\delta = \sum_{x=1}^L (1/x) = c + \psi(L+1); \quad (14)$$

— для квадратичной зависимости

$$\delta = \sum_{x=1}^L (1/x)^2 = \pi/6 + \psi'(L+1). \quad (15)$$

Из **рис. 2** видно, что затраты ВР в системе с ранжированной архитектурой в разы ниже, чем в системе с неперестраиваемой архитектурой. Кроме того, с ростом степени нелинейности зависимости  $Q(P)$  наблюдается увеличение эффективности применения синтезированной архитектуры. Так, при числе каналов, равном 32, и линейной зависимости  $Q(P)$ , затраты ВР в 4 раза больше, чем в одноканальной ВС, тогда как при квадратичной зависимости  $Q(P)$  различие в затратах  $Q_B$  не превышает 70%.

Для уточнения оценок эффективности учтем затраты на систему коммутации.

Как указывалось выше, ранжированная архитектура содержит  $2L$  коммутаторов типа  $L/1$ . Если указанные коммутаторы привести к элементарным КЭ типа  $1/1$ , то суммарные затраты (1) на реализацию ВС с ранжированной архитектурой будут равны

$$Q_0 = Q_B + 2\gamma L^2, \quad (16)$$

где  $Q_B$  — определяется выражениями (9), (10).

В качестве критерия эффективности в данном случае будем использовать граничное значение  $\gamma$ , при котором неперестраиваемая и ранжированная архитектуры будут иметь одинаковые суммарные затраты.

Подставляя (9) и (10) в (16) и сравнивая их с (12), (13), получим граничные значения  $\gamma$  для, соответственно, линейной и квадратичной зависимостей  $Q(P)$ :

$$\gamma_{\text{лин}} = P_0(L - S_L)/(2L^2), \quad (17)$$

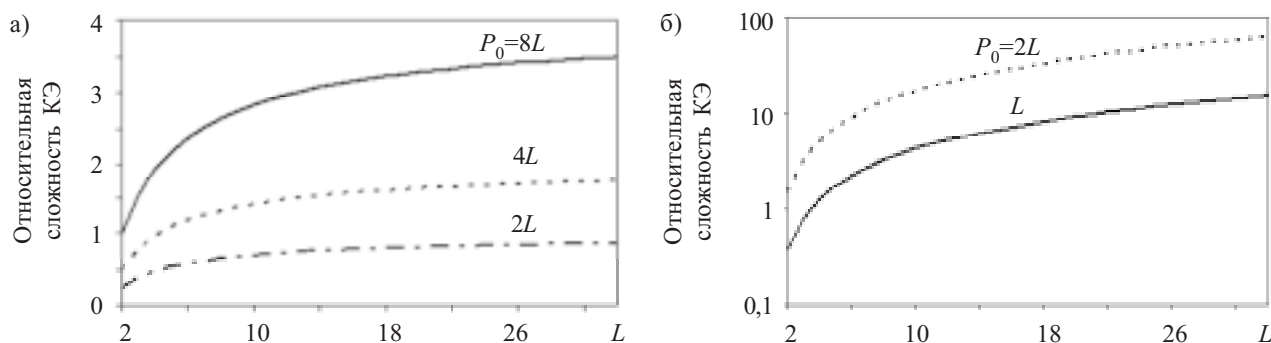


Рис. 3. Зависимость граничных значений  $\gamma$  от числа каналов  $L$  при линейной (а) и квадратичной (б) зависимостях  $Q(P)$  для различных значений  $P_0$

$$\gamma_{\text{кв}} = P_0^2 (L - T_L) / (2L^2), \quad (18)$$

где  $S_L = c + \psi(L+1)$ ;  
 $T_L = \pi/6 + \psi'(L+1)$ .

Результаты расчета  $\gamma$  согласно (17), (18) при различном соотношении  $P_0$  и  $L$  приведены для систем с линейной зависимостью  $Q(P)$  — на рис. 3, а, а для систем с квадратичной зависимостью — на рис. 3, б.

Из графиков видно, что даже в наихудшем случае (минимальное отношение  $P_0/L$  и минимальное число каналов) граничное значение  $\gamma$  не должно превышать 0,25, а для большинства практических ситуаций ( $L > 4$ ,  $P_0/L > 2$ ) сложность КЭ может даже превышать сложность элементарного ВЭ.

Учитывая, что на практике сложность КЭ как минимум на порядок уступает сложности ВЭ, можно сделать вывод о том, что разработанный алгоритм синтеза архитектуры МК-устройств обеспечивает существенное (в разы) сокращение аппаратных затрат ВС.

\*\*\*

Таким образом, предложенная ранжированная архитектура МК-систем цифровой обработки сигнала на фоне комплекса разнородных помех обеспечивает эффективное перераспределение аппаратного ресурса между каналами.

С ростом степени нелинейности зависимости «параметр—ресурс» эффективность применения указанной архитектуры растет, приближая суммарные затраты синтезируемой МК-системы к затратам одноканальной.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Баранов П. Е., Муранов А. С., Шейк-Сейкин А. Н. Оптимальное совместное управление временным и энергетическим ресурсами в задачах обнаружения сигналов многолучевыми системами // Радиотехника.— 1991.— № 9.— С. 65—67.

2. Баранов П. Е., Муранов А. С., Шейк-Сейкин А. Н. Совместное распределение числа и энергии импульсов при обнаружении сигналов в однолучевых многоканальных системах // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника.— 1991.— № 9.— С. 73—76.

3. Баранов П. Е. Адаптивный рекуррентный алгоритм компенсации помех с произвольными корреляционными матрицами // Там же.— 1990.— № 4.— С. 10—14.

4. Баранов П. Е. Адаптивный рекуррентный формирователь статистики отношения правдоподобия на базе решетчатых фильтров // Там же.— 1991.— № 7.— С. 49—53.

5. Дордопуло А. И., Каляев И. А., Левин И. И., Семерников Е. А. Семейство многопроцессорных вычислительных систем на основе ПЛИС // Матер. II МНК «Суперкомпьютерные системы и их применение». — Республика Беларусь, Минск.— 2008.— С. 44—49 [Электронный ресурс].— Режим доступа к ресурсу: <http://fpga.parallel.ru/papers/dordopulo4.pdf>

6. Севбо В., Орлов А., Лошаков А. Многопроцессорный вычислительный комплекс для задач «жесткого» реального времени // Современные технологии автоматизации.— 2007.— № 3.— С. 32—38 [Электронный ресурс].— Режим доступа к статье: <http://www.cta.ru/Issues/343833.htm>

7. Аллен Д. Ж. Архитектура вычислительных устройств для цифровой обработки сигналов // ТИИЭР.— 1985.— Т. 73, № 5.— С. 4—29.

8. Кузьмин С. З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации.— М.: Радио и связь, 1986.

9. Прудников Н. П., Брычков Ю. А., Маричев О. И. Интегралы и ряды.— М.: Наука, 1981.

10. Воеводин В. В. Математические модели и методы в параллельных процессах.— М.: Наука, 1986.

11. Оре О. Теория графов / Пер. с англ.— М.: Наука, 1980.

12. Каляев А. В. Многопроцессорные системы с программируемой архитектурой.— М.: Радио и связь, 1984.

13. Шейк-Сейкин А. Н., Цыганков С. Е. Синтез перестраиваемых поточных свертывателей на базе алгоритмов БПФ / Одесский политехнический ин-т.— Одесса, 1988.

К. ф.-м. н. В. Н. КАБАЦИЙ

Украина, Мукачевский государственный университет  
E-mail: vm@msu.edu.ua

Дата поступления в редакцию  
17.03 2010 г.

Оппонент д. т. н. В. В. ДАНИЛОВ  
(ДонНУ, г. Донецк)

## ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ СЕНСОРЫ ГАЗОВ НА ОСНОВЕ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ ИСТОЧНИКОВ ИК-ИЗЛУЧЕНИЯ

*Разработанные сенсоры метана и диоксида углерода учитывают особенности спектральных характеристик источников и приемников излучения среднего ИК-диапазона спектра и обладают высокой чувствительностью.*

Актуальной задачей в области контроля технологических процессов в промышленном производстве и теплоэнергетике, экологического контроля выбросов загрязняющих газов в атмосферу является измерение концентрации молекулярных компонентов газовой смеси. Загрязняющие атмосферу газы образуются при неполном сгорании топлива в двигателях автомобилей и различных печах, выделяются из современных отделочных материалов и упаковок при их тлении или горении, а также при пиролизе или нестандартных режимах функционирования электрооборудования. Эффективно оценить состояние атмосферы и концентрацию вредных газов в ней можно только при условии объективного контроля инструментальными средствами.

На практике для анализа состава многокомпонентных газовых смесей широко используется метод инфракрасной (ИК) спектроскопии. Наличие узких селективных полос поглощения разной интенсивности в средней ИК-области спектра, характерных для каждого анализируемого компонента, позволяет выбирать оптимальные условия для измерения концентрации паров воды, метана, оксида и диоксида углерода. В последние годы наблюдается переход от традиционных средств анализа газа, в которых используются лампы накаливания, оптические фильтры и механические модуляторы излучения, к multifunctional приборам газового анализа нового поколения, разработанным и изготовленным на современной элементной базе [1, 2]. Учитывая, что основными элементами современного оптоэлектронного сенсора являются полупроводниковые источники и фотоприемники ИК-излучения, для достижения высокого КПД сенсора необходимо, чтобы параметры его составных частей были согласованы по спектральным характеристикам, быстродействию, температурным свойствам и габаритам. Помимо этого, источники ИК-излучения, применяемые в оптоэлектронных сенсорах, должны обладать достаточно узкой направ-

ленностью излучения и работать при сравнительно небольших значениях входного тока. Поэтому совершенствованию полупроводниковых источников ИК-излучения уделяется большое внимание. Не менее важным является и выбор фотоприемника, который должен обладать не только высокой эффективностью преобразования падающего на него излучения в электрический ток, но и требуемым спектральным распределением фоточувствительности и быстродействием [3].

Использование полупроводниковых источников и фотоприемников ИК-излучения существенно повышает чувствительность, селективность, быстродействие, экономичность и надежность спектроабсорбционных приборов анализа состава газовых смесей, значительно уменьшает их габариты и материалоемкость, а также позволяет автоматизировать процесс измерения, применять непрерывный контроль состояния окружающей среды и промышленных процессов [4, 5].

Настоящая работа посвящена разработке оптоэлектронных сенсоров метана и диоксида углерода с использованием многоэлементных полупроводниковых источников излучения и фотоприемников, работающих в спектральном диапазоне 2,5—5,0 мкм.

### **Многоэлементные полупроводниковые источники ИК-излучения в области спектра 2,5—5,0 мкм**

Излучающие активные элементы (АЭ) полупроводниковых источников, работающих при комнатной температуре, с  $p-n$ -переходами и высокими коэффициентами инжекции при электролюминесценции, изготовлены на базе твердых растворов InGaAs/InAs и InAsSbP/InAs методом жидкостной эпитаксии [2]. Активные элементы изготавливались в виде правильного треугольника размерами 0,5×0,5×0,5 мм толщиной 250—300 мкм. Торцевые грани АЭ получались скрайбированием структур по плоскостям спайности (100) и не требовали дополнительной механической и химической обработки. Точечный контакт (диаметром около 150 мкм) наносился на грань, через которую выводится излучение, а сплошной контакт — на противоположную грань. Для повышения внешнего квантового выхода на излучающие АЭ наносилось оптическое покрытие, выполняющее одновременно роль защитного, просветляющего и фокусирующего покры-

тия. В качестве материалов для оптического покрытия использовались халькогенидные стеклообразные полупроводники (ХСП) на базе многокомпонентных систем  $\text{Ge(Pb)}-\text{Sb(Bi,Ga)}-\text{S(Se)}$  [6]. Оптические покрытия из ХСП наносились путем заливки плоских АЭ и имели вид полусферической или куполовидной поверхности. Изменением химического состава ХСП можно решать проблему согласованности коэффициентов термического расширения активного элемента, корпуса и оптического покрытия.

Оптическое покрытие из ХСП в виде вытянутой полусферы сужает диаграмму направленности излучения вдоль оптической оси от  $160^\circ$  до  $40^\circ$  и повышает мощность излучения АЭ в 2,5—3 раза. При использовании оптического покрытия в виде цилиндрической поверхности с полусферическим куполом удалось сузить диаграмму направленности излучения до  $15^\circ$  и увеличить мощность излучения в 3,5—4 раза [5]. Разработанная нами технология нанесения оптического покрытия на излучающие АЭ обеспечивает удовлетворительную воспроизводимость геометрии стеклянного купола [7].

Конструкции полупроводниковых источников излучения [2, 6—9] разработаны такими, что позволяют разместить несколько АЭ на одном теплопроводном основании или на полупроводниковом микроохладителе, причем АЭ могут излучать волны одной или разной длины, а их питание осуществляется раздельно в непрерывном или импульсном режиме. Комплексные исследования электрофизических и оптических параметров активных элементов позволили определить оптимальные составы твердых растворов для их изготовления, обеспечивающие такое излучение АЭ, длина волны которого была бы согласована с длиной волны собственного поглощения соответствующего газа или компонента газовой смеси (рис. 1). Практический интерес представляют волны длиной 2,9; 3,32; 4,27 и 4,67 мкм, соответствующие селективным полосам поглощения паров воды, метана, углекислого газа, оксида углерода.

Вследствие изменения ширины запрещенной зоны материалов  $\text{A}^3\text{B}^5$  с повышением температуры внеш-

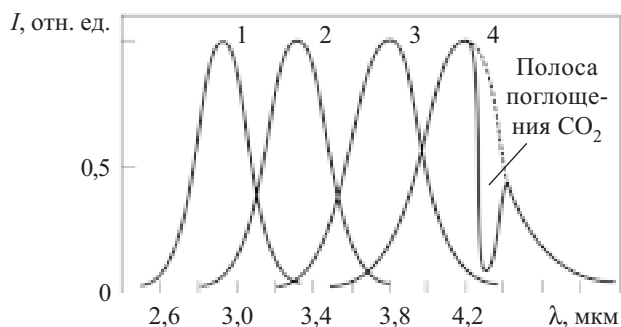


Рис. 1. Зависимость интенсивности излучения  $p$ - $n$ -перехода различных АЭ от длины волны излучения  $\lambda$  при  $T=300$  К, согласованной с максимумом полосы собственного поглощения различных газов:

1 —  $\lambda=2,9$  мкм (пары воды); 2 —  $\lambda=3,32$  мкм (метан); 3 —  $\lambda=3,9$  мкм (используется для опорного канала в сенсоре); 4 —  $\lambda=4,27$  мкм (диоксид углерода)

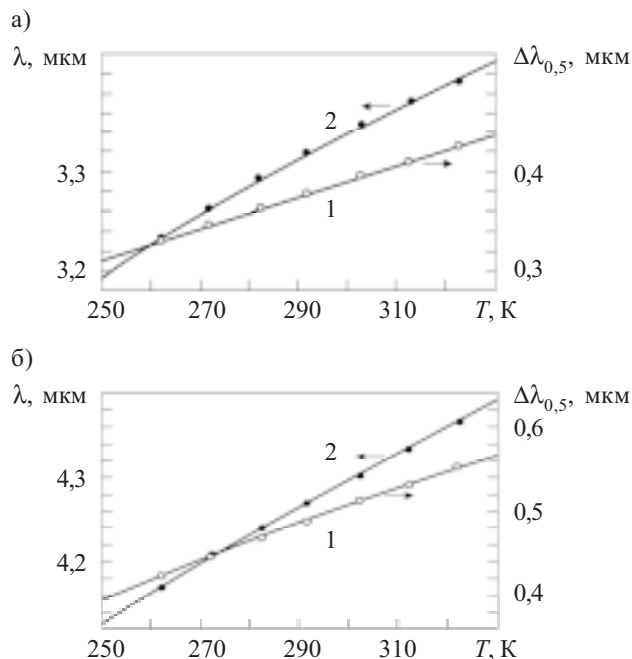


Рис. 2. Температурные зависимости спектрального положения максимума в спектре излучения (1) и полуширины спектра (2) излучения активных элементов, используемых в сенсоре метана (а) и диоксида углерода (б)

ней среды спектральные характеристики излучающих АЭ, изготовленных на их основе, смещаются в длинноволновую область спектра. Изменение температуры АЭ происходит также вследствие разогрева  $p$ - $n$ -перехода при увеличении прямого тока через него. Поэтому при проектировании и изготовлении оптоэлектронных сенсоров газа необходимо знать и учитывать температурный коэффициент смещения максимума в спектре излучения АЭ. Спектральные характеристики АЭ измерялись в диапазоне температуры 250—330 К. На основании этих измерений для АЭ, используемых в оптоэлектронных сенсорах метана и диоксида углерода, были определены температурные зависимости спектрального положения максимума в спектре излучения и полуширины спектра при значении прямого тока, проходящего через АЭ,  $I=200$  мА, длительности импульсов  $\tau=500$  мкс и частоте их следования  $\nu=10^3$  Гц (рис. 2).

Для измерения мощности излучения АЭ в области спектра 2,5—5,0 мкм использовалась интегрирующая сфера и калибровочный охлаждаемый PbSe-фотоприемник. Внутренняя поверхность сферы диаметром 80 мм покрывалась деформированной алюминиевой фольгой с коэффициентом диффузного отражения 0,9—0,92. Источник ИК-излучения и фотоприемник (ФП) расположены на противоположных сторонах сферы и разделены между собой диффузно рассеивающим экраном. Мощность излучения рассчитывалась с учетом свойств интегрирующей сферы по формуле

$$P = \frac{4D^2(1-\beta)U}{d^2S_p},$$

где  $D$  — внутренний диаметр сферы;  
 $\beta$  — коэффициент диффузного отражения поверхности сферы;  
 $U$  — электрический сигнал на выходе ФП;  
 $d$  — диаметр чувствительной площадки ФП;  
 $S_p$  — интегральная чувствительность ФП по отношению к исследуемому источнику излучения.

До начала измерений интегрирующая сфера про-  
 дувалась осушенным азотом, объем которого в де-  
 сять раз превышал объем сферы. Мощность излу-  
 чения АЭ измерялась с погрешностью не более 15% в  
 диапазоне температуры 250—330 К при плотности  $J$  пря-  
 мого тока  $I$ , проходящего через АЭ, от 1 до  $10^3$  А/см<sup>2</sup>.  
 Длительность  $\tau$  прямоугольных импульсов тока из-  
 менялась от 25 до 500 мкс при частоте  $\nu$  их следова-  
 ния от 10 до  $10^6$  Гц. Результаты исследования АЭ при  
 $\nu=10^3$  Гц,  $\tau=500$  мкс представлены на рис. 3. Как  
 видно, для всех исследуемых АЭ мощность излуче-  
 ния при  $I=200$  мА уменьшается с повышением тем-  
 пературы (рис. 3, а).

Зависимость мощности излучения АЭ от величи-  
 ны прямого тока через  $p$ - $n$ -переход измерялась при  
 $T=293$  К (рис. 3, б).

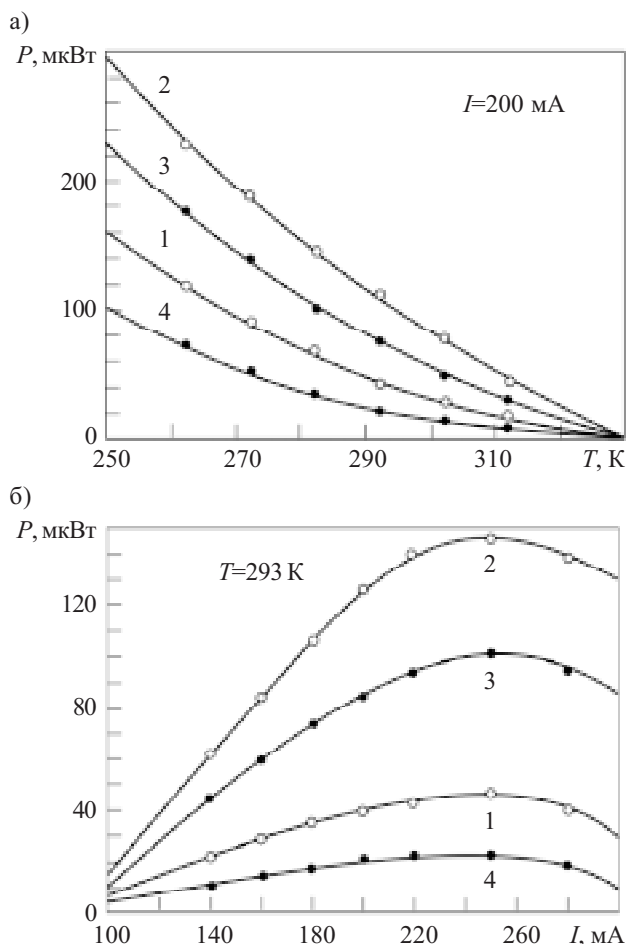


Рис. 3. Зависимость мощности излучения от температу-  
 ры (а) и от прямого тока через  $p$ - $n$ -переход (б) активных  
 элементов, имеющих различную длину волны макси-  
 мального излучения  $\lambda_{\max}$  (в мкм):  
 1 — 2,9; 2 — 3,32; 3 — 3,9; 4 — 4,27

На этом рисунке видно, что при увеличении пря-  
 мого тока через  $p$ - $n$ -переход вплоть до 250 мА  
 (25 А/см<sup>2</sup>) мощность излучения для всех исследуе-  
 мых АЭ увеличивается, достигая насыщения, после  
 чего начинает уменьшаться с увеличением тока вслед-  
 ствие нагревания  $p$ - $n$ -перехода. Изменение режима  
 работы АЭ ( $\nu=10$  Гц,  $\tau=25$ —50 мкс) приводит к тому,  
 что  $p$ - $n$ -переход не успевает нагреться даже при токе  
 7 А (700 А/см<sup>2</sup>), а мощность излучения возрастает в  
 несколько раз.

Увеличение плотности тока через  $p$ - $n$ -переход при-  
 водит к смещению максимума в спектрах излучения  
 АЭ в длинноволновую область и к увеличению полу-  
 ширины спектров. Так, для активных элементов, из-  
 готовленных на базе твердых растворов (ТР) InGaAs  
 (область излучения 2,8—3,6 мкм), смещение макси-  
 мума излучения и увеличение полуширины спектров  
 излучения наблюдается при плотности тока 25 А/см<sup>2</sup>.  
 Для активных элементов, изготовленных на базе ТР  
 InAsSbP (область излучения 3,8—5,0 мкм), такие из-  
 менения наблюдаются уже при плотности тока 10 А/см<sup>2</sup>.

Таким образом, приведенные результаты указы-  
 вают на необходимость температурной стабилизации  
 активных элементов при использовании их в оптоэ-  
 лектронных сенсорах газов. Применение различных  
 типов полупроводниковых микрохолодильников, ра-  
 ботающих на эффекте Пельтье, позволяет стабилизи-  
 ровать спектральное положение максимума в спек-  
 тре излучения АЭ, а также увеличить на 20% мощ-  
 ность излучения за счет увеличения прямого тока  
 через  $p$ - $n$ -переход. Вместе с тем, использование та-  
 ких микрохолодильников существенно увеличивает  
 потребляемую мощность источника излучения, ус-  
 ложняет его конструкцию и уменьшает надежность.  
 В то же время, указанное поведение мощности излу-  
 чения и спектральных характеристик АЭ позволяет  
 управлять этими параметрами с помощью прямого  
 тока через  $p$ - $n$ -переход [2].

#### Фотоприемники ИК-излучения в области спектра 2,5—5,0 мкм

Приемники оптического излучения являются  
 неотъемлемыми элементами современной аппарату-  
 ры для оптической обработки информации. Основ-  
 ным условием использования фотоприемников в со-  
 ставе сложных оптоэлектронных устройств является  
 правильный выбор типа приемника излучения. Спек-  
 тральный диапазон чувствительности ФП должен быть  
 согласован со спектральным диапазоном источника  
 излучения. Интегральная чувствительность и обнару-  
 жительная способность используемого ФП также со-  
 гласовывается в зависимости от минимального пото-  
 ка излучения, попадающего на его чувствительную  
 площадку. В нашем случае, учитывая электрические  
 и оптические характеристики разработанных источ-  
 ников ИК-излучения, для обеспечения надежного при-  
 ема и обработки электрического сигнала необходим  
 ФП с интегральной вольтовой чувствительностью не  
 менее  $10^3$  В/Вт и обнаружительной способностью не  
 менее  $10^9$  см·Гц<sup>1/2</sup>/Вт по АЧТ при  $T=300$  К. Спек-  
 тральные характеристики и основные параметры раз-

Технические характеристики различных ФП в средней ИК-области спектра при  $T=293\text{ K}$

Характеристика	ФП-1	ФП-2	ФП-3	ФП-4	ФП-5
Спектральный диапазон, мкм	2,5—4,5	1,0—5,0	2,6—3,5	3,9—4,6	1,0—14,0
Длина волны в максимуме чувствительности, мкм	3,7	3,8	3,3	4,15	—
Размеры чувствительной площадки, мм	2,6×2,6	2,6×2,6	1×1	1×1	1×1
Быстродействие, мкс	<5	<5	0,1	<20	1—10 <sup>3</sup>
Интегральная чувствительность, В/Вт	400	450	250—600	30	1000
Обнаружительная способность, Гц <sup>1/2</sup> /Вт	10 <sup>9</sup>	10 <sup>9</sup>	1,5×10 <sup>9</sup>	7,0×10 <sup>9</sup>	10 <sup>8</sup>

Примечание:

ФП-1 — PbSe-фоторезистор;

ФП-3 — InAs-фотодиод [3];

ФП-5 — пироэлектрический фотоприемник [3].

ФП-2 — охлаждаемый PbSe-фоторезистор;

ФП-4 — фотодиод PD42Sr фирмы MIRDOD (РФ);

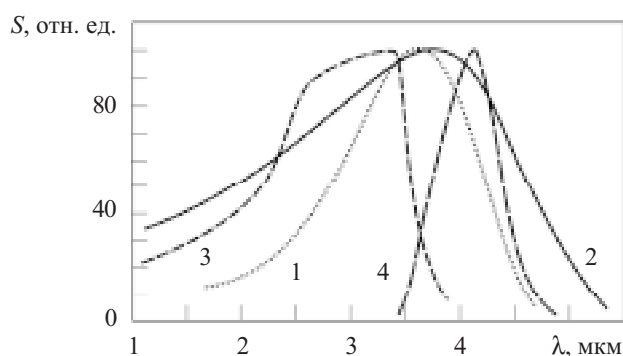


Рис. 4. Спектральные характеристики различных ФП в средней ИК-области спектра:

1 — PbSe-фоторезистор; 2 — охлаждаемый PbSe-фоторезистор; 3 — InAs-фотодиод; 4 — фотодиод PD42Sr

личных типов ФП в области спектра 2,5—5,0 мкм приведены в таблице и на рис. 4.

Важной характеристикой ФП является постоянная времени, определяющая верхнюю границу частоты модуляции излучения, превышение которой приводит к снижению интегральной чувствительности приемника. При выборе ФП необходимо также учитывать размер фоточувствительной площадки, поскольку граничная чувствительность однотипных фотоприемников зависит от ее размеров и ухудшается с ее увеличением. В такой же зависимости от размеров чувствительной площадки находятся и шумы ФП. Однако эти шумы уменьшаются при использовании модулированного сигнала с усреднением. Так, использование модулированного излучения с частотой 500 Гц и временем усреднения больше 1 с может привести к увеличению отношения сигнал/шум до 20 раз, а при 10 с — до 70 раз [3]. Такое время усреднения вполне приемлемо для большинства газоанализаторов, т. к. изменение величины концентрации газа происходит за время, больше 1 с. В приборах анализа концентрации газа наиболее часто используют PbSe-фоторезисторы, поскольку они характеризуются достаточной чувствительностью в области спектра 2,5—5,0 мкм.

С учетом конструктивных и технических особенностей разработанных нами многоэлементных источников ИК-излучения [2, 8, 9] и приведенных в табли-

це характеристик ФП, а также отличия коэффициентов поглощения метана и диоксида углерода [3], были разработаны оптоэлектронные сенсоры для измерения концентрации CO<sub>2</sub> и CH<sub>4</sub> в газовой смеси и предложены способы измерения концентрации этих газов [10].

### Оптоэлектронный сенсор метана

Для измерения содержания CH<sub>4</sub> в диапазоне 0—3,0% от объема газовой смеси с максимальными коэффициентами поглощения  $\alpha_{\max}=0,1$  и коэффициентом перекрытия спектров поглощения исследуемого газа и излучения источника  $\alpha_{\text{eff}}=0,05$  в области спектра 3,3 мкм [3] был изготовлен оптоэлектронный сенсор в виде интегрирующей сферы (рис. 5) [11].

Оптоэлектронный сенсор состоит из оптически связанных источника ИК-излучения 1, интегрирующей сферической кюветы 2, светотражающего экрана 3 и фотоприемника 4. Внутренняя поверхность кюветы и основание экрана покрыты сильно деформированной алюминиевой фольгой толщиной 0,02 мм, создающей диффузное отражение с коэффициентом

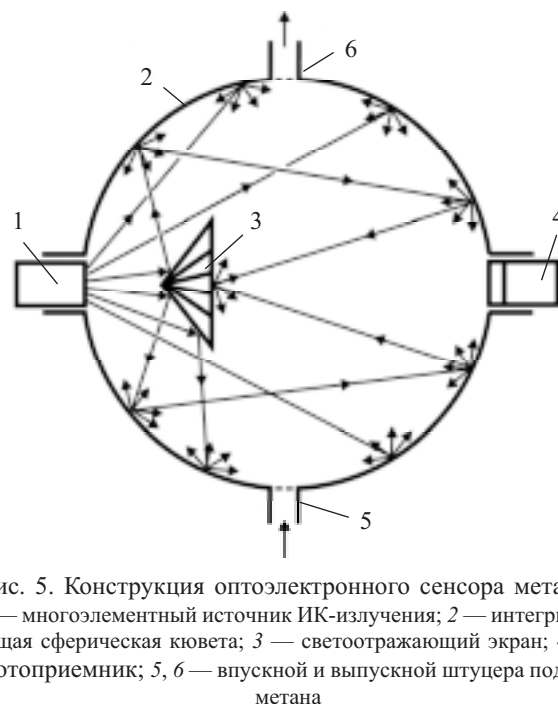


Рис. 5. Конструкция оптоэлектронного сенсора метана: 1 — многоэлементный источник ИК-излучения; 2 — интегрирующая сферическая кювета; 3 — светотражающий экран; 4 — фотоприемник; 5, 6 — впускной и выпускной штуцера подачи метана

отражения 0,90—0,92 в диапазоне волн длиной 2,5—5,0 мкм. Светоотражающий экран представляет собой многогранную правильную пирамиду с площадью основания в два раза большей площади сечения светового потока, создаваемого источником излучения на входе в кювету. Зеркальные грани пирамиды направлены в сторону источника излучения. Для обеспечения минимальных потерь на рассеивающей поверхности кюветы подачу и отвод метана осуществляют через ряд отдельных отверстий диаметром 1 мм во впускном и выпускном штуцерах.

Многослойный источник ИК-излучения состоит из нескольких АЭ, имеющих рабочую длину волны в полосе поглощения метана  $\lambda_{\max 1}=3,32$  мкм ( $\Delta\lambda_{0,5}=0,38$  мкм), и АЭ, максимум излучения которого находится за полосой поглощения метана (опорный канал)  $\lambda_{\max 2}=3,9$  мкм ( $\Delta\lambda_{0,5}=0,42$  мкм). Прямая модуляция световых потоков обеспечивается активацией источников ИК-излучения переменным током  $I=250$  мА, частотой  $\nu=10^3$  Гц с длительностью импульса  $\tau=500$  мкс.

Регистрация ИК-излучения осуществляется PbSe-фоторезистором. Световой поток от источника излучения попадает внутрь кюветы, отражается экраном и, рассеиваясь внутренней поверхностью кюветы, создает некоторый уровень освещенности, который регистрируется ФП.

При подаче метана внутрь кюветы световой поток ослабляется вследствие его частичного поглощения метаном. Изменение освещенности внутри кюветы при наличии в ней метана приводит к соответствующему изменению выходного сигнала ФП. Величина изменения и служит мерой концентрации метана. На рис. 6 приведена зависимость падения напряжения на выходе ФП от содержания метана  $C_{\text{CH}_4}$  в сферической кювете диаметром 80 мм (кривая 1) и цилиндрической кювете длиной 164 мм (кривая 2).

Учитывая относительно большой объем кюветы, выбирали оптимальную скорость подачи газовой смеси, которая составляет 2—2,5 л/мин, при этом время установления показаний не превышало 20—30 с. Воспроизводимость показаний при проведении измерений была не хуже  $\pm 2\%$ , а стабильность измерений при 60-минутном пропуске газовой смеси с объемной долей метана 0,3% составляла  $\pm 4\%$ . Отношение сигнал/шум на выходе ФП достигает не менее 100.

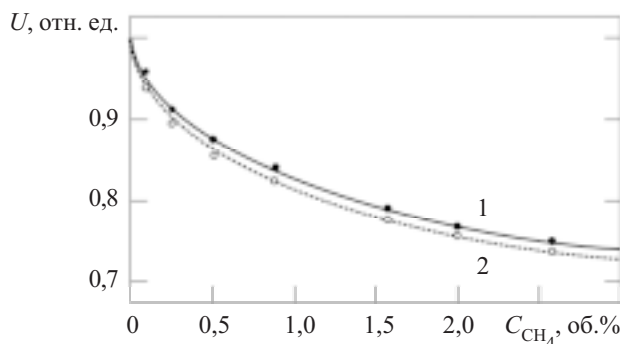


Рис. 6. Зависимость падения напряжения на выходе ФП от содержания метана в газовой смеси для сферической (1) и цилиндрической (2) кюветы

Минимальная объемная доля  $\text{CH}_4$  в воздухе, которую можно измерить, составляет 200—250 ppm. При использовании сферической кюветы приведенная погрешность измерений составила 5%. Сравнительные измерения с использованием сферических и цилиндрических кювет показали, что сферические кюветы более перспективны и позволяют уменьшать габариты и массу оптоэлектронного сенсора.

#### Оптоэлектронный сенсор диоксида углерода

На рис. 7 представлена разработанная в [12] конструкция оптоэлектронного сенсора для измерения содержания  $\text{CO}_2$  ( $\alpha_{\max}=0,15$  и  $\alpha_{\text{eff}}=0,12$  в области спектра 4,3 мкм [3]) в диапазоне 0—3,0% от объема газовой смеси. Многослойный источник ИК-излучения содержит активные элементы, максимально излучающие на длине волны  $\lambda_{\max 1}=4,27$  мкм ( $\Delta\lambda_{0,5}=0,48$  мкм) (рабочий канал) и на длине волны вне полосы поглощения  $\text{CO}_2$   $\lambda_{\max 2}=3,8$  мкм ( $\Delta\lambda_{0,5}=0,42$  мкм) (опорный канал). Приемником ИК-излучения служит охлаждаемый PbSe-фоторезистор.

Оптоэлектронный сенсор на  $\text{CO}_2$  состоит из рабочей кюветы 1, содержащей параболические зеркала 2 и 12, источников ИК-излучения 4 и 9 и фотоприемника 7. К основанию сенсора 10 прикреплены фотоприемник 7 и теплопроводящие сферические опоры 5 и 8, обеспечивающие настройку оптической части сенсора, внутри которых размещены идентичные источники ИК-излучения.

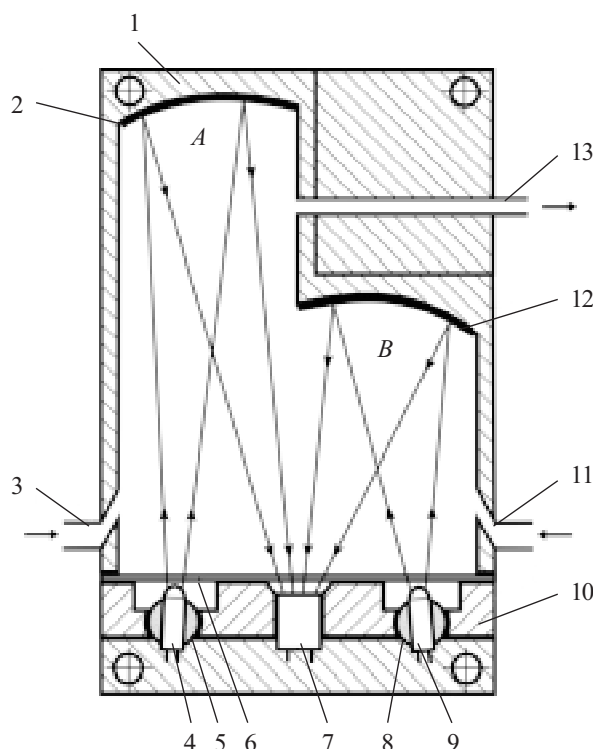


Рис. 7. Конструкция оптоэлектронного сенсора диоксида углерода:

1 — рабочая кювета; 2, 12 — параболическое зеркало; 3, 11 — входное отверстие подачи газа; 4, 9 — источник ИК-излучения; 5, 8 — сферическая опора; 6 — входное сапфировое окно; 7 — фотоприемник; 10 — основание сенсора; 13 — отверстие выхода газа

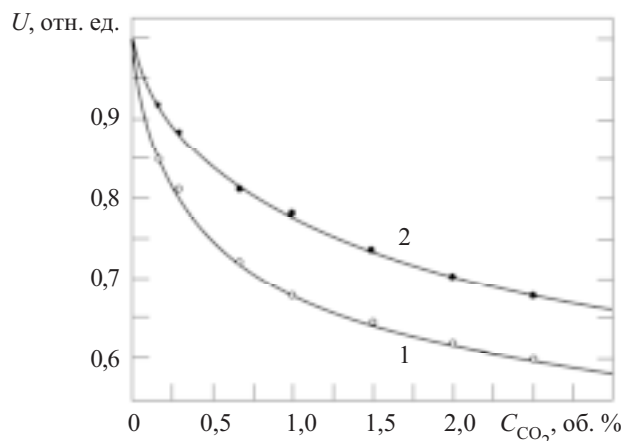


Рис. 8. Зависимость падения напряжения на выходе ФП от содержания  $CO_2$  в рабочей кювете для части А (1) длиной 55 мм и части В (2) длиной 40 мм

Источники размещаются относительно ФП так, чтобы АЭ формировали одинаковые независимые потоки излучения в разные моменты времени для разных частей (А и В) рабочей кюветы. Соотношение длины частей А и В рассчитывается исходя из необходимого диапазона измерения содержания  $CO_2$  оптоэлектронным сенсором. При измерении малой концентрации  $CO_2$ , ввиду слабого поглощения излучения на рабочей длине волны, активной является часть А кюветы, а при большой концентрации — часть В (рис. 7). Входные отверстия для подачи  $CO_2$  изготовлены под углом к оптическим осям источников ИК-излучения. Это обеспечивает равномерное распределение газа по всему объему кюветы, сокращая при этом время и количество  $CO_2$ , необходимое для полной замены газа во внутреннем объеме кюветы газом другой концентрации. В случае увеличения неселективных потерь излучения, связанных с загрязнением входного окна или параболических зеркал сенсора, а также при рассогласовании спектров излучения источника и спектральной чувствительности приемника по отношению к спектру собственного поглощения газа вследствие изменения температуры внешней среды, заданные точность и чувствительность сенсора обеспечиваются использованием опорного канала и одновременной подачей  $CO_2$  в обе части кюветы. В этом случае световые потоки, создаваемые источниками ИК-излучения, не связанные с поглощением  $CO_2$ , изменяются одинаково (рис. 8) и в процессе обработки сигналов от них на выходе ФП взаимокompенсируются.

До начала проведения измерений содержания  $CO_2$  через сенсор пропускают нейтральный газ. При этом сформированные источниками ИК-излучения световые потоки не поглощаются газом, выравниваются по величине, а на выходе ФП образуются электрические сигналы, обеспечивающие коррекцию нуля сенсора.

Прямая модуляция световых потоков обеспечивается активацией источников ИК-излучения переменным током  $I=250$  мА, частотой  $\nu=10^3$  Гц с длительностью импульса  $\tau=500$  мкс. Газовые смеси подаются со скоростью 0,5—1,0 л/мин. Время установления по-

казаний составляет 30—40 с. Воспроизводимость показаний при проведении измерений была не хуже  $\pm 0,3\%$ , а стабильность нуля  $\pm 0,4\%$ . Отношение сигнал/шум на выходе ФП составляет не менее 250. Минимальная измеренная доля  $CO_2$  в воздухе — на уровне 50—100 ppm. Приведенная погрешность измерений составляет 1% и ограничивается, в основном, температурной стабильностью работы ФП.

### Выводы

Таким образом, установлено, что оптоэлектронные сенсоры газов, созданные на основе светоизлучающих гетероструктур InGaAs/InAs и InAsSbP/InAs и приемников на основе PbS-фоторезисторов, обладают высокими эксплуатационными характеристиками и чувствительностью. Так, минимальное содержание газа в воздухе, фиксируемое с помощью таких оптоэлектронных сенсоров, составляет для метана 200—250 ppm, а для диоксида углерода — 50—100 ppm. Важным условием точности измерения содержания исследуемого газа является температурная стабилизация активных ИК излучающих элементов, которая успешно решается применением термохолодильников и правильным выбором величины прямого тока через p-n-переход активного элемента.

Компактность, малая масса и быстродействие разработанных сенсоров определяют широкий спектр их использования.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Александров С. Е., Гаврилов Г. А., Капралов А. А. и др. Моделирование характеристик оптических газовых сенсоров на основе диодных оптопар среднего ИК-диапазона спектра // Журнал технической физики. — 2009. — Т. 79, № 6. — С. 112—118.
2. Кабаций В. Н. Оптические сенсоры газов на основе полупроводниковых источников ИК-излучения // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2008. — № 4. — С. 30—35.
3. Aleksandrov S., Gavrilov G., Kapralov A. et al. Portable optoelectronic gas sensors operating in the mid-IR spectral range ( $\lambda=3-5$   $\mu m$ ) // Proc. of Intern. Conf. SPIE. Lasers for Measurements and Information Transfer. — 2002. — Vol. 4680. — P. 188—194.
4. Remennyi M. A., Zotova N. V., Karandashev S. A. et al. Low voltage episide down bonded mid-IR diode optopairs for gas sensing in the 3,3—4,3  $\mu m$  spectral range // Sensors & Actuators B: Chemical. — 2003. — Vol. 91. N 1—3. — P. 256—261.
5. Зотова Н. В., Ильинская Н. Д., Карандашев С. А. и др. Источники спонтанного излучения на основе арсенида индия // Физика и техника полупроводников. — 2008. — Т. 42, № 4. — С. 641—657.
6. Кабаций В. Н. Объемные оптические покрытия из халькогенидных стекол для полупроводниковых источников ИК-излучения // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2009. — № 4. — С. 38—44.
7. Патент 88565 України. Захисне, просвітлююче та фокусує покриття на основі халькогенідного скла і спосіб його нанесення / Д. І. Блецкан, В. М. Кабаций. — 10.07 2009.
8. Патент 8564 України. Напівпровідникове джерело інфрачервоного випромінювання / В. М. Кабаций. — 10.02 2009.
9. Патент 86900 України. Багатоканальне джерело випромінювання (варіанти) / В. М. Кабаций, Д. І. Блецкан. — 25.05 2009.
10. Патент 88374 України. Спосіб вимірювання концентрації газів (варіанти) / В. М. Кабаций, Ю. В. Мигалина, Д. І. Блецкан, М. М. Кабаций. — 12.10 2009.
11. Патент 81703 України. Газоаналізатор (варіанти) / В. М. Кабаций. — 25.01 2008.
12. Патент 89707 України. Оптичний сенсор газів / В. М. Кабаций, Д. І. Блецкан, В. О. Гасинець. — 25.02 2010.

А. С. ПАВЛЮЧЕНКО, к. ф.-м. н. А. Л. КУКЛА,  
к. т. н. Ю. В. ГОЛТВЯНСКИЙ

Украина, г. Киев, Институт физики полупроводников  
им. В. Е. Лашкарёва НАНУ  
E-mail: pavluchenko@isp.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
08.04 2010 г.

Оппонент д. т. н. А. А. ДРУЖИНИН  
(НУ «ЛП», г. Львов)

## ПРИМЕНЕНИЕ ИОНОСЕЛЕКТИВНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ ФЕРМЕНТНОГО АНАЛИЗА ТОКСИЧНЫХ ПРИМЕСЕЙ В ВОДНЫХ РАСТВОРАХ

*Спроектированная измерительная система для ферментного анализа жидких сред на основе рН-чувствительных датчиков отличается универсальностью, технологичностью, точностью и надежностью результатов измерений.*

Задача детектирования токсичных примесей в виде ионов тяжелых металлов и определения концентрационного состава этих примесей возникает в различных областях человеческой деятельности (в промышленности при анализе состава сточных вод, при санитарно-техническом контроле питьевой воды, качества и состояния очистных сооружений и т. д.). Известные лабораторные методы (хроматография, масс-спектрометрия, специфичные химические реакции) трудоемки и требуют дорогостоящего стационарного оборудования. Альтернативой являются биохимические методы, основанные на ингибировании токсичными примесями активности специфичных ферментов [1, гл. 9]. Хотя точность количественного анализа биохимическими методами, как правило, невысока, такие преимущества как быстродействие, низкие пороги детектирования, миниатюрность, а также возможность использования перекрестно-селективных датчиков при многоканальных измерениях определяют перспективность этих методов для ряда приложений.

Для практического применения методов ферментного анализа необходимым элементом является измерительный преобразователь, трансформирующий факторы химической активности ферментов в пригодные для дальнейшей обработки электрические сигналы. При использовании ферментных реакций, протекающих с выделением либо поглощением протонов, в качестве преобразователя может применяться обычный рН-метр. Однако применение стандартных стеклянных рН-электродов для рассматриваемых задач нецелесообразно по причине неудобства нанесения и фиксации ферментного геля и больших габари-

тов электрода. Кроме того, стеклянные электроды нестандартной конструкции трудоемки при изготовлении и дорогостоящие. Одним из решений этой проблемы является применение планарных рН-чувствительных преобразователей на основе полупроводниковых структур, в частности ионоселективных полевых транзисторов (ИСПТ) [2]. Такие датчики можно поточно изготавливать на технологических линиях по производству МДП-транзисторов, что обеспечивает их дешевизну и незначительный разброс характеристик. Конструкция датчиков формируется методом фотолитографии и при необходимости может легко варьироваться.

Структура ионоселективного полевого транзистора аналогична структуре обычного планарного МДП-транзистора за одним исключением — в нем отсутствует металлический затвор. Открытый слой диэлектрика в области затвора является чувствительным элементом структуры и обеспечивает преобразование активности протонов в растворе в электрический сигнал. В качестве материала диэлектрического слоя могут использоваться оксид кремния, нитрид кремния либо оксиды различных металлов [2, 3]. При погружении датчика в водный раствор на поверхности диэлектрика образуются комплексы вида  $X-O^-$ ,  $X-OH$  и  $X-OH_2^+$  (здесь  $X$  — основа материала диэлектрика, т. е. атом кремния или металла). Комплексы могут трансформироваться из одной разновидности в другую в результате ассоциации и диссоциации протонов. Таким образом между поверхностью диэлектрика и раствором происходит термодинамически равновесная реакция обмена протонами. Установившаяся концентрация положительно и отрицательно заряженных комплексов на поверхности зависит от активности протонов в растворе, т. е. от величины рН раствора. При уменьшении рН поверхность диэлектрика адсорбирует протоны из раствора, а при увеличении, наоборот, отдает избыточные протоны. Суммарный поверхностный заряд, обусловленный соотношением концентрации положительно и отрицательно заряженных комплексов, изменяется при изменении рН в любую сторону; соответственно изменяется и падение напряжения на границе раздела «раствор — диэлектрик», что в свою очередь приводит к изменению напряженности электрического поля в полупроводнике и, в итоге, к изменению проводимости канала транзистора, которое может быть зафиксировано с помощью электрических измерений.

\* Опытные партии преобразователей были изготовлены на производственных мощностях ОАО «Квазар» и НИИ «Микроприбор» (г. Киев). Работа проводилась при финансовой поддержке Украинского научно-технологического центра (проект №4591 «Разработка ферментного мультисенсорного массива для экологического мониторинга токсинов»).

Хотя в литературе за такими датчиками закрепилось обобщенное название «ионоселективные транзисторы», как видно из вышеизложенного, датчик с немодифицированным диэлектриком обеспечивает селективную чувствительность к протонам. Для определения активности других ионов на поверхности диэлектрика необходимо сформировать дополнительный слой, способный буферизовать (т. е. как связывать, так и отдавать в раствор) ионы требуемого типа.

Модифицировав датчик биочувствительным материалом, его можно использовать для косвенного анализа биоактивных примесей в растворе. В этом случае биочувствительный слой выполняет роль промежуточного преобразователя: биохимическая реакция приводит к изменению концентрации протонов вблизи поверхности диэлектрика, которое непосредственно регистрируется датчиком.

Использование в качестве биочувствительного материала ряда ферментов (уреазы, бутирилхолинэстеразы, глюкозооксидазы и др.) позволяет детектировать наличие в растворе ионов тяжелых металлов, являющихся ингибиторами ферментной активности (в частности, ионов серебра, ртути, меди и кадмия). Модификация датчика осуществляется нанесением на поверхность диэлектрика фермента, растворенного в фосфатно-глицериновом буфере, с последующим выдерживанием в парах либо в водном растворе глутарового альдегида [4]. После высушивания на поверхности образуется проницаемая для раствора мембрана, содержащая иммобилизованный фермент.

Анализ растворов с помощью модифицированного таким образом датчика осуществляется в два этапа. Вначале датчик помещается в чистый, заведомо не содержащий токсичной примеси раствор. После добавления специфичного для данного фермента субстрата в растворе начинается катализируемая ферментом биохимическая реакция. Пара «субстрат — фермент» специально подбирается так, чтобы реакция протекала с выделением либо поглощением протонов. В результате датчик будет регистрировать протонный отклик, величина которого соответствует исходной активности фермента. Далее та же процедура повторяется для анализируемого раствора с неизвестным составом. Если раствор содержит токсичную примесь, ингибирующую активность фермента, величина отклика окажется меньше полученной в исходном, чистом растворе. Разница в величине откликов при этом пропорциональна концентрации ингибитора. Поскольку различные ферменты обладают выраженной селективностью к различным ингибиторам, таким способом можно проводить качественный анализ, а при наличии калибровочных данных — и количественный анализ примесей в растворе неизвестного состава.

При проектировании реальной информационно-измерительной системы, основанной на массиве ИСПТ-датчиков, приходится решать ряд конструкторских и технологических задач для удовлетворения множества технических требований, которые зачастую являются противоречивыми. Особенно трудоемким является достижение оптимального сочетания метрологических и эксплуатационных характеристик.

Нами была предпринята попытка спроектировать функционально законченную систему для ферментного анализа жидких сред, сочетающую универсальность, относительную простоту конструкции, технологичность, простоту в эксплуатации и вместе с тем обеспечивающую достаточную точность и надежность результатов измерений.

В настоящей работе представлено описание основных элементов разработанной системы, приведены результаты ее практических испытаний и изложены предложения по ее дальнейшему совершенствованию.

### Конструкция и технология изготовления датчиков

Конструкция датчиков разрабатывалась с учетом имеющихся технологических возможностей и требований, определяемых областью применения. В частности, размеры чувствительной области должны быть достаточно большими для обеспечения возможности нанесения и снятия ферментных мембран без применения специального оборудования. При выборе габаритных размеров датчика в целом исходят из компромисса между удобством обращения (установки датчика в кювету и качества герметизации) и минимизацией объема пробы.

Учитывая эти соображения и опыт предыдущих разработок, в качестве основы для нанесения топологического рисунка датчика был выбран кристалл кремния размерами 8×12 мм. Контурное изображение топологии датчика показано на рис. 1. Конструкция предусматривает размещение двух идентичных  $p$ -канальных полевых транзисторов на одном кристалле для упрощения реализации дифференциального режима измерений. Для устранения возможности образования паразитного канала между  $p^+$ -областями

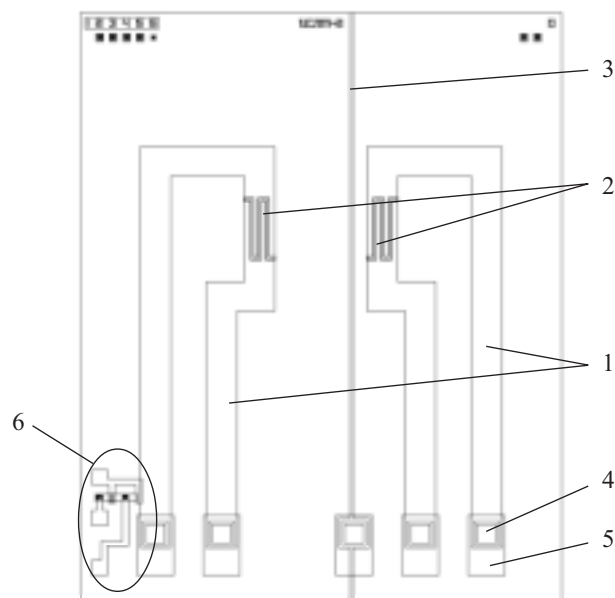


Рис. 1. Контурное изображение топологии ИСПТ-датчика: 1 — соединительные шины ( $p^+$ -область); 2 — область тонкого двухслойного диэлектрика ( $\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$ ); 3 — защитный барьер ( $n^+$ -область); 4 — области травления контактных окон; 5 — контактные площадки (маска травления алюминия); 6 — тестовая МНОП-структура

ми транзисторов в топологии датчика предусмотрена защитная разделительная  $n^+$ -область шириной 50 мкм (область 3 на рис. 1). Окно в слое оксида, вытравливаемое для выращивания подзатворного диэлектрика, повторяет геометрию канала с перекрытием в 7 мкм (область 2 на рис. 1). В отличие от прямоугольного окна, такое решение предотвращает нежелательную диффузию  $p$ -примеси в область канала при последующих операциях термообработки. Для исключения возможности возникновения дефектов на границах контактных окон при травлении перед напылением алюминия в технологическом маршруте предусмотрены две отдельные стадии плазмохимического травления нитрида кремния и травления оксида. Для этого вводится дополнительная операция фотолитографии и соответствующие элементы топологии на фотошаблоне.

С целью упрощения контроля качества изготовления сенсора в конструкцию введены дополнительные тестовые элементы с выведенными контактными площадками, представляющие собой МНОП-транзисторы, по структуре аналогичные сенсорному элементу, но с металлическим затвором (структура б на рис. 1). Их наличие позволяет измерять пороговые и пробивные напряжения, а также токи утечки транзисторов без обеспечения контакта кристалла сенсора с раствором электролита.

Незаполненный просвет между ИСПТ-структурами, который виден на рис. 1, предназначался для нанесения на поверхность датчика дополнительного металлического электрода, который мог бы играть роль электрода сравнения при измерениях. В разработанном варианте конструкции, однако, эта возможность не была реализована по причине значительных технологических трудностей.

Для изготовления ИСПТ-структур применялись стандартные операционные процессы МДП-технологии [5, разд. 8.4]. В качестве подложки использовались кремниевые пластины  $n$ -типа с концентрацией примеси  $10^{15} \text{ см}^{-3}$  и кристаллографической ориентацией (100). На поверхности термическим окислением в потоке влажного кислорода при температуре  $1100^\circ\text{C}$  получали слой  $\text{SiO}_2$  толщиной 0,65 мкм, который служил маской во время термической диффузии бора в области истока и стока. В процессе двухстадийной диффузии толщина  $\text{SiO}_2$  увеличивалась до 0,8 мкм, что обеспечивает порог инверсии под этим оксидом не менее 20 В. Величину пробивного напряжения не менее 40 В обеспечивает  $p$ - $n$ -переход истоковых и стоковых областей глубиной 4 мкм. Двухслойный подзатворный диэлектрик состоит из термического оксида кремния толщиной 50 нм и слоя  $\text{Si}_3\text{N}_4$  такой же толщины. Оксид формировался в сухом кислороде, нитрид кремния осаждался в реакторе с пониженным давлением при температуре  $780^\circ\text{C}$  в результате реакции дихлорсилана с аммиаком.

Схематическое изображение поперечного разреза полученной структуры показано на рис. 2.

Величина порогового напряжения составила 2,0—2,5 В для тестового МНОП-транзистора и 3,5—4,0 В — для ИСПТ (характеристики ИСПТ измерялись в фосфатном буферном растворе при  $\text{pH}=7,0$ , потенци-

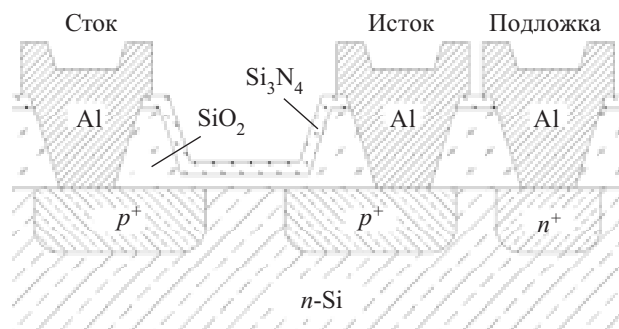


Рис. 2. Схематическое изображение поперечного разреза ИСПТ-структуры (показан один транзистор)

ал раствора фиксировался с помощью стандартного хлорсеребряного электрода сравнения). Крутизна переходной характеристики ИСПТ составила 300—400 мкА/В, измеренная на стандарт-титрах [6]  $\text{pH}$ -чувствительность — не менее 40 мВ/ $\text{pH}$ .

Следующей задачей, которую приходится решать при разработке измерительной системы, является конструирование оснастки для обеспечения физического контакта датчика с анализируемой средой — требуется обеспечить контакт области затвора ИСПТ с анализируемым раствором и одновременно изоляцию от раствора линии реза кристалла и электрических соединений. Традиционным подходом здесь является герметизация кристалла полимерным компаундом (например, эпоксидной смолой) со вскрытием окна в области затвора [7]. В процессе измерений подготовленный таким образом датчик целиком погружается в анализируемый раствор. Такое решение имеет ряд недостатков: небольшие габариты окна в области затвора препятствуют свободному нанесению и удалению ферментной мембраны; компаунд находится в продолжительном контакте с раствором, что приводит, во-первых, к преждевременному разрушению компаунда и, во-вторых, к загрязнению анализируемой среды частицами компаунда при физическом либо химическом растворении последнего.

При разработке оснастки датчика мы исходили из общего принципа модульности, минимизации количества неразъемных соединений и максимального удобства эксплуатации с учетом области применения. В соответствии с этими требованиями, конструкция первичного преобразователя состоит из следующих основных элементов.

Кристалл датчика наклеивается на основу из стеклотекстолита, на которой стандартным фотолитографическим способом выполнен печатный рисунок из медной фольги для обеспечения контакта к датчику и монтажа присоединительного разъема. Разводка печатной платы обеспечивает соединение выводов подложки и стока между собой, а также объединение выводов стока обоих транзисторов. Таким образом, конструктивно заверченный преобразователь, содержащий два транзистора, имеет всего три вывода: сток первого транзистора, сток второго транзистора и объединенный вывод «исток—подложка».

Контактные площадки датчика соединяются с контактными площадками на плате-подложке алюминии-

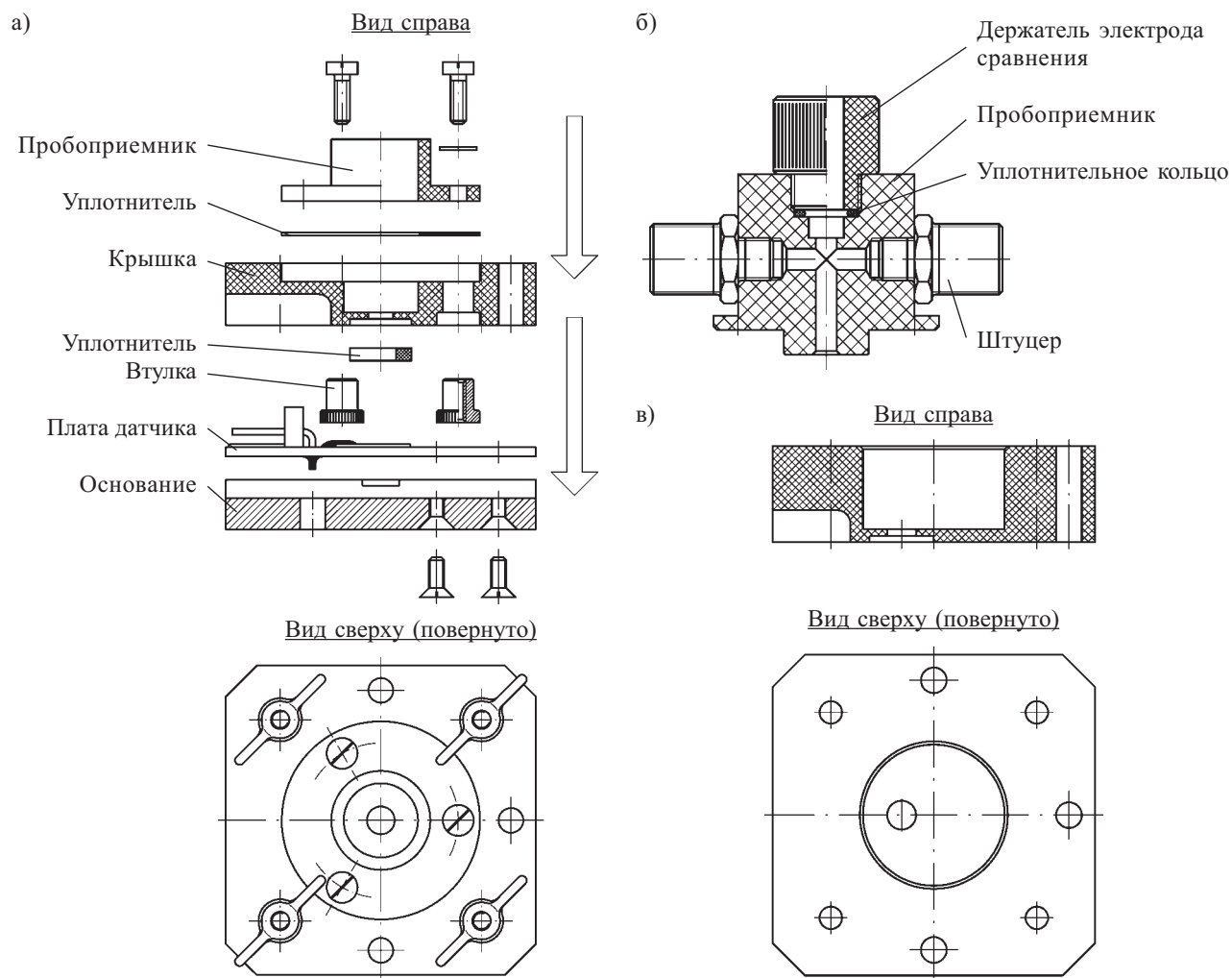


Рис. 3. Основные элементы конструкции датчика:

*a* — кювета со сменным пробоприемником в инъекционной конфигурации; *b* — сменный пробоприемник для проточной конфигурации; *в* — крышка со встроенным пробоприемником

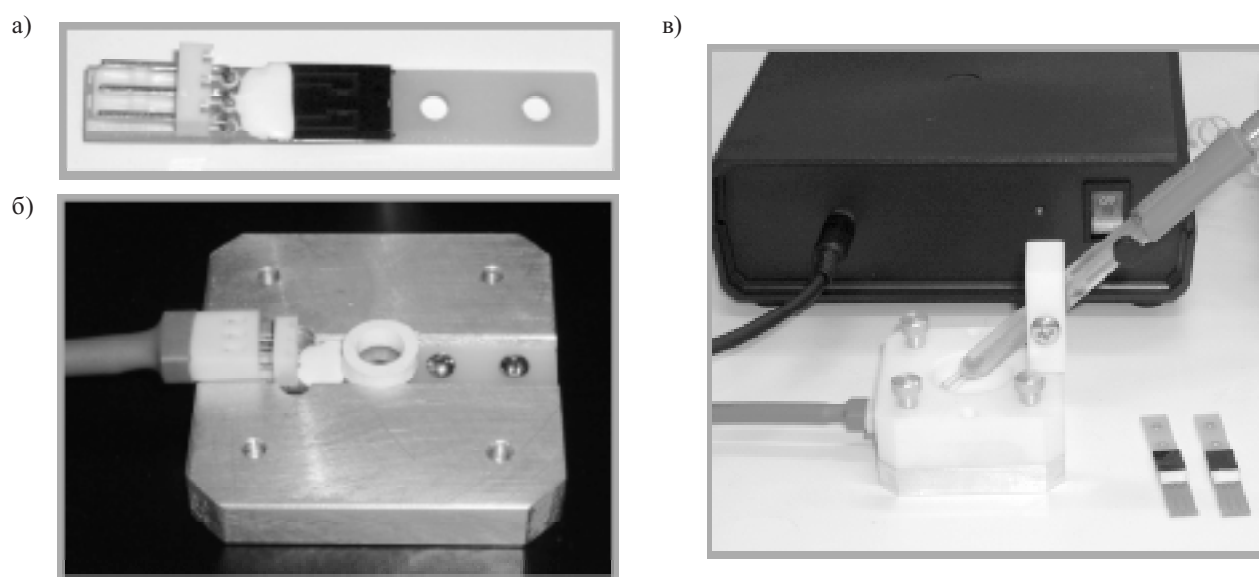


Рис. 4. Общий вид первичного измерительного преобразователя:

*a* — смонтированного на плате-подложке; *b* — установленного в основание кюветы; *в* — в рабочем положении с установленным пробоприемником

евой проволокой с помощью ультразвуковой сварки. Область соединений герметизируется эпоксидным компаундом, при этом основная часть кристалла остается открытой.

Для фиксации и герметизации датчика используется разборной корпус, состоящий из алюминиевого основания, в котором фиксируется плата-подложка с датчиком, фторопластовой крышки, на которой монтируется пробоприемник, и силиконового уплотнителя. Требуемая степень уплотнения достигается с помощью винтовых зажимов.

Полученная таким образом кювета имеет достаточно большие габариты для обеспечения удобства сборки и разборки оператором и вместе с тем является достаточно миниатюрной для эксплуатации в типичных лабораторных условиях, в том числе в многоканальной конфигурации измерительной системы. Возможность монтажа съемного пробоприемника позволяет использовать ячейку как для измерений с однократной инъекцией пробы, так и для динамических измерений в проточной системе.

Чертежи основных вариантов конструкции кюветы приведены на **рис. 3**. Габаритные размеры базового варианта составляют 50×50×18 мм; объем пробы в инъекционном варианте — от 1 до 2 мл. Конструкция кюветы предусматривает также установку держателя для стандартного электрода сравнения (в проточном варианте держатель является конструктивным элементом пробоприемника).

Общий вид преобразователя, смонтированного на плате-подложке и установленного в основание кюветы с инъекционным пробоприемником, показан на **рис. 4**.

#### Архитектура измерительной системы

Для построения функционально завершенной информационно-измерительной системы (ИИС) помимо первичных преобразователей необходимыми элементами являются устройства вторичного измерительного преобразования (ВИП) и дискретизации измерительной информации, а также комплекс программно-аппаратных средств для регистрации, хранения и обработки полученных данных. Кроме того, поскольку синхронная регистрация данных, полученных с нескольких ИСПТ-датчиков, модифицированных различными ферментами, позволяет решать ряд аналитических задач, неразрешимых с помощью одноканальных преобразователей [8, 9], структура ИИС должна предусматривать возможность объединения нескольких первичных преобразователей в единую многоканальную систему.

Первичным информационным сигналом для ИСПТ является изменение падения напряжения на границе «раствор—диэлектрик», связанное с изменением равновесного поверхностного заряда в области затвора при изменении активности протонов в анализируемом растворе. Это приводит к изменению управляющего напряжения в цепи затвора и, соответственно, к изменению величины тока в канале транзистора.

Существует множество вариантов схем преобразования этого сигнала к удобному для измерения и дальнейшей обработки виду [10—13]. Все известные

схемы можно разделить на два класса: следящие и схемы прямого преобразования. Сравнительный анализ некоторых распространенных вариантов схемы вторичного преобразования был проведен нами ранее [14]. Чаще применяются следящие схемы с поддержанием постоянной величины тока в канале датчика, поскольку такие схемы, во-первых, практически не вносят дополнительной нелинейности (т. е. линейность преобразования зависит только от линейности первичной характеристики преобразования датчика, которая, в свою очередь, определяется свойствами диэлектрика в области затвора) и, во-вторых, позволяют получать изменение потенциала на затворе (т. е. порогового напряжения транзистора) непосредственно в качестве выходного сигнала схемы, без необходимости дополнительных преобразований и предварительного определения крутизны переходной характеристики. Первое из указанных свойств означает также, что при использовании следящей схемы преобразования рабочая точка датчика не обязательно должна находиться на линейном участке переходной характеристики, а это значит, что работа датчика допустима при пониженной величине открывающего напряжения. Это может оказаться полезным для предотвращения долговременного дрейфа рабочей точки на переходной характеристике датчика [15].

При практической реализации следящей схемы, однако, возникает ряд трудностей. Основными проблемами являются обеспечение устойчивости и предотвращение потери управления в цепи обратной связи. Хотя положение рабочей точки на переходной характеристике не влияет ни на величину выходного сигнала, ни на линейность вторичного преобразования, тем не менее, поскольку ИСПТ является одним из звеньев петли обратной связи, форма характеристики в окрестности рабочей точки влияет на динамические параметры схемы, в том числе на ее устойчивость (крутизна характеристики определяет скорость реагирования ИСПТ на управление, а значит и на фазовую характеристику звена). Кроме того, переходная характеристика транзистора имеет область насыщения (для исследованных нами образцов транзисторов насыщение наступает при абсолютной величине напряжения «затвор—исток»  $U_{зи} \approx 9$  В), в которой проводимость канала уже не зависит от разности потенциалов  $U_{зи}$ . Если управляющее напряжение в результате перерегулирования в ходе переходных процессов превысит порог насыщения, схема выйдет из режима слежения. Это, в частности, может происходить и при переходных процессах в момент включения преобразователя.

В ранее разработанном нами макете преобразователя, реализующем следящую схему с цепью обратной связи в аналоговой части тракта [16], указанные недостатки приводили к значительным трудностям в процессе эксплуатации измерительной системы. По этой причине, а также для повышения универсальности структуры вторичного преобразователя, в предлагаемом варианте аналоговая часть тракта включает в себя только схему прямого преобразования, выходным сигналом которой является напряжение, пропорциональное величине тока в канале датчика. Прин-

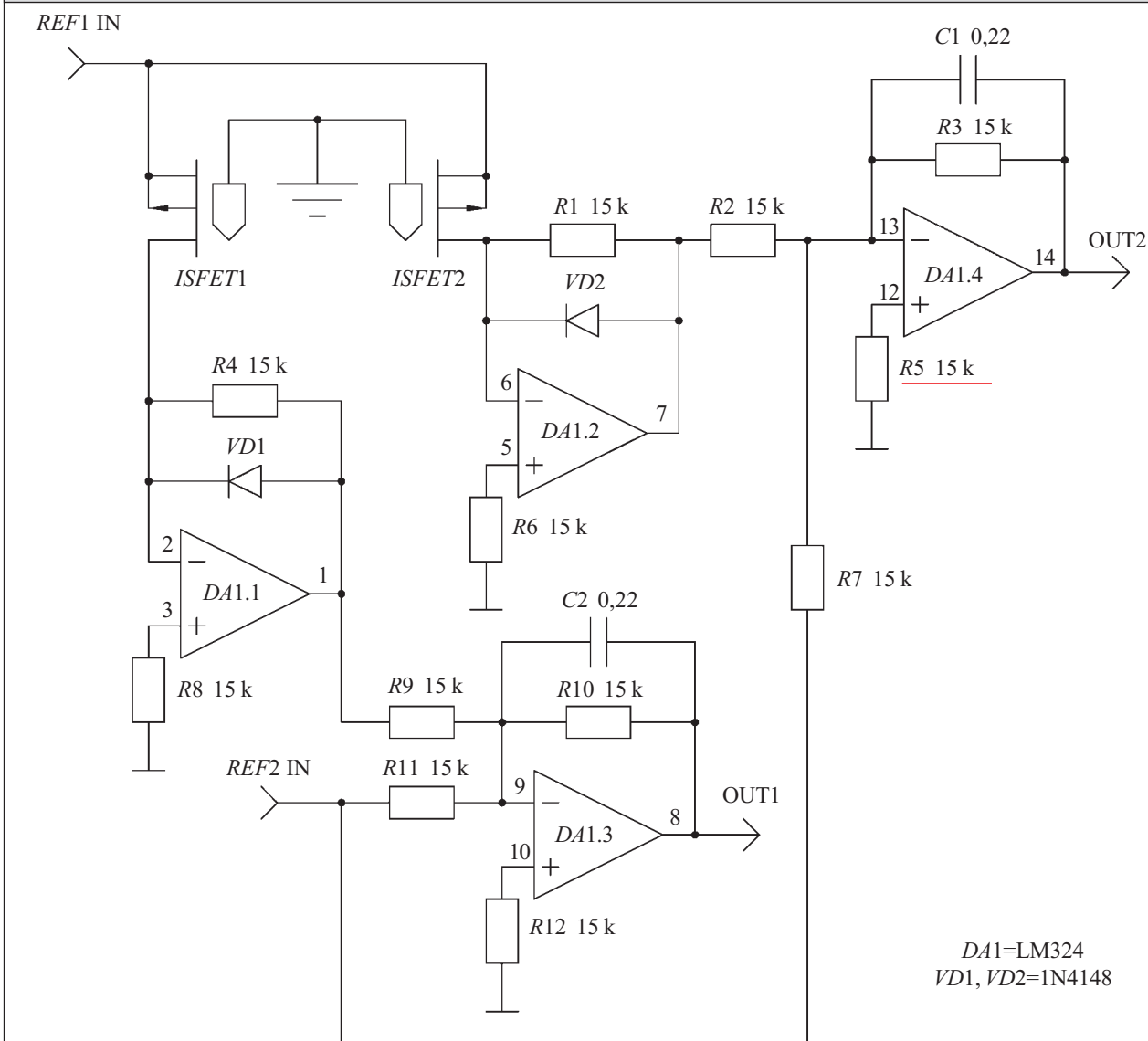


Рис. 5. Принципиальная электрическая схема аналоговых каскадов вторичного измерительного преобразователя

ципиальная электрическая схема аналоговых каскадов ВИП показана на рис. 5. Выходное напряжение усилителей DA1.1, DA1.2 пропорционально токам в каналах транзисторов ISFET1, ISFET2. Коэффициент преобразования «ток—напряжение» определяется сопротивлением резисторов R4, R1. Диоды VD1, VD2 выполняют защитную роль, препятствуя инвертированию напряжения на выходе первого каскада. Усилители DA1.3, DA1.4 реализуют функцию смещения, суммируя выходные сигналы первого каскада с опорным напряжением REF2. Емкости C1, C2 предназначены для подавления высокочастотных составляющих выходных сигналов второго каскада перед аналого-цифровым преобразованием. В предлагаемом варианте преобразователя напряжение REF2 фиксировано и составляет 5 В. Управляющее напряжение REF1 формируется с помощью цифро-аналогового преобразователя, управляемого микроконтроллером, и может регулироваться в диапазоне 2—8 В. Величина этого напряжения устанавливается в процессе калибровки такой, чтобы величина тока в кана-

лах транзисторов была приблизительно равна 500 мкА. Это соответствует средней точке рабочего диапазона преобразователя. При указанных на рис. 5 номиналах компонентов схема преобразует входной сигнал, лежащий в диапазоне тока 330—660 мкА, в выходной в диапазоне напряжения 0—5 В. Предельные значения входного тока были выбраны исходя из характеристик изготовленных датчиков: при калибровке средней точки в растворе с pH=7,0, учитывая типичные значения коэффициентов преобразования датчиков 15—20 мкА/pH, схема гарантированно позволяет осуществлять измерения pH в диапазоне от 2 до 10.

Дальнейшая обработка измерительной информации, включая вычитание сигнала референтного (опорного) канала при дифференциальном режиме измерения, осуществляется после аналого-цифрового преобразования.

Следующим звеном измерительной системы является модуль регистрации и управления, обеспечивающий сопряжение вторичного измерительного пре-

образователя с ЭВМ, регистрацию измерительной информации и управление процессом измерений (автоматическое либо с участием оператора). Кроме того, специфика области применения требует обеспечения возможности многоканальных измерений, т. е. одновременной регистрации сигналов нескольких измерительных преобразователей. Подход к построению многоканальной системы может быть различным. Традиционным является использование интегрированного многоканального модуля сопряжения с мультиплексированием каналов [16]. Преимуществами такого решения являются относительная дешевизна и компактность. Однако, поскольку каждая пара транзисторов в представленном варианте разработки монтируется в отдельную измерительную ювлету, могут возникнуть определенные конструктивные неудобства при соединении сенсорных ячеек с блоком электроники. Кроме того, в отсутствие необходимости в многоканальных измерениях такой блок ВИП будет являться избыточным.

Подходом, более соответствующим общему принципу модульности системы, является использование отдельного блока ВИП для каждой сенсорной ячейки (пары транзисторов) с возможностью объединения отдельных блоков в многоканальную систему. Наиболее простым и доступным методом сопряжения модулей вторичного преобразования между собой и с управляющей ЭВМ является последовательный интерфейс, имеющий известные преимущества перед параллельным — повышенную надежность за счет уменьшения количества соединений, дешевизну, возможность объединения устройств в сети различных конфигураций, возможность разнесения сопряженных устройств на относительно большие расстояния (если физический уровень интерфейса обеспечивает соответствующие электрические параметры). Как известно, в настоящее время последовательные цифровые интерфейсы повсеместно вытесняют параллельные как в промышленной, так и в бытовой аппаратуре.

Имеется широкий спектр стандартных последовательных цифровых интерфейсов и последовательных шин, на базе которых можно организовать соединение рассматриваемых измерительных устройств. Для построения макета ИИС был выбран интерфейс RS-232 [17] из следующих соображений:

- RS-232 является наиболее распространенным интерфейсом сопряжения контрольно-измерительной аппаратуры с персональными ЭВМ;

- многоканальные модули сопряжения массивов датчиков с ЭВМ с таким интерфейсом уже разрабатывались нами ранее и использовались в предыдущих вариантах измерительных устройств на базе ИСПТ [16];

- логический уровень интерфейса реализован аппаратно в большинстве современных интегральных микроконтроллеров;

- аппаратная реализация интерфейса доступна для лабораторных ПЭВМ (в виде встроенных контроллеров либо в виде плат расширения);

- можно использовать один и тот же аппаратный интерфейс как для сопряжения устройств между со-

бой, так и для сопряжения сети устройств с управляющей ЭВМ;

- программная поддержка интерфейса присутствует во всех распространенных операционных средах, что значительно упрощает разработку прикладного программного обеспечения;

- электрические параметры интерфейса обеспечивают хорошую надежность передачи данных и возможность разнесения устройств на расстояние до нескольких метров.

Хотя обеспечиваемая интерфейсом скорость передачи данных относительно невысока (до 100 Кбит/с), для рассматриваемого применения она является достаточной, поскольку измерения являются по существу квазистатическими, а количество измерительных каналов на практике не превышает десяти.

Для объединения отдельных преобразователей в измерительную сеть используется кольцевая шинная архитектура (рис. 6). В такой архитектуре каждый блок ВИП содержит собственную аналоговую (собственно преобразователь) и цифровую (АЦП с микропроцессором) части, и отдельные последовательный вход и выход. Все блоки многоканальной системы объединяются в кольцо, при этом выход предыдущего модуля соединяется со входом последующего. Вход первого модуля соединяется с выходом последовательного порта ЭВМ, а выход последнего модуля — со входом последовательного порта ЭВМ. Пакеты команд и данных, поступающие из ЭВМ, последовательно обрабатываются каждым из процессоров, объединенных шиной. Все вопросы адресации и синхронизации работы блоков решаются на уровне логического протокола передачи команд и данных. Отметим, что одноканальная система в рамках такого решения организуется без каких-либо дополнительных аппаратных или программных изменений. Недостатком рассмотренного решения, как и любой кольцевой архитектуры, является то, что выход из строя хотя бы одного устройства приводит к полной неработоспособности всей системы (здесь речь идет только о микропроцессоре либо приемопередающей час-

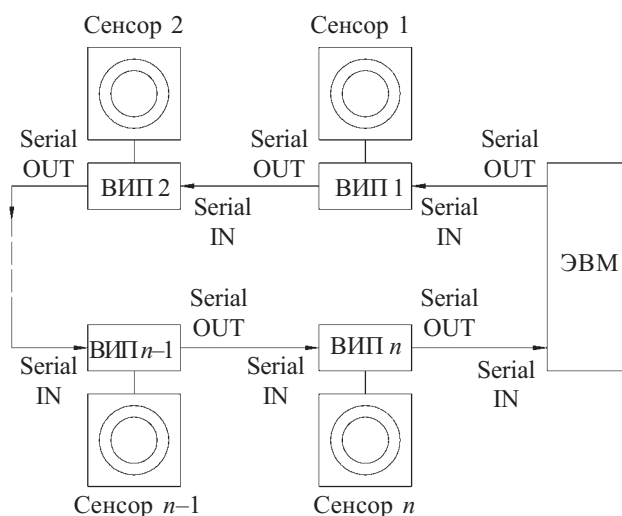


Рис. 6. Кольцевая шинная архитектура многоканальной измерительной системы

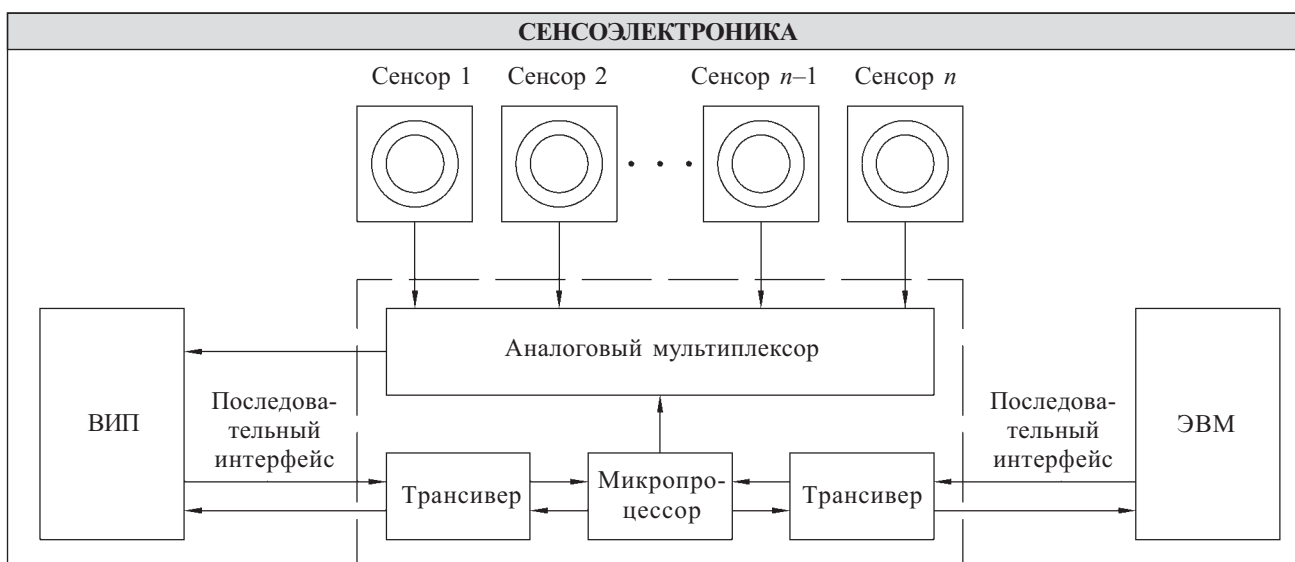


Рис. 7. Функциональная схема адаптера, симулирующего кольцевую шину в многоканальной системе с мультиплексированием каналов

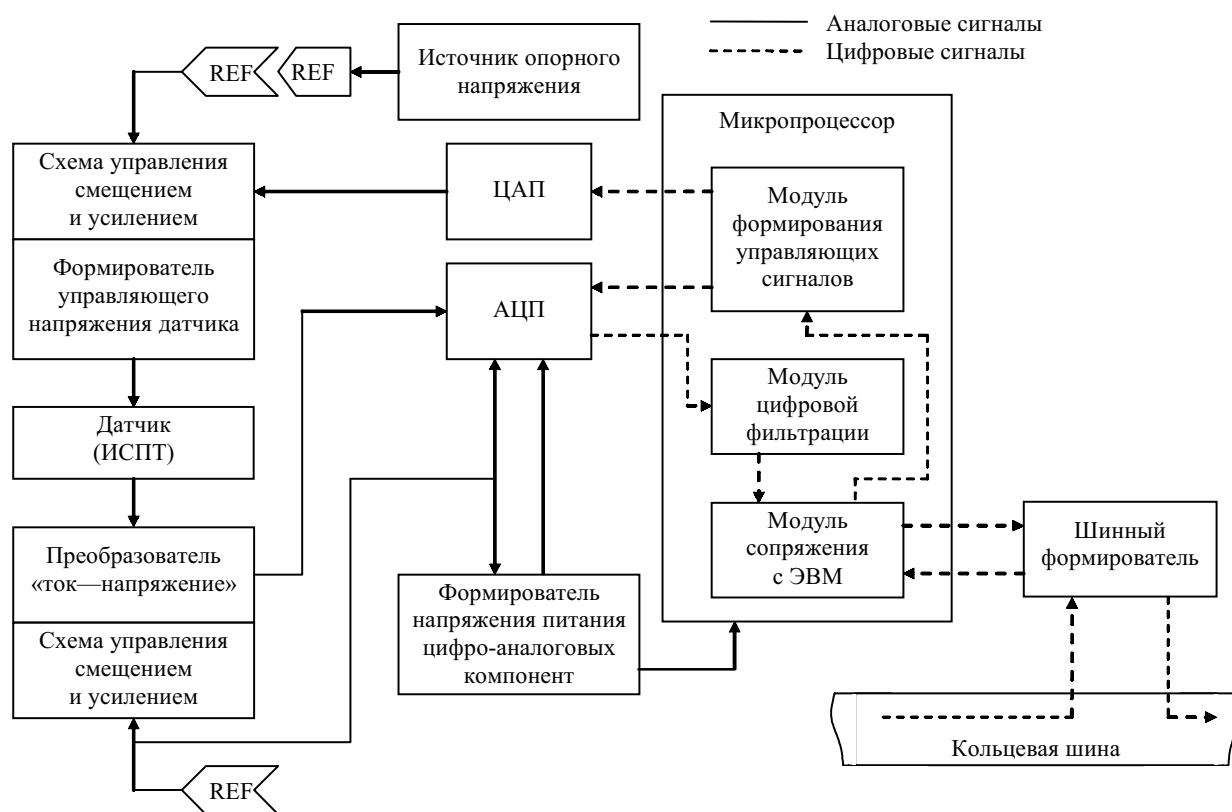


Рис. 8. Функциональная схема вторичного измерительного преобразователя

ти, при выходе из строя собственно датчика работоспособность сети сохраняется, но при этом данные измерений, полученные с него, будут неверными).

Необходимость наличия АЦП и микропроцессора в каждом модуле приводит к удорожанию многоканальной системы, но этот недостаток несущественен при серийном производстве в сравнении с преимуществами, которые дает унификация исполнения одноканальной и многоканальной систем. Кроме того, на базе разработанного модуля ВИП можно постро-

ить и более традиционный вариант с мультиплексированием измерительных каналов. Для этого требуется лишь сравнительно несложный адаптер, осуществляющий трансляцию команд шинного протокола и управление мультиплексором, поочередно подключающим к модулю ВИП один из нескольких датчиков (рис. 7). При этом не требуется вносить никаких изменений ни в программное обеспечение управляющей ЭВМ, ни в микропрограммное обеспечение модуля ВИП. Аналогичным образом с помощью адапте-

ра можно подключить сеть ВИП к аппаратному интерфейсу, отличному от RS-232 (например, к последовательной шине USB), без внесения каких-либо изменений или дополнений в разработанный протокол обмена командами и данными на логическом уровне.

Законченная функциональная схема модуля ВИП, разработанная в соответствии с вышеизложенными принципами, показана на **рис. 8**. Согласно этой схеме были спроектированы и изготовлены действующие макеты вторичных измерительных преобразователей и программное обеспечение для считывания и регистрации измерительной информации, и осуществлена их экспериментальная проверка.

Сформированный измерительный тракт обеспечивает разрешающую способность не хуже 50 нА при измерении тока в канале ИСПТ и после калибровки по трем эталонным растворам позволяет осуществлять измерение рН с точностью не хуже  $\pm 0,01$  в диапазоне от 2 до 10.

#### Возможные усовершенствования измерительной системы

Разработанный макет измерительной системы был успешно использован для реализации методов биохимического анализа в ряде экспериментов [4, 18—20], в частности для анализа многокомпонентных примесей в водных растворах с одновременным использованием различных ферментных мембран. Полученные результаты позволяют считать метрологические и эксплуатационные характеристики макета удовлетворительными. Тем не менее, многие из элементов системы допускают возможность дальнейшего усовершенствования без необходимости внесения значительных изменений в конструкцию узлов и архитектуру системы в целом. Рассмотрим основные из имеющихся возможностей.

#### Первичный измерительный преобразователь

В первичный измерительный преобразователь могут быть внесены как технологические, так и конструктивные изменения, направленные на улучшение долговременной стабильности рабочих характеристик и надежности датчика в процессе эксплуатации.

Как показали испытания образцов из опытных партий [15], продолжительное воздействие открывающего напряжения  $U_{зи} = -(5—8)$  В на датчик, находящийся в растворе, может приводить к смещению величины порогового напряжения транзистора (являющегося первичным информативным параметром датчика). Для предотвращения этого в технологический маршрут следует добавить операции, направленные на стабилизацию подвижного заряда в диэлектрике (формирование слоя фосфорсиликатного стекла между оксидом и нитридом кремния, отжиг в водороде на завершающей стадии технологического цикла) и на уменьшение абсолютной величины порогового напряжения (уменьшение толщины диэлектрического слоя, дополнительное легирование канала).

Наименее надежным элементом в предложенном варианте конструкции датчика являются электрические соединения между кристаллом и печатными проводниками платы-подложки. Соединение осуществляется алюминиевой проволокой диаметром 40 мкм

с помощью ультразвуковой сварки с последующей герметизацией эпоксидным компаундом ВК-9. В процессе эксплуатации опытных образцов нередко отмечалось нарушение контактов, очевидно, в результате обрыва проволоки из-за механических напряжений в компаунде. Решением этой проблемы может быть двухслойная герметизация области контактов с применением эластичного термостойкого компаунда в качестве первого слоя и термически размягчаемого пластика (например, полиэтилена) в качестве наружного слоя, покрывающего всю конструкцию кроме непосредственно рабочей области датчика.

Нерешенной проблемой остается интеграция электрода сравнения (ЭС), служащего для фиксации электрического потенциала в анализируемом растворе, непосредственно с конструкцией датчика. Попытки замены традиционного электрода различными миниатюрными устройствами неоднократно описаны в литературе [7, 21], к сожалению, все они уступают по своим характеристикам стандартным лабораторным ЭС. Применение дифференциальной измерительной схемы, однако, позволяет частично скомпенсировать нестабильность потенциала раствора. При таком режиме измерений допустима замена ЭС псевдоэлектродом, который должен удовлетворять требованиям химической и электрохимической инертности, т. е. не участвовать в процессах окисления или восстановления при рабочих электрических режимах. Одним из наиболее подходящих с этой точки зрения материалов является золото. Размещение сетчатого золотого электрода на поверхности диэлектрика в области канала позволило бы получить ряд дополнительных преимуществ:

- возможность размещения схемы защиты датчика от электростатического пробоя непосредственно на кристалле или на плате-подложке;
- упрощение процедур тестирования датчиков в процессе производства и наладки за счет устранения необходимости обеспечения контакта к области затвора через электролит;
- возможность изготовления дифференциальной пары датчиков, один из которых имеет сплошной (непроницаемый для раствора) электрод в области затвора и таким образом изолирован от изменений рН в растворе (т. е. может использоваться в качестве референтного датчика при обычной рН-метрии), а второй датчик имеет сетчатый электрод, электрически являющийся продолжением сплошного;
- поскольку белок образует устойчивые комплексы с золотом [22], наличие золотого электрода позволило бы обеспечить более надежную иммобилизацию биологического материала в чувствительной области датчика при ферментном анализе.

Было бы также целесообразно разместить на кристалле датчик температуры для автоматической компенсации температурной зависимости функции преобразования. В простейшем варианте датчиком может быть обычный диод. С этой целью можно использовать один из диодов, образованных подложкой и областями стока/истока, что позволило бы обойтись без дополнительных контактных площадок и

выводов. Для измерения температуры в этом случае можно использовать схему с разделением сигналов во времени: в течение некоторого времени датчик работает в обычном режиме (при этом информативным параметром является ток в канале транзистора), после чего на короткий период переключается в режим контроля температуры (при этом информативным параметром становится падение напряжения на прямосмещенном переходе «подложка—сток» или «подложка—исток»); в процессе измерений этот цикл непрерывно повторяется.

### Вторичный измерительный преобразователь

Изменения в схеме вторичного преобразователя должны быть направлены, в основном, на повышение его универсальности. Схемотехнические параметры предлагаемого варианта достаточно жестко привязаны к электрическим параметрам изготовленных

датчиков. Хотя это позволило применить упрощенные схемные решения, в случае разработки и изготовления новых партий датчиков с отличающимися параметрами, в том числе с другим типом проводимости канала, применение существующей схемы будет затруднено или невозможно.

Для обеспечения возможности работы с датчиками с различным типом проводимости канала схема вторичного преобразователя может быть модифицирована следующим образом: источник опорного напряжения датчика (*REF1* на рис. 5) должен быть разделен на два — питающего (токообразующего) и управляющего напряжения, прикладываемого к затвору транзистора через электрод сравнения. Питающее напряжение может быть фиксированным (около 5 В); управляющее напряжение должно быть программируемым с возможностью изменения его полярности относительно нуля схемы.

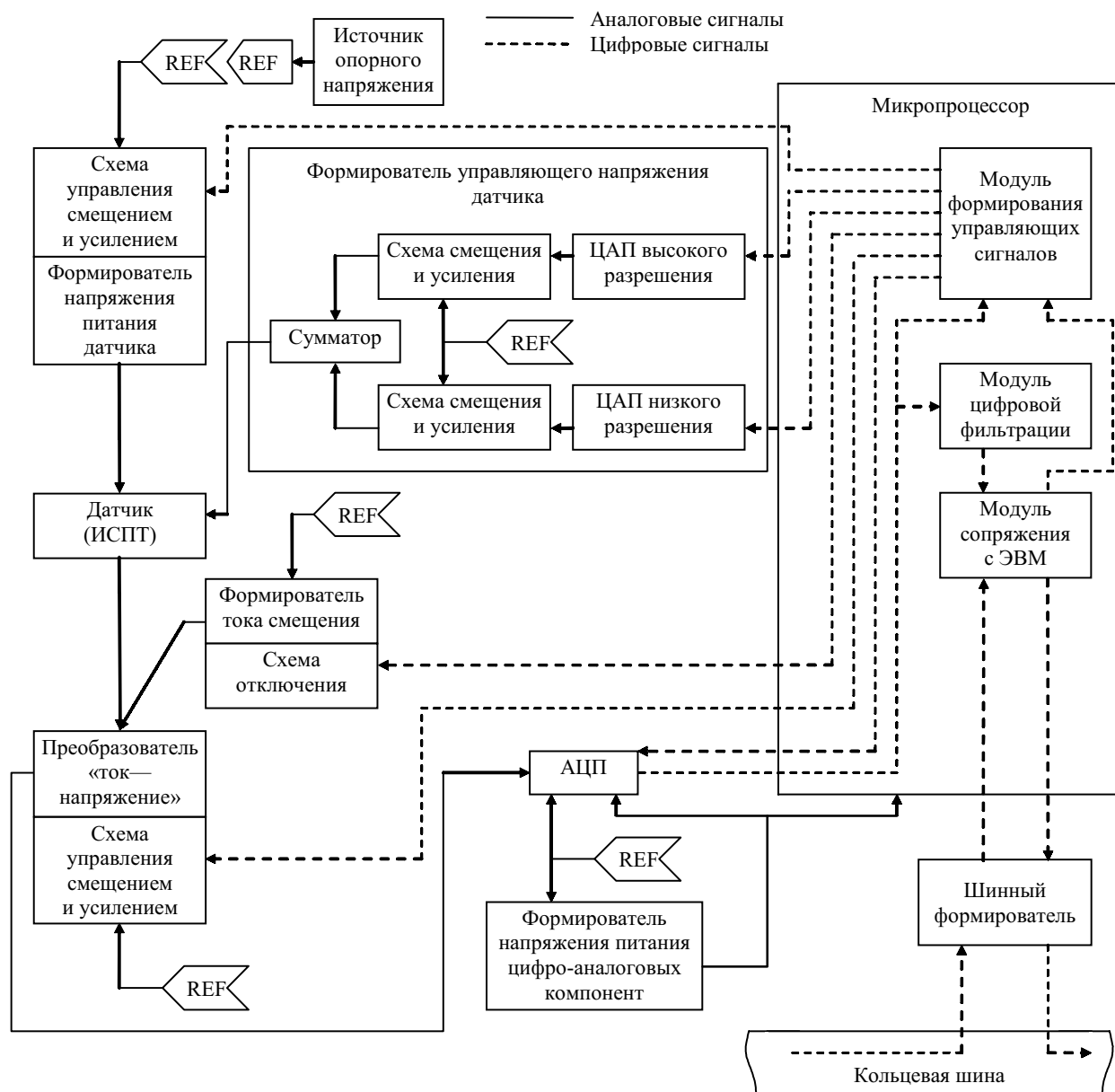


Рис. 9. Функциональная схема усовершенствованного вторичного измерительного преобразователя

Остальная часть схемы остается, в основном, неизменной. Каскад преобразования «ток—напряжение» следует модифицировать, добавив управляемый источник опорного тока, подключенный к суммирующей точке усилителя. Это позволит обеспечить эффективную работу преобразователя при различных положениях рабочей точки датчика. Коэффициент преобразования усилителя также можно сделать переключаемым — для компенсации разницы в крутизне характеристик датчиков.

Поскольку схема преобразователя в любом случае содержит цепь обратной связи (цепь управления напряжением на затворе), преобразователь может работать и в следящем режиме. При этом управляющее напряжение играет роль выходного сигнала. Реализация основных функций регулятора в цифровой части преобразователя позволяет эффективно решать проблемы применения следящих схем, перечисленные выше. Для нормальной работы в таком режиме, однако, потребуется формировать управляющее напряжение с более высокой разрешающей способностью, чем в предложенном варианте. Это можно сделать с помощью ШИМ-регулятора. Регулирование с высокой точностью необходимо в небольших пределах (примерно  $\pm 2$  В), поэтому регулятор управляющего напряжения можно сделать двухступенчатым (основное смещение можно задавать грубо и суммировать его с прецизионным дополнительным смещением, формируемым с помощью ШИМ).

Используя имеющийся в датчике диод (включенный параллельно каналу транзистора), можно проводить измерение температуры кристалла с разделением сигналов во времени по следующей методике: на период измерения температуры канал транзистора закрывается подачей управляющего напряжения достаточной величины, последовательно с датчиком в измерительную цепь включается с помощью реле измерительный нагрузочный резистор и полярность питающего напряжения инвертируется. По величине тока, измеренной преобразователем, определяется величина падения напряжения на диоде, по которой, в свою очередь, определяется температура кристалла. Нужно иметь в виду, что направление тока при измерении температуры будет противоположным направлению тока в канале транзистора в нормальном режиме работы; эта проблема решается либо добавлением опорного тока необходимой величины в суммирующей точке усилителя, либо применением отключаемого инвертирующего каскада на выходе усилителя.

Пропускную способность шины также можно существенно повысить, реализовав полнодуплексный режим обмена данными. Это может оказаться полезным при построении многоканальной системы.

Функциональная схема вторичного измерительного преобразователя, модифицированного в соответствии с изложенными соображениями, представлена на рис. 9.

### Заключение

Конструктивное исполнение разработанных преобразователей позволяет непосредственно использо-

вать их в системах ферментного анализа водных растворов. Двухканальная конструкция первичного преобразователя упрощает реализацию дифференциального режима измерений и таким образом значительно ослабляет требования к стабильности параметров системы, включая термостабильность и стабильность потенциала анализируемого раствора. Сопутствующая оснастка и блоки вторичного преобразования благодаря положенному в основу их конструкции принципу модульности допускают объединение отдельных датчиков в многоканальную измерительную систему, пригодную как для одновременного анализа идентичных образцов жидкой среды различными ферментными сенсорами с перекрестной селективностью, так и для распределенного анализа нескольких различных образцов. Система может быть использована и для обычной, в том числе многоканальной, рН-метрии с помощью датчиков, не модифицированных биочувствительным материалом.

Намеченные пути совершенствования конструкции и архитектуры измерительной системы позволяют рассчитывать на дальнейшее улучшение ее метрологических и эксплуатационных характеристик.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Биосенсоры: основы и приложения. Пер. с англ. / Под ред. Э. Тёрнера, И. Карубе, Дж. Уилсона. — М.: Мир, 1992.
2. Bergveld P. ISFET, theory and practice // IEEE Sensor Conference. — Canada, Toronto. — 2003. — P. 1—26.
3. Bergveld P. Thirty years of ISFETOLOGY: What happened in the past 30 years and what may happen in the next 30 years // Sensors and Actuators B. — 2003. — N 88. — P. 1—20.
4. Солдаткин О. О., Павлюченко О. С., Кукла О. Л. та ін. Розроблення процедури мультибіосенсорного визначення важких металів і пестицидів у доквіллі // Біотехнологія. — 2010. — Т. 3, № 2. — С. 71—81.
5. Березин А. С., Мочалкина О. Р. Технология и конструирование интегральных микросхем. — М.: Радио и связь, 1992.
6. ГОСТ 8.135–2004. Государственная система обеспечения единства измерений. Стандарт-титры для приготовления буферных растворов — рабочих эталонов рН 2-го и 3-го разрядов. Технические и метрологические характеристики. Методы их определения. — М.: Стандартинформ, 2008.
7. Jimenez-Jorquera C., Orozco J., Baldi A. ISFET based micro-sensors for environmental monitoring // Sensors. — 2010. — N 10. — P. 61—83.
8. Keith J. Albert, Nathan S. Lewis, Caroline L. Schauer et al. Cross-reactive chemical Sensor arrays // Chem. Rev. — 2000. — N 100. — P. 2595—2626.
9. Vlasov Yu., Legin A., Rudnitskaya A. et al. Nonspecific sensor arrays (“electronic tongue”) for chemical analysis of liquids // Pure Anal. Chem. — 2005. — Vol. 77, N 11. — P. 1965—1983.
10. Wen-Yaw Chunga, Chung-Huang Yang, Pijanowska D. G. et al. ISFET performance enhancement by using the improved circuit techniques // Sensors and Actuators B. — 2006. — N 113. — P. 555—562.
11. Morgenshtein A., Sudakov-Boreysya L., Dinnar U. et al. Wheatstone-bridge readout interface for ISFET/REFET applications // Sensors and Actuators B. — 2004. — N 98. — P. 18—27.
12. Palan B., Santos F. V., Courtois B., Husak M. Fundamental noise limits of ISFET-based microsystems // Eurosensors XIII: The 13<sup>th</sup> European Conference on Solid-State Transducers. — Hague (Netherlands). — 1999. — P. 169—172.
13. Yuan-Lung Chin, Jung-Chuan Chou, Tai-Ping Sun et al. A novel pH sensitive ISFET with on chip temperature sensing using

CMOS standard process // Sensors and Actuators B.— 2001.— N 76.— P. 582—593.

14. Кукла О. Л., Павлюченко О. С., Голтвянский Ю. В. та ін. Сенсорні масиви на основі диференційних ІСПТ-елементів для моніторингу токсичних речовин природного та штучного походження // Сенсорна електроніка та мікросистемні технології.— 2008.— № 2.— С. 58—68.

15. Кукла А. Л., Павлюченко А. С., Голтвянский Ю. В. и др. Исследование дрейфа характеристик ионоселективных полевых транзисторов в биосенсорных приложениях // Тези доповідей 4-ї МНТК «Сенсорна електроніка та мікросистемні технології» (СЕМСТ-4).— Одеса.— 2010.— С. 217.

16. Кукла А. Л., Павлюченко А. С., Голтвянский Ю. В., Ширшов Ю. М. Многоэлементные сенсорные массивы на основе интегральных кремниевых ионоселективных полевых транзисторов для систем химического мониторинга // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника.— 2007.— № 42.— С. 72—79.

17. TIA-232-F interface between data terminal equipment and data circuit-terminating equipment employing serial binary data interchange.— Telecommunications Industry Association, 1997.

18. Марченко С. В., Назаренко О. А., Кукла О. Л. та ін. Розробка креатинін-чутливого біосенсора для медичного застосування // Сенсорна електроніка та мікросистемні технології.— 2009.— № 4.— С. 55—62.

19. Архіпова В. М., Дзядевіч С. В., Єфімов Д. А., Солдаткін О. П. Вивчення можливостей практичного застосування потенціометричних біосенсорів для аналізу глюкози в крові людини // Сенсорна електроніка та мікросистемні технології.— 2009.— № 1.— С. 42—49.

20. Архіпова В. М., Шелякіна М. К., Кукла О. Л. та ін. Біосенсорний аналіз глікоалкалоїдів картоплі // Біотехнологія.— 2009.— Т. 2, № 3.— С. 64—73.

21. I-Yu Huang, Ruey-Shing Huang, Lieh-Hsi Lo. A new structured ISFET with integrated Ti/Pd/Ag/AgCl electrode and micromachined back-side P<sup>+</sup> contacts // Journal of the Chinese Institute of Engineers.— 2002.— Vol. 25, N 3.— P. 327—334.

22. Jose M. Abad, Marcos Pita, Victor M. Fernandez. Immobilization of proteins on gold surfaces / In book: Immobilization of Enzymes and Cells // Ed. by Jose M. Guisan.— Totowa, New Jersey (USA): Humana Press, 2006.— P. 229—238.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



**Базовые лекции по электронике: в 2-х томах / Сб. под общ. ред. В. М. Пролейко.— М.: Техносфера 2009.**  
**Том I: Электровакуумная, плазменная и квантовая электроника.— 456 с.**  
**Том II: Твердотельная электроника.— 608 с.**

Современные требования к специалистам электронной промышленности постоянно растут и требуют пересмотра учебных планов многих вузов. Авторы книги — авторитетные ученые, совмещающие научное руководство в области электроники с преподаванием основ этого предмета, — предлагают читателю компактно изложенные лекции, подготовленные в стиле «приглашенного профессора».

Сборник состоит из двух томов. В первом представлены электровакуумные и фотоэлектронные приборы, конденсаторы и резисторы, современные средства отображения информации, некоторые разделы квантовой и плазменной электроники. Второй том, посвященный твердотельной электронике, открывается Нобелевской лекцией академика Ж. И. Алферова.

Книга адресована преподавателям вузов, специалистам в области электроники и студентам — будущим ученым, инженерам и руководителям отечественной электронной промышленности.

НОВЫЕ КНИГИ



**Филиппов А. А., Рабоволук А. В., Лохов А. Л. Проектирование систем на печатных платах на САПР Mentor Graphics. Ч. 5 / Под ред. С. П. Тимошенкова.— М.: МИЭТ, 2009.— 368 с.**

Настоящее учебное пособие по курсу HyperLynx, являющемуся логическим продолжением курса Expedition PCB, раскрывает вопросы пред- и посттопологического анализа целостности сигналов и электромагнитной совместимости.

Данный курс позволяет овладеть методологией проектирования высокоскоростных печатных плат, разработать работоспособное электронное средство без создания прототипа, сократив тем самым различного рода затраты на проектирование.

Предназначено для студентов вузов, а также для слушателей курсов повышения квалификации и специалистов, занимающихся созданием перспективных высокоскоростных изделий современной электронной техники и микроэлектроники.

К. т. н. С. М. ХАЙРНАСОВ

Украина, НТУУ «Киевский политехнический институт»  
E-mail: khayrnasov@lab-hp.kiev.uaДата поступления в редакцию  
19.01 2010 г.Оппонент к. т. н. В. Е. ТРОФИМОВ  
(ОНПУ, г. Одесса)

## КОНТУРНАЯ ТЕПЛОВАЯ ТРУБА ДЛЯ СИСТЕМ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

*Предложенная конструкция контурной тепловой трубы обеспечивает передачу теплового потока до 105 Вт при работе в температурном диапазоне от 20 до 90°C при различной ее ориентации в пространстве.*

В системах обеспечения тепловых режимов и охлаждения объектов, движущихся с ускорением, или объектов, функционирующих при любой ориентации в поле силы тяжести, использование обычных тепловых труб имеет ряд ограничений. В таких системах перспективным является применение контурных тепловых труб (КТТ) [1—3], поскольку они сохраняют работоспособность даже в положении, когда зона испарения располагается выше зоны конденсации более чем на 1 м, а также при наличии тормозящих сил, действующих на теплоноситель при движении объекта с ускорением. При этом обеспечивается «дидность», т. е. возможность передачи тепла только в одном направлении. К преимуществам использования КТТ можно также отнести создание гибкой связи между зонами подвода и отвода тепла.

В последние пять лет возрос интерес к конструкциям КТТ вообще, а адаптированных к компьютерной технике особенно [4]. Несмотря на наличие большого числа опытных образцов КТТ (а также специализированных кулеров на их основе), на пути их внедрения в серийное производство стоят проблемы миниатюризации их корпусов и совершенствования технологичности наряду с обеспечением надежной стабильной работы, а также улучшения тепловых характеристик, в том числе минимизации термического сопротивления.

Основными задачами настоящей работы были разработка и изготовление надежной и недорогой КТТ из доступных исходных материалов, обеспечивающей при любой ориентации в пространстве

- передачу теплового потока не менее 100 Вт;
- температурный перепад между зонами испарения и конденсации (общий температурный перепад по КТТ) не более 10°C;
- функционирование при изменении температуры КТТ от 20 до 90°C.

Отметим, что такие требования характерны, в первую очередь, для систем охлаждения компьютерной

техники. Так, тепловыделение процессора современного персонального компьютера — не менее 100 Вт, максимально допустимая температура на его ядре — не более 80°C. Кроме того, немаловажную роль здесь играет удобство компоновки и монтажа системы охлаждения, что определяется отсутствием жесткой связи между зонами подвода и отвода тепла, а также возможностью произвольного расположения системы охлаждения в пространстве.

### Конструкция контурной тепловой трубы

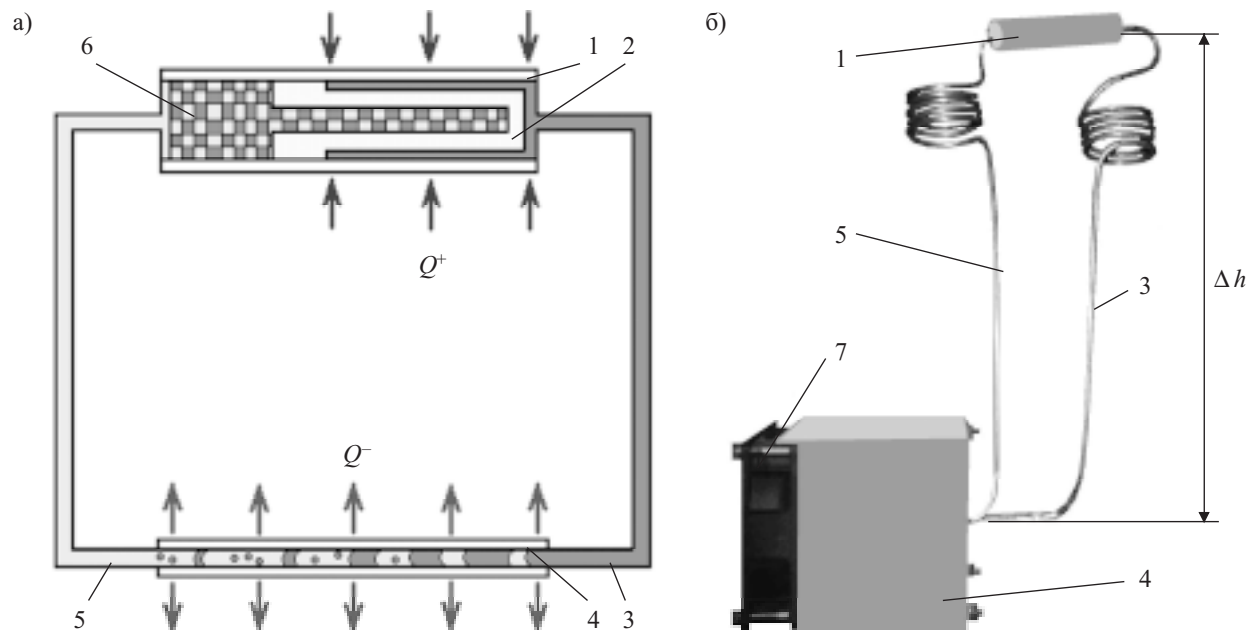
Длина зоны испарения (теплоподвода) разработанного образца КТТ (рис. 1) составляла 0,03 м, диаметр — 0,014 м. Размеры зоны конденсации (теплоотвода) без учета воздушного радиатора — 0,07×0,05×0,0026 м. Материал корпуса — нержавеющая сталь 12Х10Н9Т.

Основным элементом КТТ является капиллярный насос, от свойств которого в существенной мере зависят рабочие характеристики трубы. Для исследуемого образца он изготавливался из капиллярной структуры — оксидной высокопористой керамики на основе мелкодисперсного порошка оксида алюминия [3, 5] и имел общую пористость 64%. На основании рекомендаций по выбору теплоносителя для температурного диапазона 20—90°C, приведенных в [3], образец был заправлен аммиаком.

### Результаты экспериментальных исследований

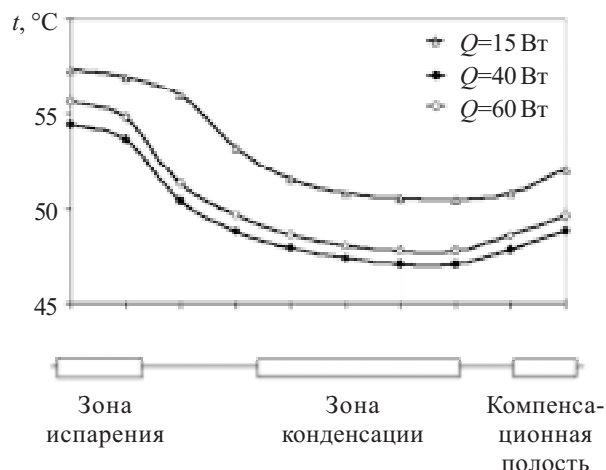
Основными исследуемыми характеристиками КТТ были ее температурное поле, термическое сопротивление, максимальный и минимальный передаваемые тепловые потоки в температурном диапазоне 20—90°C. Исследования проводили при различной ориентации КТТ в пространстве — при расположении зоны испарения выше зоны конденсации ( $\Delta h < 0$ ) и ниже ее ( $\Delta h > 0$ ), а также при горизонтальном положении ( $\Delta h = 0$ ).

Отличительной особенностью функционирования КТТ является стабильность ее температурного уровня в широком диапазоне передаваемых тепловых потоков (рис. 2) и термического сопротивления (рис. 3). Только на уровнях тепловых нагрузок, приближающихся к максимальной теплотранспортной способности КТТ (т. е. максимальному тепловому потоку  $Q_{\max}$ , который может передать КТТ), а также в случае снижения интенсивности теплоотвода при задан-

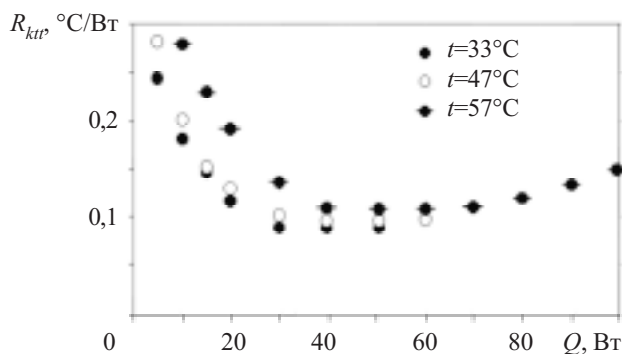


**Рис. 1.** Принципиальная схема (а) и общий вид (б) контурной тепловой трубы:

1 — зона испарения с имитатором теплового потока; 2 — капиллярный насос; 3 — паровой канал; 4 — воздушный радиатор, установленный на зоне конденсации; 5 — жидкостной канал; 6 — компенсационная полость; 7 — вентилятор (80×80 мм)



**Рис. 2.** Температурное поле КТТ при различном значении передаваемого теплового потока  $Q$  при  $\Delta h = -270$  мм



**Рис. 3.** Зависимость термического сопротивления КТТ от величины передаваемого теплового потока для различных значений температуры в зоне испарения при  $\Delta h = -270$  мм

ном тепловом потоке наблюдается рост общего температурного перепада и температурного уровня КТТ.

Как видно из рис. 3, при снижении тепловой нагрузки начиная с 30 Вт наблюдается значительный рост полного термического сопротивления трубы  $R_{ktt}$ . Это связано с гидродинамическими особенностями ее функционирования в таких условиях, а именно со снижением расхода теплоносителя, что и приводит к повышению общего температурного перепада. То есть существует и минимально возможный передаваемый тепловой поток КТТ, величина которого для исследуемой конструкции КТТ находится в диапазоне 2—3 Вт.

Результаты исследований максимальной теплотранспортной способности КТТ показали возможность передачи такой конструкцией тепловых потоков более 100 Вт при любой ее ориентации в пространстве. В наихудших условиях функционирования КТТ, когда зона испарения находилась выше зоны конденсации на 270 мм ( $\Delta h = -270$  мм), экспериментальное значение  $Q_{max}$  для приведенной конструкции достигало 105—110 Вт.

Значительную зависимость термического сопротивления КТТ от ее расположения в поле сил гравитации хорошо иллюстрирует рис. 4. Так, при функционировании КТТ против сил тяжести ( $\Delta h = -270$  мм) термическое сопротивление максимально. При опускании зоны испарения до уровня зоны конденсации термическое сопротивление резко снижается и при горизонтальном расположении КТТ выходит на уровень 0,02—0,04 °C/Вт и при расположении зоны конденсации выше зоны испарения  $R_{ktt}$  уже практически не изменяется с изменением  $\Delta h$ , что объясняется термосифонным эффектом.

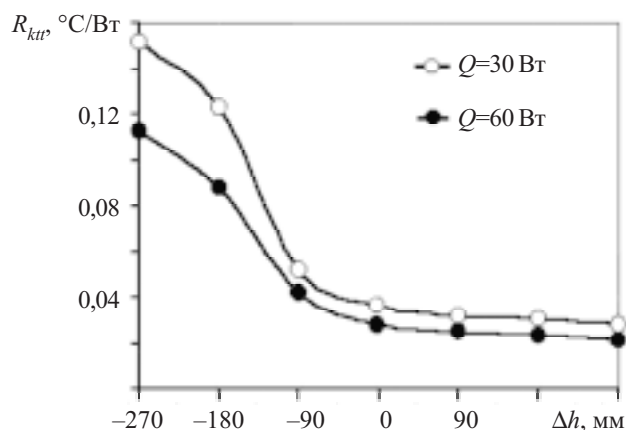


Рис. 4. Зависимость термического сопротивления КТТ от ее ориентации в поле сил тяжести

Однако полученные при исследованиях результаты показывают, что общий температурный перепад по КТТ может превышать 10°C при тепловых потоках более 80 Вт и когда зона испарения находится выше зоны конденсации более чем на 200 мм. Так, при передаваемой тепловом потоке 100 Вт (см. рис. 3) термическое сопротивление составляет 0,15 °C/Вт, что соответствует температурному перепаду 15°C.

К снижению термического сопротивления, а соответственно и температурного перепада, приводит приближение зоны испарения к зоне конденсации. Так, при  $Q=60$  Вт и  $\Delta h=-270$  мм (см. рис. 4) термическое сопротивление составляет 0,11 °C/Вт, что соответствует температурному перепаду 6,6°C, а при  $\Delta h=-90$  мм оно равно 0,04 °C/Вт, что соответствует температурному перепаду уже 2,4°C.

Снизить температурный перепад можно некоторыми конструктивными решениями, например уменьшив общее гидравлическое сопротивление контура КТТ, оптимизировав размеры зоны конденсации и зоны испарения. Это будет особенно важно при создании конструкции КТТ для передачи тепловых по-

токов более 150 Вт и расположении зоны испарения выше зоны конденсации более чем на 300 мм.

#### Выводы

Исследования показали надежную работоспособность конструкции КТТ с капиллярной структурой из оксидной высокопористой керамики на основе мелкодисперсного порошка оксида алюминия при любой ее ориентации в пространстве в температурном диапазоне от 20 до 90°C. При этом максимальная величина передаваемого теплового потока составила 105 Вт.

Однако было отмечено качественное снижение тепловых параметров образца КТТ в зонах рабочих характеристик, приближающихся к предельным — при тепловых потоках более 80 Вт при расположении зоны испарения выше зоны конденсации более чем на 200 мм. Решению данных проблем путем совершенствования конструкции КТТ будут посвящены дальнейшие исследования, которые позволят получить образец КТТ, вполне конкурентноспособный известным конструкциям систем охлаждения, основанных на других принципах реализации, например жидкостным системам охлаждения элементов компьютерной техники.

#### ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Майданик Ю. Ф. Контурные тепловые трубы и двухфазные теплопередающие контуры с капиллярной прокачкой // Автореф. дис. ... докт. техн. наук. — Москва, МЭИ. — 1993.
2. Кисеев В. М. Тепломассоперенос и фазовые превращения в капиллярных структурах // Автореф. дис. ... докт. физ.-мат. наук. — Екатеринбург, Уральский ГУ. — 2001.
3. Хайрмасов С. М. Теплогидравлічні процеси в контурних теплових трубах з капілярним насосом на основі оксиду алюмінію // Автореф. дисс. ... канд. техн. наук. — Київ, НТУУ «КПІ». — 2003.
4. Huang B. J. Development of a low-cost LHP for commercial application // 13<sup>th</sup> International Heat Pipes Conference. — Shanghai, China. — 2004. — P. 262—266.
5. Рассмакин Б. М., Хайрмасов С. М., Руденский С. О. Свойство капиллярной структуры на основе оксида алюминия для контурных тепловых труб // Наукові вісті. — 2003. — № 6. — С. 40—45.

#### НОВЫЕ КНИГИ

**Наноструктурные материалы / Под ред. Р. Ханнинка. — М.: Техносфера, 2009. — 488 с.**

В книге обобщаются ключевые наработки в области нанотехнологий и рассматривается их влияние на обработку металлов, полимеров, композитных и керамических материалов. Обсуждаются практические вопросы, связанные с промышленным производством и использованием наноматериалов, методы нанотехнологии в создании сплавов на основе стали, алюминия и титана, рассматриваются нанотехнологии, позволяющие использовать гидриды металлов для хранения водорода как источника энергии, а также методики синтеза нанополимеров для батарей аккумуляторов.

Данная книга — идеальное введение в нанотехнологии, а также достаточно широкий обзор их применения при создании новых промышленных материалов. Для инженерных и научных работников, которые в своей практической деятельности связаны с проблемами создания и применения наноматериалов и нанотехнологий. Благодаря этой книге можно найти решения многих междисциплинарных проблем в области наноматериалов и нанотехнологий.



К. т. н. Н. М. ВАКИВ, д. т. н. С. И. КРУКОВСКИЙ,  
д. ф.-м. н. Д. М. ЗАЯЧУК, Ю. С. МИХАЩУК,  
Р. С. КРУКОВСКИЙ

Украина, г. Львов, НПП «Карат»; НУ «Львовская политехника»  
E-mail: carat207@i.ua

Дата поступления в редакцию  
18.11 2009 г.

Оппонент к. т. н. Я. Я. КУДРИК  
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

## ПОЛУЧЕНИЕ АКТИВНЫХ СЛОЕВ InP В СОСТАВЕ ГЕТЕРОСТРУКТУР ДЛЯ ДИОДОВ ГАННА

*Рассмотрены особенности получения эпитаксиальных слоев InP с высокой подвижностью электронов из расплавов индия, легированного редкоземельными и изовалентными элементами.*

Генераторы на основе диодов Ганна могут быть использованы для контроля параметров технологических процессов, измерения перемещений, скорости, ускорения, направления движения подвижных объектов, химического состава вещества, влажности, проводимости, диэлектрической проницаемости, толщины слоев металлodieлектрических структур, а также в разнообразной СВЧ навигационной аппаратуре и аппаратуре связи. Область их практического использования можно еще больше расширить, если удастся снизить их временную нестабильность, связанную с нелинейностью их импеданса и действием разных внешних и внутренних факторов. Тепловые эффекты при этом играют одну из определяющих ролей, усиливая другие механизмы дестабилизации работы генераторов, связанные с особенностями технологического процесса изготовления активных полупроводниковых элементов. Поэтому поиск технологических способов улучшения свойств эпитаксиальных структур, на основе которых изготавливаются диоды Ганна, является задачей актуальной и практически важной.

Наиболее целесообразным с технологической точки зрения, экономически оправданным и обеспечивающим наилучшие электрофизические параметры слоев  $A_3B_5$ , является метод жидкофазной эпитаксии (ЖФЭ) с легированием расплавов редкоземельными элементами [1, 2].

В работе рассматривается один из вариантов этого метода получения высококачественных гетероструктур  $n^+-InP/n-InP$  для диодов Ганна с низкой концентрацией дефектов и высокой подвижностью электронов в активном слое, который базируется на применении комплексного легирования слоев InP редкоземельными (Yb) и изовалентными (Al) элементами в специально подобранных пропорциях. Эпитаксиальные слои InP, полученные таким способом, являются некомпенсированными и обладают низкой кон-

центрацией фоновых примесей и высокой подвижностью электронов. Причем эффект «очистки» эпитаксиальных слоев проявляется при незначительных концентрациях легирующих элементов Yb и Al, уменьшая вероятность загрязнения эпитаксиального слоя неконтролируемыми примесями из легирующего материала.

### Элементы технологии изготовления структур

Особенности влияния комплексного легирования в системе  $n^+-InP/n-InP$ , по сравнению с GaAs и его твердыми растворами, обусловлены значениями параметров взаимодействия химических элементов, коэффициентов сегрегации и диффузии элементов в этой системе. Важно также учесть высокую химическую активность редкоземельных элементов (РЗЭ) по отношению к фосфору, поскольку в результате химического взаимодействия этих элементов нарушается фазовое равновесие между раствором-расплавом и подложкой [3]. Это необходимо учитывать при наращивании эпитаксиальных слоев для воспроизводимого управления свойствами структур, полученных в результате комплексного легирования.

Эпитаксиальные слои InP выращивали методом ЖФЭ в графитовой слайдерной кассете из расплава индия (99,9999) на подложках полуизолирующего InP:Fe, ориентированных в кристаллографической плоскости (100). Температура начала эпитаксии составляла 680°C, интервал наращивания — 20°C. Кристаллизация слоев осуществлялась из переохлажденного раствора-расплава при скорости охлаждения 0,8°C. Алюминий и иттербий добавлялись в шихту непосредственно перед загрузкой в кассету. Для насыщения расплавов фосфором использовался поликристаллический InP с концентрацией свободных электронов  $(5-7) \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ .

Гомогенизация раствора-расплава происходила в течение 1,5 ч в атмосфере водорода с точкой росы -70°C. Непосредственно перед началом наращивания слоя поверхность подложки InP:Fe частично растворялась в ненасыщенном расплаве индия. Толщина эпитаксиальных слоев составляла 3—5 мкм.

Для определения влияния комплексного легирования алюминием и иттербием на свойства эпитаксиальных слоев InP, полученных методом ЖФЭ из растворов-расплавов индия, было проведено несколько серий экспериментов, позволяющих установить оптимальное соотношение Al и Yb, при котором концен-

Работа выполнена в рамках государственной Программы развития наиболее конкурентоспособных направлений микроэлектроники в Украине.

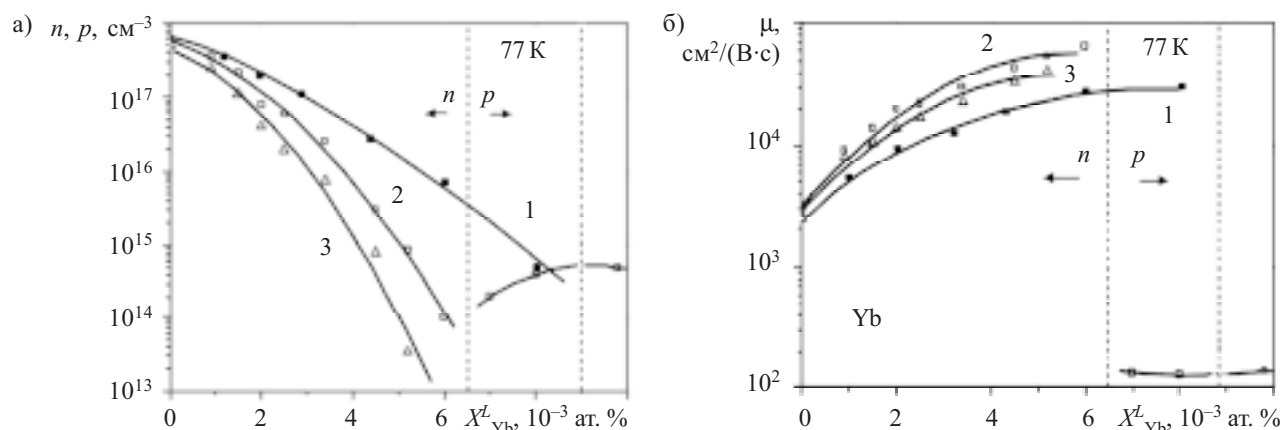


Рис. 1. Зависимость концентрации основных носителей (а) и их подвижности (б) в эпитаксиальных слоях InP от содержания Yb в растворе-расплаве индия при разном содержании Al (в ат. %): 1 — 0; 2 —  $1 \cdot 10^{-3}$ ; 3 —  $3 \cdot 10^{-3}$

трация основных носителей достигает минимального, а их подвижность — максимального значения.

В первой серии экспериментов слои InP наращивались из нелегированных расплавов индия. Полученные эпитаксиальные слои имели  $n$ -тип проводимости с концентрацией электронов  $(6-7) \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$  и их подвижностью  $1500 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$  при 300 К.

В следующих двух сериях экспериментов исследовалось влияние Yb, а также Al и Yb, на электрофизические свойства слоев InP, полученных из расплавов индия, легированного этими химическими элементами.

### Результаты исследования

Как видно из рис. 1, а, введение Yb в расплав индия приводит к уменьшению концентрации электронов в слоях InP, а при критической концентрации  $N_{\text{кр}}^{\text{Yb}}$  иттербия в растворе-расплаве происходит инверсия типа проводимости.

Уменьшение концентрации электронов в слоях InP сопровождается ростом их подвижности (рис. 1, б), максимальное значение которой достигается при количестве иттербия, близком к  $N_{\text{кр}}^{\text{Yb}}$ . При легировании расплавов индия одновременно алюминием и иттербием характер изменения концентрации и подвижности носителей заряда в слоях InP подобен тому, что наблюдается при легировании только редкоземельными элементами, но с определенными отличиями. Добавление Al способствует уменьшению значения критической концентрации иттербия в расплаве, индия при этом становится тем меньше, чем больше добавляется алюминия. Наиболее чувствительной к одновременному (комплексному) легированию оказалась подвижность основных носителей заряда. Как видно из рис. 1, б, подвижность в слоях InP, комплексно легированных Yb и Al ( $1 \cdot 10^{-3}$  ат. %), достигает значений  $50000-60000 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$  при 77 К, тогда как в слоях, легированных только иттербием, это значение не превышает  $25000 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$  при той же температуре.

По результатам проведенных нами исследований было установлено, что максимального значения подвижность электронов достигает при содержании алю-

миния  $1 \cdot 10^{-3}$  ат. %. Увеличение этого количества алюминия в 2—3 раза, хотя и сопровождается еще некоторым уменьшением концентрации носителей (рис. 1, а, кривая 3), приводит к уменьшению их подвижности.

Фотолюминесцентные исследования образцов проводились при температуре 10 К. Возбуждение фотолюминофора осуществлялось аргоновым лазером с длиной волны 514,5 нм и мощностью  $200 \text{ мВт}/\text{см}^2$ . Экспериментально изучалась зависимость интенсив-

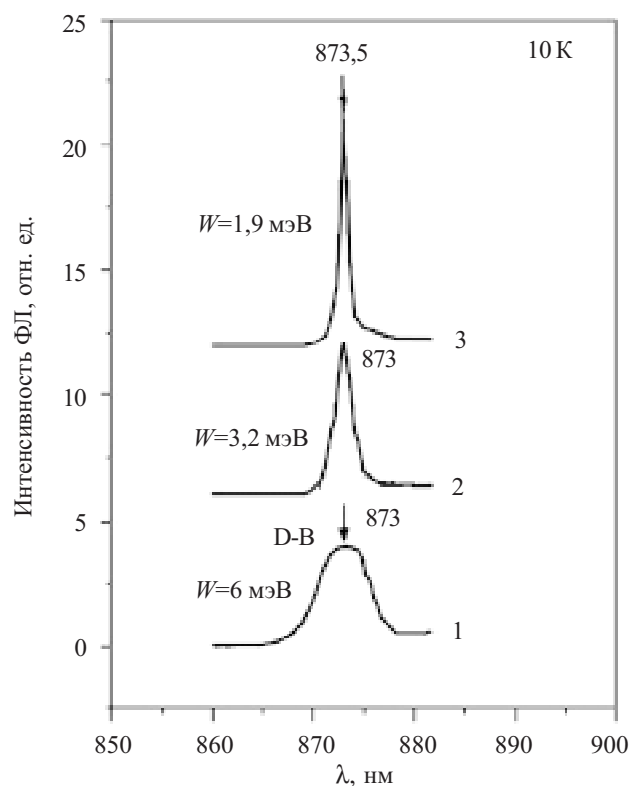


Рис. 2. Спектры фотолюминесценции эпитаксиальных слоев InP, полученных из расплавов In: 1 — без легирования; 2 — при легировании Yb (5,2 ат. %); 3 — при комплексном легировании Yb (5,2 ат. %) и Al ( $1 \cdot 10^{-3}$  ат. %)

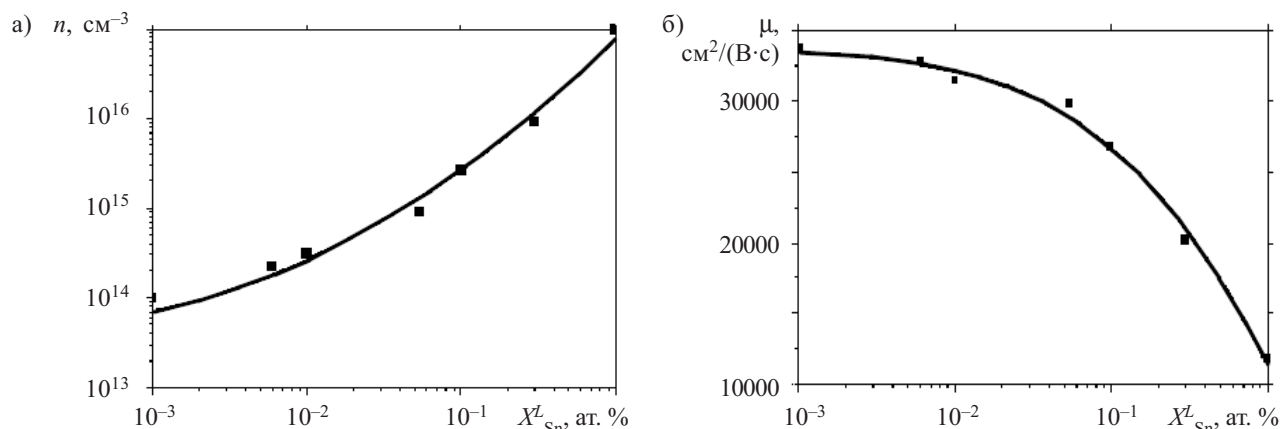


Рис. 3. Зависимость концентрации (а) и подвижности (б) электронов в эпитаксиальных слоях InP от содержания олова в растворе-расплаве индия при оптимальных значениях концентрации иттербия и алюминия

ности пиков экситонной и примесной люминесценции от концентрации Yb и Al в растворе-расплаве индия.

Низкотемпературные спектры фотолюминесценции образцов InP нелегированных (кривая 1), легированных оптимальным количеством Yb (кривая 2) и комплексно легированных Yb+Al (кривая 3), показаны на рис. 2. В спектрах нелегированных образцов InP с концентрацией носителей  $(5-6) \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$  (кривая 1, рис. 2) присутствует полоса (D-B) полушириной  $W=6 \text{ мЭВ}$  с максимумом при 873 нм, которая определяется переходами электронов из донорных уровней в валентную зону. В спектре фотолюминесценции эпитаксиального слоя, легированного оптимальным количеством Yb (рис. 2, кривая 2), доминирует полоса с максимумом при 873 нм, которая согласно [4] интерпретируется как полоса рекомбинации экситона. Полуширина этой полосы уменьшается при росте концентрации Yb в расплаве индия, и при оптимальной его концентрации принимает значение — 3,2 мЭВ. Аналогичный эффект описан в [5, 6] для эпитаксиальных слоев InP, легированных редкоземельными элементами Ho и Nd. В эпитаксиальных слоях InP, полученных из растворов-расплавов индия, легированного оптимальным количеством Yb и Al (рис. 2, кривая 3), интенсивность экситонной люминесценции полосы с максимумом при 873,5 нм еще больше, а полуширина ее уменьшается почти в два раза по сравнению с ее значением в слоях, легированных только Yb.

Уменьшение концентрации электронов и итербия типа проводимости, наблюдаемая при критических концентрациях РЗЭ в расплаве, может свидетельствовать о снижении концентрации донорных центров или же о введении дополнительных акцепторных центров в слои InP при комплексном легировании расплавов индия. Иттербий и алюминий являются элементами третьей группы, и потому не могут быть акцепторами в InP, которые компенсировали бы имеющиеся в нем донорные центры. О низкой степени компенсации свидетельствует высокая подвижность электронов ( $50000-60000 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$  при  $T=77 \text{ К}$ ) в пленках, выращенных из расплавов индия, легированного Al и Yb (рис. 2). Поэтому акцепторное действие РЗЭ может быть вызвано ограничением доступа неконтро-

лированных примесей в кристаллизующийся эпитаксиальный слой.

При комплексном легировании алюминий, имея ковалентный радиус, близкий к радиусу индия, может частично заполнять вакантные узлы индия, а также взаимодействовать в расплаве с некоторыми фоновыми примесями (кислородом, серой), не допуская их попадания в процессе кристаллизации в кристаллическую решетку эпитаксиального слоя. Следствием такого влияния является повышение структурного совершенства пленок и более существенное уменьшение концентрации неконтролируемых примесей. Это подтверждается как ростом подвижности основных носителей заряда, так и увеличением интенсивности экситонной люминесценции полосы с максимумом при 873,5 нм.

Подвижность электронов достигает максимального значения вблизи точки инверсии проводимости, что накладывает особые требования на технологию воспроизводимого получения слоев *n*-типа проводимости. Вблизи точки инверсии типа проводимости слоев количество ионизированных фоновых примесей, как донорных, так и акцепторных, может быть одного порядка. Поэтому концентрация электронов, определяемая как разность доноров и акцепторов, сильно зависит от многих технологических факторов, таких как скорость протока водорода через реактор, время отжига графитовой оснастки и т. п. Для воспроизводимого получения чистых слоев InP необходимо зафиксировать концентрацию электронов на низком уровне, близком к точке инверсии, путем введения в расплав индия небольшого количества донорной примеси (как правило, это олово).

Была проведена серия экспериментов по определению оптимального количества олова, обеспечивающего стабильное получение слоев с низкой концентрацией электронов и высокой подвижностью, результаты которых отображают данные, приведенные на рис. 3. Значения концентрации электронов  $2 \cdot 10^{14} - 1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$  и соответствующие им значения подвижности  $32500-30000 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$  (77 К) в слоях InP достигаются при доле олова от  $6 \cdot 10^{-3}$  до  $6 \cdot 10^{-2}$  ат. % и оптимальных долях иттербия и алюминия  $N_{Yb}^L = 5 \cdot 10^{-3}$  ат. %,  $N_{Al}^L = 1 \cdot 10^{-3}$  ат. % в расплаве индия,

которые были определены исходя из максимально достижимых значений подвижности электронов в слоях InP (рис. 1, б, кривая 2). Таким образом, данные, приведенные на рис. 3, иллюстрируют возможность воспроизводимого получения слоев InP с высокой подвижностью электронов при температуре 77 К при их концентрации  $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$  и ниже, что вполне пригодно для изготовления структур для диодов Ганна, а также других структур с низкой концентрацией носителей в активных слоях. Очень важно с точки зрения воспроизводимости процесса то, что требуемые значения подвижности электронов достигаются в широком диапазоне значений концентрации олова.

### Выводы

Проведенные исследования показали, что комплексное легирование расплавов индия оптимальными количествами редкоземельных и изовалентных элементов способствует значительному повышению эффективности очистки от фоновых примесей эпитаксиальных слоев InP, полученных жидкофазной эпитаксией, что приводит к росту их структурного совершенства. При этом концентрация электронов в эпитаксиальных слоях InP уменьшается, а их подвижность возрастает и достигает значений  $4900 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$  при 300 К и  $60000 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$  при 77 К. Совместное

легирование расплавов индия оловом и оптимальным количеством иттербия и алюминия повышают воспроизводимость электрофизических параметров слоев InP.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Мастеров В. Ф., Захаренков Л. Ф. Редкоземельные элементы в полупроводниках  $A^3B^5$  // ФТП.— 1990.— Т. 21, вып. 4.— С. 610—630.
2. Zayachuk D., Strukhlyak N., Krukovsky S. et al. GaAs thin film grown by LPE under influence of Yb impurity // Proceed. of 12<sup>th</sup> Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium.— Netherlands, Amsterdam.— 2004.— P. 295—298.
3. Романенко В. Н., Хейфец В. С. Коэффициенты распределения и кривые растворимости некоторых редкоземельных элементов в GaAs // Неорганические материалы.— 1973.— Т. 9, вып. 2.— С. 190—197.
4. Prochazkova O. LPE InP layers grown in the presence of rare-earth elements // Materials Science and Engineering.— 2001.— Vol. 80.— P. 14—17.
5. Wu Ch. M., Chiu Ch. M. Very high purity InP layer grown by liquid-phase epitaxy using erbium gettering // J. Appl. Phys.— 1993.— Vol. 73.— P. 468—470.
6. Crym J. Preparation of InP-based semiconductor materials with low density of defects: effect of Nd, Ho and Tb addition // Materials Science and Engineering.— 2002.— B91-52.— P. 407—411.

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

- Электрические и топологические свойства пленок окислов, термически выращенных на подложках InSe (Украина, г. Черновцы)
- Становление и развитие института физики полупроводников им. В. Е. Лашкарёва НАН Украины (к пятидесятилетию создания) (Украина, г. Киев)
- Моделирование электрических схем защиты с использованием силовых лавинных диодов (Украина, г. Запорожье)
- Технология сборки микросхем на гибком полиимидном носителе (Россия, г. Москва; Украина, г. Киев)
- Диоды Ганна из фосфида индия с катодным контактом, инжектирующим горячие электроны. Ч. 1. Межфазные взаимодействия в катодных контактах (Украина, г. Киев)
- Исследование локальных свойств электрически активных дефектов в солнечных батареях на основе кремния (Украина, г. Киев)
- Логические методы расчета надежности (Россия, г. Пенза)
- Радиационная технология улучшения омических контактов к элементам электронной техники (Украина, г. Киев)
- Особенности образования твердых растворов  $\text{ZnS}_{1-x}\text{Te}_x$  и перспективы получения на их основе эффективных сцинтилляционных материалов (Украина, г. Харьков)
- Диагностика глубоких центров на границе «пленка — подложка» в тонкопленочных эпитаксиальных структурах GaAs (Украина, г. Днепропетровск)
- Малогабаритный цифровой частотомер с высокой разрешающей способностью (Украина, г. Киев)
- Контактные соединения в электронных печатных узлах, выполненные методом прокола фольги (Украина, г. Одесса)



- Исследование радиационной стойкости слоев поликремния в КНИ-структурах при электронном облучении (Украина, г. Львов)
- Свойства и практическое применение нанокристаллических пленок оксида церия (Украина, г. Киев)
- Радиационная стойкость нитевидных кристаллов SiGe для сенсоров физических величин (Украина, г. Львов)
- Оценка верхней границы частотного диапазона допустимого использования приближенных моделей линий передачи при анализе цепей печатных плат (Россия, г. С.-Петербург)

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

Д. т. н. В. Л. ЛАНИН, И. Б. ПЕТУХОВ, В. В. ШЕВЦОВ

Республика Беларусь, г. Минск, Белорусский университет информатики  
и радиоэлектроники; КБТЭМ-СО  
E-mail: vlanan@bsuir.by; petuchov@kbtem.by

Дата поступления в редакцию  
09.02 2010 г.

Оппонент к. т. н. Н. Т. ГРИНЧЕНКО  
(Ин-т микроприборов, г. Киев)  
к. т. н. Л. И. ПАНОВ (ОНПУ, г. Одесса)

## ВЫБОР МИКРОПРИВОДА МЕХАНИЗМА ЗАЖИМА И ПОДАЧИ ПРОВОЛОКИ В УСТАНОВКАХ ТЕРМОЗВУКОВОЙ МИКРОСВАРКИ

*Исследованы три типа микроприводов механизма зажима проволоки для установок термозвуковой микросварки выводов диаметром от 12,5 до 75 мкм и даны рекомендации по их выбору в зависимости от диаметра проволоки.*

Основными видами микросварки проводников в полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах являются сварка термокомпрессионная, ультразвуковая, термозвуковая, сварка расщепленным электродом, косвенным импульсным нагревом. Наиболее широкое распространение в настоящее время получила термозвуковая микросварка методом «шарик-клин» с использованием золотой, а в последнее время — медной проволоки диаметром 17,5—50 мкм, и методом «клин-клин» для алюминиевой проволоки диаметром 20—500 мкм [1, 2]. Основным преимуществом соединений типа «клин-клин» для проводников малого диаметра является малая площадь, что позволяет применять этот метод при микросварке изделий с расстоянием между контактными площадками менее 40 мкм. Для маломощных приборов наиболее часто применяются микропроводники диаметром от 20 до 35 мкм.

Современные требования полупроводниковой технологии предполагают отход от метода монтажа кристаллов с применением высокотемпературной эвтектики Au—Si (377°C) и широкое использование вместо этого низкотемпературных клеев, композиционных материалов и припоев для монтажа кристаллов в корпус изделия. Это вызывает необходимость обеспечивать соединение при температуре 100—150°C вместо 180—250°C. Высокая степень интеграции интегральных микросхем и уменьшение размеров контактных площадок до 50—75 мкм приводит к необходимости использовать проволоку малого сечения — диаметром от 17,5 до 20 мкм (золото, алюминий) и плоские проводники из алюминия толщиной 12,5—18 мкм, особенно в изделиях СВЧ-электроники. С уменьшением диаметра проволоки соответственно уменьшается усилие ее разрыва, а требования к управлению системой подачи проволоки и к формированию рабочего усилия сварки резко возрастают. Таким образом, необходима разработка прецизионных микроприводов механизма отрыва-подачи (зажима) присоединяемых проводников в установках термозвуковой

микросварки и системы формирования рабочих усилий на сварочный микроинструмент. Присоединение проводников диаметром меньше 20 мкм в установках термозвуковой микросварки связано с выполнением ряда следующих технических требований.

1. Установка должна содержать прецизионный механизм дозированной бездефектной подачи проволоки со стандартных катушек с проволокой фирм-производителей, например, таких как SPM (Малайзия), HERAEUS (Германия) и AFW (США), что исключает операцию перемотки проволоки на катушки собственного производства, сохраняя физико-химические свойства проволоки.

2. Прецизионный привод по координате Z должен иметь быстродействующий датчик касания для определения момента контактирования рабочего инструмента с местом сварки, обеспечивающий минимальную деформацию проводника до начала сварки.

3. Сварочная головка с программируемым устройством нагружения должна обеспечивать минимальное усилие контакта при касании места сварки до начала процесса присоединения (от 5 до 10 г) и необходимый профиль сварочного усилия (постоянный, трапецеидальный, ступенчатый) с дискретностью задания нагрузки не более 0,1 г в диапазоне от 10 до 150 г в течение процесса присоединения.

4. Для снижения температуры сварки до 100—150°C необходима ультразвуковая система (УЗ-генератор + УЗ-преобразователь) с расширенным диапазоном рабочих частот 90—140 кГц, которая должна обеспечивать оптимальное согласование с рабочей частотой стандартных микроинструментов отечественного и зарубежного производства. Дискретность подводимой от УЗ-генератора мощности должна быть не более 0,001 Вт в диапазоне 0—2,5 Вт на нагрузке 15—30 Ом.

5. В процессе сварки необходимо контролировать деформацию проводника по методу отклонения профиля деформации от заданных параметров с автоматической проверкой тех сварных соединений, профиль которых выходит из заданных допусков.

При разработке оптимальной конструкции механизма отрыва-подачи проволоки исследовались три типа механизмов с различными приводами: соленоидом, электромагнитом с подвижным якорем и приводом на биморфных пьезоэлементах изгибного типа (рис. 1). Управление приводами механизма отрыва-

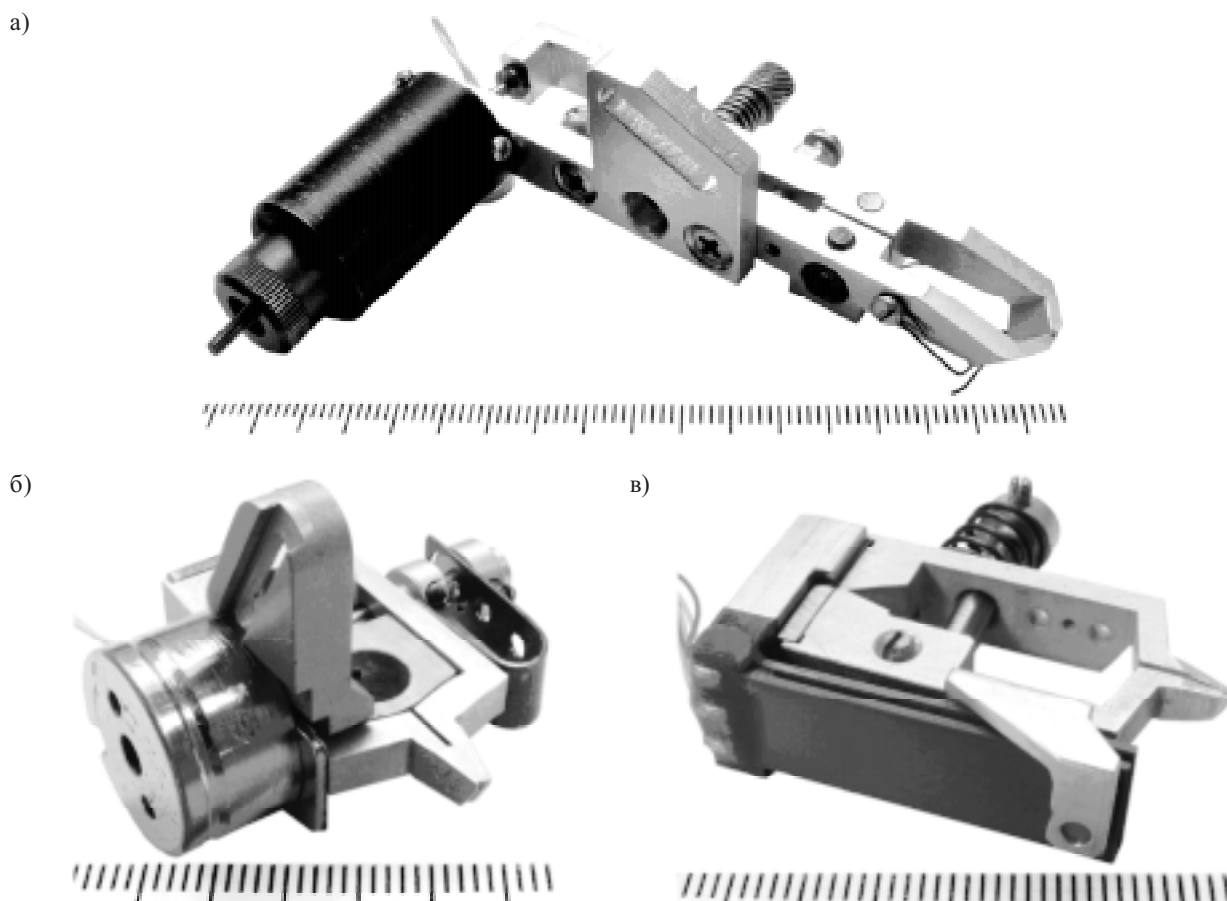


Рис. 1. Механизм зажима-отрыва проволоки с приводом различных типов:  
 а — соленоид; б — электромагнит с подвижным якорем; в — привод на биморфных пьезоэлементах

подачи (зажима) при исследовании динамических характеристик осуществлялось для первых двух типов — с помощью транзисторных ключей, а для приводов с использованием пьезокерамики и электромагнита нагружения типа «voice coil» — с помощью мощного операционного усилителя с обратной связью.

Нагружение свариваемых элементов создавалось с помощью электромагнита, выполненного по принципу «voice coil» (катушка в поле постоянного магнита). Усилие нагружения задается установкой определенной величины тока катушки, который форми-

руется усилителем с токовым выходом (генератор тока, управляемый напряжением). Усилитель реализован на мощном операционном усилителе с отрицательной обратной связью по току нагрузки. Входной сигнал усилителя формируется цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП), управляемым программно. Электромагнит нагружения проходит предварительную калибровку, формируемое усилие учитывает массу качающейся части сварочной головки и положение катушки в поле постоянного магнита. Калибровочный график приведен на **рис. 2**.

Электрическая схема усилителя управления приводом нагружения приведена на **рис. 3**. В качестве выходного усилителя использовался операционный усилитель типа ОРА544 фирмы Burr-Brown. Схема управления построена на использовании обратной связи по току нагрузки через цепь нагрузки (катушку электромагнита)  $R5$ . Демпфирующие цепи  $R7—C2$  и  $R8—C4$  предотвращают самовозбуждение операционного усилителя при работе на индуктивную нагрузку. Управляющее воздействие осуществлялось с помощью установленной в компьютер платы типа PCL-726, содержащей шесть 12-разрядных цифро-аналоговых преобразователей. Для задания амплитуды и профиля сигнала управления использовались тестовые утилиты программного обеспечения полуавтоматической установки ЭМ-4320У. Интерфейс

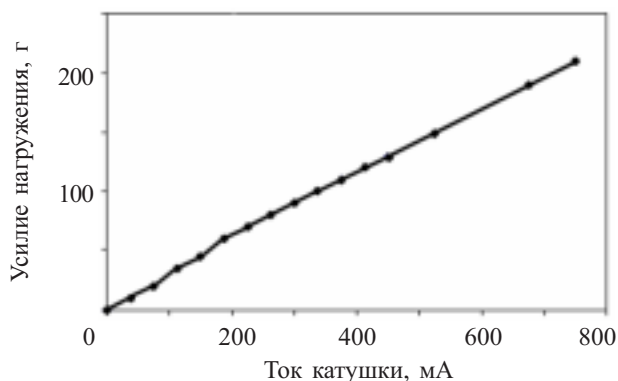


Рис. 2. Калибровочный график привода нагружения типа «voice-coil»

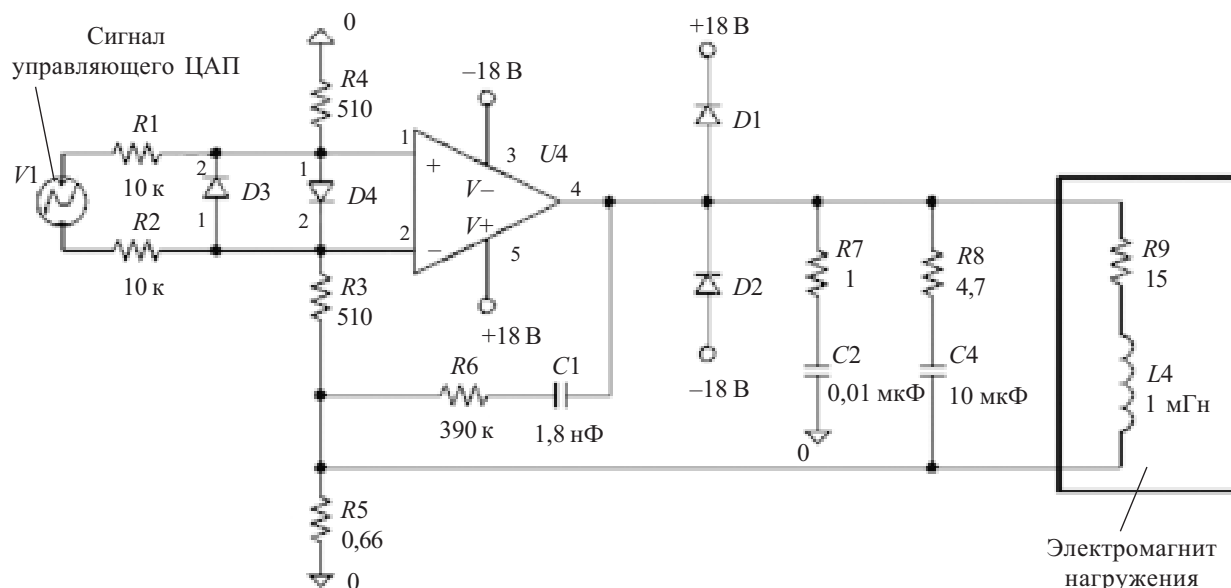


Рис. 3. Электрическая схема усилителя управления приводом нагружения типа «voice-coil»

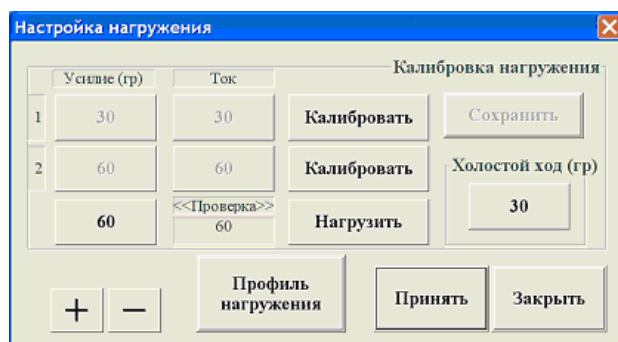


Рис. 4. Интерфейс управления электромагнитным нагружением

управления электромагнитным нагружением показан на рис. 4.

Максимальное значение напряжения управляющего ЦАП (10 В) соответствует максимальному значению тока катушки электромагнита нагружения (750 мА). При работе электромагнита происходит его разогрев проходящим током. Температура провода обмотки в наиболее жестких режимах может достигать 80°C. Это ниже максимальной рабочей температуры обмоточного провода (130°C), однако при этом растет сопротивление катушки и при стабильном токе увеличивается падение напряжения на ней. Для сохранения линейности преобразования напряжения ЦАП в ток электромагнита должно соблюдаться условие

$$U_k \leq U_+ - (3,8 + I_k R_5), \quad (1)$$

где  $U_k$  — напряжение на катушке;

$I_k$  — ток через катушку;

$U_+$  — положительное напряжение источника питания.

Зависимость тока катушки от напряжения ЦАП (нарастание от 0 до 10 В) в диапазоне температуры от 20 до 80°C с дискретностью 10°C имеет линейный характер в диапазоне управляющего напряжения ЦАП.

Преимущество привода нагружения на основе электромагнита типа «voice-coil» по сравнению с механическим нагружением на основе пружин и противовесов очевидно — это возможность программирования усилия сварки, а также уменьшения динамического удара при переходе от усилия касания на рабочее усилие сварки.

Был исследован также альтернативный механизм зажима системы отрыва-подачи проволоки на основе перспективного пьезопривода на изгибных элементах типа PL127.251, состоящий из двух склеенных пьезокерамических пластин из многослойной керамики фирмы PIC (Германия) [3]. Преимуществами актюаторов такого типа являются малое время срабатывания (не более 5 мс), высокая жесткость, невысокое управляющее напряжение (не более ±30 В). Небольшие их размеры и малая масса позволяют создавать компактные устройства, заменяющие собой устройства с электромагнитами в случае малых перемещений и повышенных требований к скорости срабатывания [4]. Такие пьезоприводы обеспечивают перемещение от 250 до 1000 мкм при изгибающем усилии от 0,5 до 2,0 Н. Электрическая схема усилителя пьезоактюатора изгибного типа приведена на рис. 5.

Максимальное значение напряжения управляющего цифроаналогового преобразователя (ЦАП, на схеме — источник  $I1$ ) соответствует максимальному значению напряжения на входе пьезоактюатора. Поскольку материал пьезоактюатора обладает гистерезисными свойствами, при подаче управляющего напряжения одной полярности (перемещение в одном направлении) и снятии его затем до нулевого значения актюатор не возвращается точно в первоначальное положение, а не доходит до него на 10—15 мкм. Чтобы избежать этого, на него подается сначала напряжение противоположной полярности, а затем нулевое. Поэтому в схеме применен усилитель с двухполярным питанием (±30 В). Входное напряжение усилителя поступает с ЦАП.

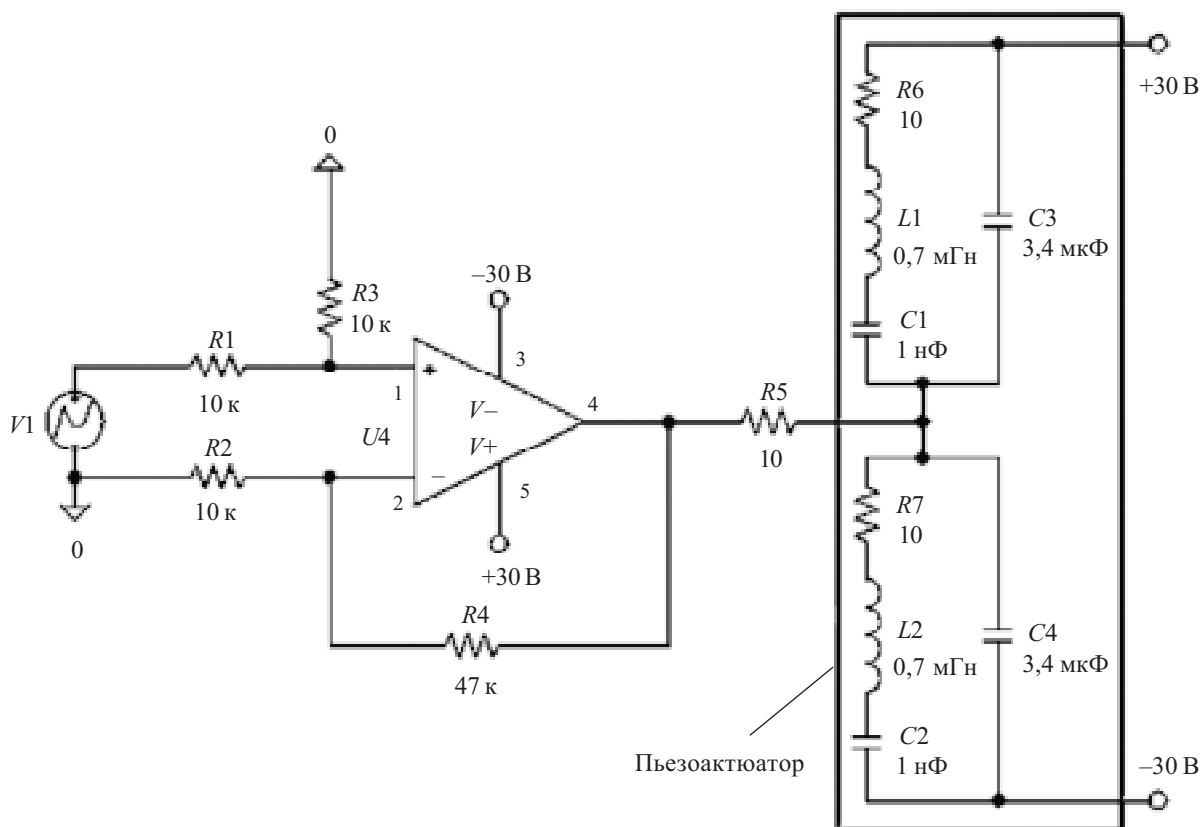


Рис. 5. Электрическая схема усилителя пьезоактюатора изгибного типа

Максимальное перемещение актюатора при изгибе пьезоэлемента при напряжении 30 В составляет 350 мкм при усилии 100 г, которого достаточно для работы с проводниками диаметром от 12,5 до 75 мкм. Преимущество привода на биморфных пьезоэлементах заключается в его малой массе, малом потреблении энергии и возможности программирования не только усилия зажима, но и скорости перемещения подвижной части механизма зажима, что обеспечивает его безударную работу, исключая деформацию проводника. Механизмы зажима с электромагнитами соленоидного типа и с подвижным якорем целесообразно использовать для проводников диаметром более 20 мкм, поскольку в таком случае есть риск ударного воздействия на проволоку во время цикла ее отрыва-подачи.

\*\*\*

Таким образом, определены оптимальные параметры управления катушкой магнита нагружения для получения линейной характеристики «управляющее

напряжение — усилие нагружения», что позволяет программно задавать необходимое усилие на сварочном инструменте и усилие зажима проволоки, исключая деформацию проводника при термозвуковой микросварке. Наиболее подходящими механизмами отрыва-подачи проводников диаметром от 12,5 до 75 мкм являются механизмы с приводами на биморфных пьезоэлементах.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Harman G. Wire bonding in microelectronics: materials, processes, reliability and yield. — N. Y.: McGraw-Hill, 1997. — P. 11—32.
2. Shah A., Mayer M., Zhon Y. et al. In situ ultrasonic force signals during low-temperature thermosonic copper wire bonding // Microelectronic Engineering. — 2008. — Vol. 85. — P. 1851—1857.
3. Pertsch P., Richter S., Kopsch D. et al. Reliability of piezoelectric multilayer actuators // Proceed. Conf. ACTUATOR. — Germany, Bremen. — 2006. — P. 1—3.
4. А. с. 1391831 СССР. Установка для ультразвуковой сварки / А. И. Беляков, И. Б. Петухов, А. П. Рыдзевский и др. — 1988. — Бюл. № 16.

К. т. н. В. И. СТАРЦЕВ, к. т. н. Ю. С. ЯМПОЛЬСКИЙ,  
А. П. КУЦЕНКО

Украина, Одесский национальный политехнический университет  
E-mail: vist@irt.opu.ua

Дата поступления в редакцию  
23.04 2009 г.

Оппонент А. Г. ЯЦУНЕНКО  
(ИТМ, г. Днепропетровск)

## УМЕНЬШЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ПИРОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЗАРЯДОВ НА РАБОТУ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

*Предлагается способ подавления пироэлектрических помех, обеспечивающий работоспособность пьезоэлектрических датчиков при значительных перепадах температуры в заданной полосе частот.*

Современные технологии требуют постоянного контроля параметров технологических процессов и технического состояния оборудования. Одним из важнейших является контроль параметров вибрации. Вибрационный процесс содержит большой объем важнейшей информации, которая позволяет диагностировать техническое состояние механизмов и оперативно устранять дефекты [1].

Одним из существенных факторов, влияющих на результаты измерений параметров вибрации, является изменение температуры окружающей среды. Изменение температуры в месте установки пьезоэлектрического датчика приводит к появлению пироэлектрического паразитного заряда, что может привести к перегрузке зарядочувствительного усилителя и к полной потере информации при измерениях вибрации в низкочастотном диапазоне [2, 3]. Очевидно, что потеря информации, особенно во время переходных процессов в механизмах, когда резко изменяется температура, может привести к пропуску начала развития аварийной ситуации, которую можно было бы

предотвратить в случае нормальной работы измерительной аппаратуры.

В настоящей работе предлагается способ подавления пироэлектрических помех, обеспечивающий работоспособность пьезоэлектрических датчиков при значительных перепадах температуры в заданной полосе частот с помощью частотно-зависимой цепи обратной связи.

На рис. 1 приведена схема усилителя напряжения пьезоэлектрического датчика без коррекции частотной характеристики [3, с. 186]. Пьезоэлектрический датчик представлен в виде эквивалентной схемы, состоящей из источника напряжения  $U_{вх}$ , собственной емкости датчика  $C_d$  и емкости соединительного кабеля  $C_k$ .

Рассмотрим работу измерительного усилителя с коррекцией амплитудно-частотной характеристики в области низких частот (рис. 2).

Введение в схему измерительного усилителя емкости  $C_p$ , образующий с резистором  $R$  цепь коррекции, позволяет существенно уменьшить влияние пироэлектрических токов на постоянную составляющую выходного измерительного усилителя.

При использовании малогабаритных конденсаторов  $C_p$  для получения необходимой величины постоянной времени в цепи коррекции нужно выбирать высокоомные резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  с сопротивлением, соизмеримым с величиной сопротивления резистора  $R$ , что усложняет настройку аппаратуры. Этот недостаток легко устранить, добавив в схему повторитель на операционном усилителе  $A_1$  (см. рис. 2).

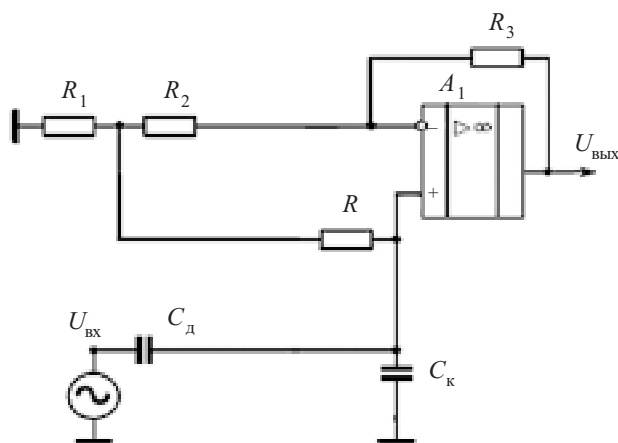


Рис. 1. Измерительный усилитель без коррекции частотной характеристики

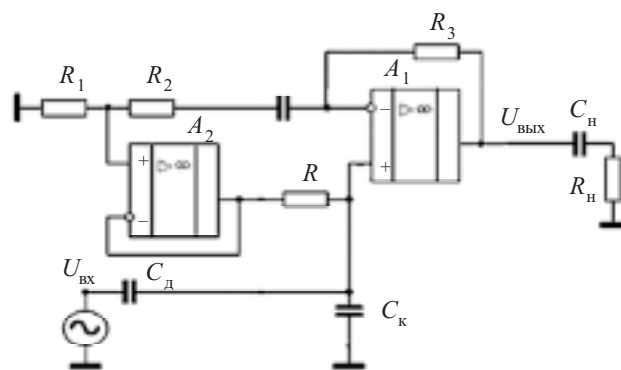


Рис. 2. Измерительный усилитель с коррекцией частотной характеристики

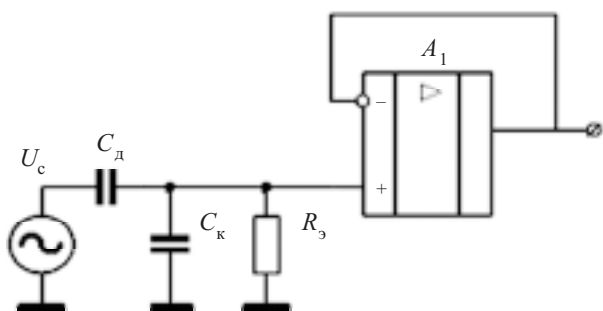


Рис. 3. Эквивалентная схема измерительного усилителя с коррекцией частотной характеристики

Рассмотрим амплитудно-частотную характеристику измерительного усилителя с коррекцией частотной характеристики в области низких частот.

В области средних частот коэффициент передачи усилителя с обратной связью  $K_{ос} = 1 + \frac{R_3}{R_1 + R_2}$  выбирается с учетом коэффициента ослабления сигнала

емкостью кабеля  $K_{осл} = \frac{C_d}{C_k + C_d}$  так, чтобы выполнялось условие

$$K = K_{ос} K_{осл} = \left( \frac{C_d}{C_k + C_d} \right) \left( 1 + \frac{R_3}{R_1 + R_2} \right) = 1.$$

Считая, что операционные усилители  $A_1$  и  $A_2$  идеальны, и представив  $R$  как  $R_3$  (с учетом делителя в цепи обратной связи), получим эквивалентную схему усилителя (рис. 3), где

$$\dot{R}_3 = R / (1 - \dot{K}_{дел}),$$

$$\dot{K}_{дел} = \frac{j\omega C_p R_1}{1 + j\omega C_p (R_1 + R_2)}.$$

Комплексный коэффициент передачи по напряжению усилителя с коррекцией равен

$$\dot{K} = \frac{j\omega R_3 C_d}{1 + j\omega R_3 (C_d + C_k)}.$$

Обозначив  $C_k + C_d = C$ , получим

$$\dot{K} = \frac{C_d}{C} \frac{j\omega \dot{R}_3 C}{1 + j\omega \dot{R}_3 C}.$$

Проведя некоторые преобразования, найдем квадрат модуля нормированного коэффициента передачи усилителя

$$|\dot{M}|^2 = \left| \frac{\dot{K}}{K_{ос}} \right|^2 = \frac{\omega^2 C^2 R^2 + \omega^4 C_p^2 C^2 R^2 R_d^2}{1 - 2\omega^2 R C R_d C_p + \omega^4 C_p^2 C^2 R^2 R_d^2 + \omega^2 (R_2^2 C_p^2 + 2R_2 C_p R C + R C)},$$

где  $R_d = R_1 + R_2$ .

Приравняв между собой коэффициенты при  $\omega^2$  в числителе и знаменателе (метод Брауде [4, с. 137]) и проведя преобразования, получим значение  $C_p$ , обеспечивающее максимально плоскую форму амплитудно-частотной характеристики в полосе пропускания усилителя:

$$C_p = 2RC \frac{a-1}{R_2},$$

где  $a = (R_1 + R_2) / R_1$ .

В области низких частот, с учетом того, что  $a \gg 1$ , получим

$$|\dot{M}| = \sqrt{\frac{\omega^2 C^2 R^2 + 4\omega^4 R^4 C^4 a^2 (a-1)^2}{1 + \omega^2 C^2 R^2 + 4\omega^4 R^4 C^4 a^2 (a-1)^2}}.$$

Приравняв  $|\dot{M}| = 1/\sqrt{2}$ , определим нижнюю граничную частоту усилителя

$$\omega = \frac{1}{1,4RCa}.$$

В области низких частот вблизи полосы пропускания, там, где  $\omega^4 \gg \omega^2$ , получим

$$|\dot{M}| = \sqrt{\frac{4\omega^4 R^4 C^4 a^2 (a-1)^2}{1 + 4\omega^4 R^4 C^4 a^2 (a-1)^2}}.$$

Отсюда видно, что угол наклона частотной характеристики пропорционален  $\omega^4$ , следовательно, скорость спада амплитудно-частотной характеристики составляет -40 дБ за одну декаду.

При дальнейшем понижении частоты  $\omega < \frac{0,01}{2RCa^2}$ , т. е. когда  $\omega^4 \ll \omega^2$ , получим

$$|\dot{M}| = \sqrt{\frac{\omega^2 C^2 R^2}{1 + \omega^2 C^2 R^2}}.$$

В этом случае угол наклона частотной характеристики пропорционален  $\omega^2$ , следовательно, скорость

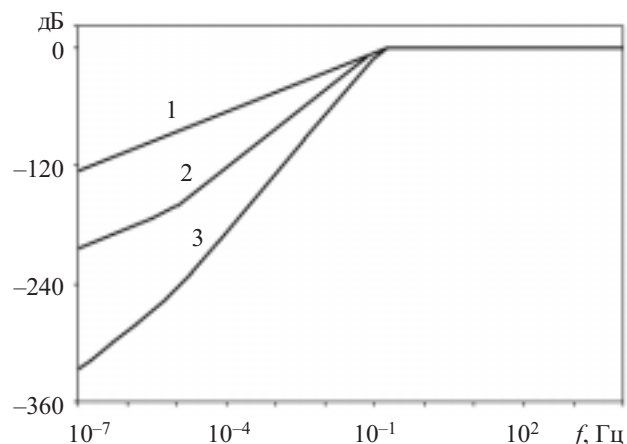


Рис. 4. Амплитудно-частотные характеристики усилителей: 1 — без коррекции ( $f_n = 0,15$  Гц); 2 — с коррекцией ( $f_n = 0,15$  Гц); 3 — с коррекцией и дополнительной разделительной цепью

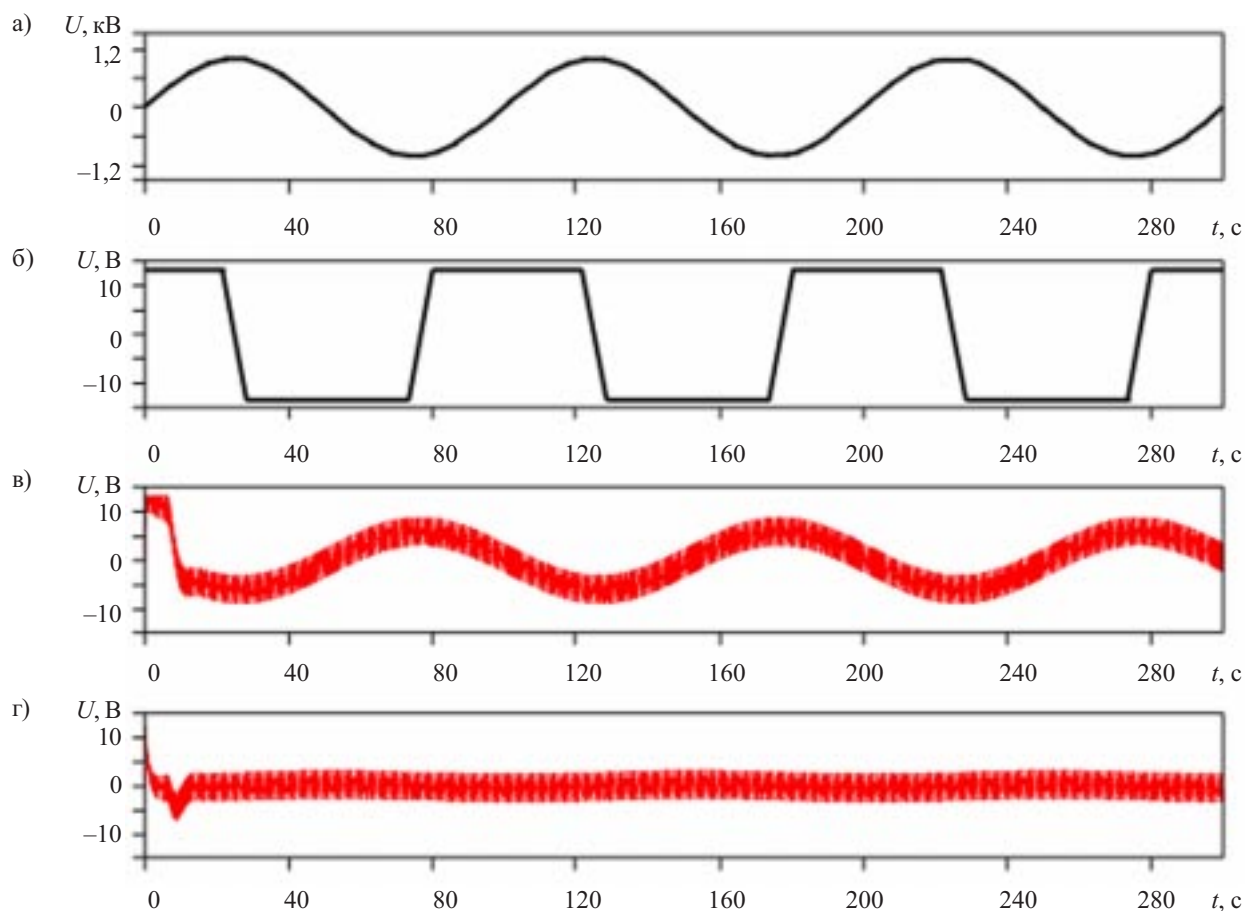


Рис. 5. Помеха (а) и переходные характеристики усилителей без коррекции (б), с коррекцией АЧХ (в) и с коррекцией АЧХ и дополнительной разделительной цепью (г)

спада амплитудно-частотной характеристики составляет  $-20$  дБ за декаду.

Приведенные на **рис. 4** амплитудно-частотные характеристики позволяют оценить степень подавления низкочастотных помех, вызванных пьезоэлектрическим эффектом, учитывая, что период установления тепловых процессов составляет от десятков до сотен секунд, что соответствует диапазону частот от  $0,01$  до  $0,001$  Гц.

Дополнительное подавление помехи возможно с помощью разделительной цепи  $C_n, R_n$  на выходе  $A_1$  (см. рис. 2). Постоянная времени этой цепи выбирается равной  $\tau = C_n R_n = 1,4RC_d$ , что позволяет облегчить дальнейшую обработку сигнала.

Приведенные на **рис. 5** переходные характеристики позволяют сделать вывод, что низкочастотная коррекция существенно подавляет пьезоэлектрическую помеху, а значит, и обеспечивает работоспособность усилителя с пьезоэлектрическим датчиком при значительных перепадах температуры.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Максимов В. П., Егоров И. В., Карасев В. А. Измерение, обработка и анализ быстропеременных процессов в машинах. — М.: Машиностроение, 1987.
2. Шарапов В. М., Минаев И. Г., Бондаренко Ю. Ю. и др. Пьезоэлектрические преобразователи. — Черкассы: ЧГТУ, 2004.
3. Фрайден Дж. Современные датчики. Справочник. — М.: Техносфера, 2005.
4. Мамонкин И. Г. Усилительные устройства. — М.: Связь, 1977.

## АННОТАЦІЇ К СТАТТЯМ НОМЕРА

**Перестроювана лінія затримки сигналу СВЧ-діапазону на основі сегнетоелектричних і алмазних плівок. Афанасьєв М. С., Мітягін О. Ю., Чучева Г. В.**

Розглянуто принцип створення широкопasmової мініатюрної лінії затримки сигналу СВЧ-діапазону на базі сегнетоелектричних та алмазних плівок. Розроблено технології нанесення та наведено параметри отриманих сегнетоелектричних та алмазних плівок. Показано можливість конструкцію лінії затримки у вигляді мікросмужкової лінії передачі СВЧ-сигналу з зосередженими планарними конденсаторами змінної ємності.

**Конденсатори на основі інтеркалату  $\text{GaSe} < \text{KNO}_3 >$ . Ковалюк З. Д., Коноплянко Д. Ю., Нетьага В. В., Бахтинов А. П.**

Способом інтеркалювання шаруватого монокристалу  $\text{GaSe}$  у розплаві сегнетоелектричної солі  $\text{KNO}_3$  отримано сполуку  $\text{GaSe} < \text{KNO}_3 >$ . Проведено рентгенівський аналіз структури й виміряно діелектричні частотні характеристики зразків. Встановлено, що в досліджуваних зразках спостерігається накопичення електричних зарядів в області частот 100—1000 Гц. На основі отриманої сполуки виготовлено зразок фільтрового конденсатора.

**Пристрій формування елементів оптоелектронного акустооптичного обчислювального середовища. Ліпінський О. Ю., Рудякова Г. М., Рудяков І. Ю., Данилов В. В.**

У роботі запропоновано макет експериментальної установки, що дозволяє сформувати елементи оптоелектронного акустооптичного обчислювального середовища та містить джерело оптичної імпульсної послідовності, акустооптичний модулятор із драйвером, на вхід якого розрядами подаються двійкові комбінації, фокуруючої системи та матриці ПЗЗ.

**Лазерні пристрої для виміру геометричних параметрів тривимірних об'єктів. Ільїн В. М., Дубешко О. В., Міхаєвич Д. О.**

Описано метод вимірювання, представлено базові варіанти багатокоординатних пристроїв контролю складних профілів поверхні, що відрізняються способом формування зондуючого пучка. Розглянуто принцип побудови та конструкцію трьохкоординатної системи вимірювання висоти та лінійних розмірів мікроскладань ПЗС.

**The retunable SHF-range signal delay line based on ferroelectrics and diamond films. Afanasyev M. S., Mityagin A. Yu., Chucheva G. V.**

The article describes the principles of creation of a broadband miniature SHF-range signal delay line based on ferroelectrics and diamond films. The parameters of obtained ferroelectrics and diamond films have been given. The possible design of the delay line, executed as a micro strip transfer line of SHF-range signal with the concentrated planar variable capacity condensers is shown.

**Capacitors on the basis of intercalate  $\text{GaSe} < \text{KNO}_3 >$ . Kovalyuk Z. D., Bakhtinov A. P., Konoplyanko D. Yu., Netyaga V. V.**

The compound  $\text{GaSe} < \text{KNO}_3 >$  is obtained by the technique of intercalation of a  $\text{GaSe}$  single crystal in a melt of the ferroelectric salt  $\text{KNO}_3$ . The x-ray analysis of its crystal structure has been carried out and dielectric frequency characteristics of samples has been measured. It is established, that accumulation of electric charges occurs in the examined examples in frequency area 100—1000 Hz. A sample of filter capacitor has been created on the basis of the received compounds.

**The optoelectronic acousto-optic computing media elements forming equipment. Lipinskiy A. Y., Rudiakova A. N., Rudyakov I. Yu., Danilov V. V.**

The experimental equipment prototype is proposed in the paper, that allows to form the elements of optoelectronic acousto-optic computing media. The setup consists of the optical impulse pattern source, driver-completed acousto-optic modulator with, focusing system and CCD sensor. The binary combinations are serially applied to the modulator driver's input.

**Laser devices for geometric parameters measuring of three-dimensional objects. Ilyin V. N., Dubeshko A. V., Mikhaevich D. A.**

The article describes measuring method and presents basic variants of multi-coordinate devices for complicated surface shape control, with distinguishing method of sounding beam forming. The constructing principle and the construction of three-coordinate measuring system for height and linear dimensions of charge-coupled device are considered.

**Цифровий метод вимірювання коефіцієнту спрямованого відбиття поверхні. Іванченко І. А., Сантоній В. І., Сминтина В. А.**

Встановлено зв'язок між коефіцієнтом відбиття поверхні та координатою зображення у площині фотоприймача. Розроблено цифровий метод вимірювання коефіцієнту відбиття з використанням багатоеlementного фотоприймача, що дозволяє збільшити точність вимірювань до десятих часток відсотка.

**Експериментальне доведення екситонно-плазмового фазового переходу Мотта. Гаркавенко О. С.**

На особливо чистих оптично однорідних монокристалах CdS виміряно залежність часу життя спонтанного випромінювання  $\tau$  від рівня збудження (концентрації нерівноважних носіїв заряду  $\Delta N$ ). Результати цього експерименту підтверджують раніше передбачений теоретично екситонно-плазмовий фазовий перехід Мотта. На це вказують також отримані в даній роботі результати спектральних досліджень фотолюмінесценції збуджених кристалів.

**Багатоканальні пристрої цифрової обробки сигналів з ранжируваною архітектурою. Баранов П. Ю., Шейк-Сейкін А. М.**

Запропоновано метод синтезу багатоканальних пристроїв цифрової обробки сигналів, які працюють в умовах обмежень на сумарну енергію зондуємого сигналу та час обзору контрольованої зони. Показано, що розроблена ранжирувана архітектура дозволяє значно (в рази) знизити затрати апаратного ресурсу проєктованих пристроїв.

**Оптоелектронні сенсори газів на основі багатоеlementних джерел ІЧ-випромінювання. Кабаций В. М.**

Запропоновано конструкції оптоелектронних сенсорів на метан і двоокис вуглецю, які враховують особливості спектральних характеристик джерел випромінювання та приймачів середнього ІЧ-діапазона спектра. Показано можливість використання оптоелектронних сенсорів для вимірювання концентрації газів у діапазоні 0—3% від об'єму.

**Використання іоноселективних польових транзисторів для ферментного аналізу токсичних домішок у водних розчинах. Павлюченко О. С., Кукла О. Л., Голтвянський Ю. В.**

Описано конструкцію і технологію виготовлення рН-чутливих датчиків на базі іоноселективних польових транзисторів (ІСПТ), призначених для ферментного аналізу інгібуючих домішок у водних розчинах, а також архітектуру багатоканальної вимірювальної системи, побудованої на базі ІСПТ-датчиків. Наведено характеристики розроблених макетів перетворювачів, вказано шляхи подальшого вдосконалення конструкції та покращення метрологічних та експлуатаційних характеристик системи.

**The digital method of surface reflectance coefficient measurement. Ivanchenko I. A., Santoniy V. I., Smyntyna V. A.**

The connection between the reflectance of a surface and the coordinate of picture in a photodetector plane is established. The digital method of measurement of reflectance with application of the multielement photodetector is developed. This method allows to increase accuracy of measurements to the tenth shares of percent.

**The experimental proof of Mott exciton-plasma phase transition. Garkavenko O. S.**

The dependence has been measured for the spontaneous radiation  $\tau$  average life from the excitation level (non-equilibrium charge  $\Delta N$  carriers concentration) on particularly clear optically homogeneous monocrystals. Results of the experiment confirm earlier theoretically predicted so called Mott exciton-plasma phase transition. It's also indicated by results for spectral research of excited crystals photoluminescence obtained in this work.

**Multi-channel digital signal's processing units with the ranking architecture. Baranov P. E., Sheik-Seikin A. N.**

The architecture synthesis method is proposed for multi-channel digital signal's processing units under an effect of the complex interference, functioning in conditions of limits of the probing signal total energy and time of the controlled space viewing. It is shown that devising architecture provides considerable (in several times) reducing equipment's recourse of the designing units.

**Optoelectronic sensors of gazes on the base of multi-element sources of IR-radiation. Kabatsiy V. N.**

The constructions of optoelectronic sensors to methane and carbon dioxide, taking into account the peculiarities of spectral characteristics of sources and receivers of medium IR-diapason spectrum are proposed. The possibility of use of optoelectronic sensors for the measuring of  $\text{CH}_4$  and  $\text{CO}_2$  concentration in diapason 0—3 vol.% is demonstrated.

**The ion-selective field-effect transistor application for enzyme analysis of toxic admixtures in aqueous solutions. Pavluchenko A. S., Kukla A. L., Goltvyanskiy Yu. V.**

The article describes design and production technology of pH-sensors based on ion-selective field-effect transistors (ISFET) intended for enzyme analysis of inhibiting admixtures in aqueous solutions, and architecture of the multichannel measuring system built upon the ISFET-sensors. The characteristics of developed prototypes are given and the ways for further improvement of system design, metrological performance and operating parameters are outlined.

**Контура теплова труба для систем забезпечення теплових режимів елементів радіоелектронної апаратури. Хайрнасов С. М.**

Запропонована конструкція контурної теплової труби забезпечує передачу теплового потоку до 105 Вт при роботі в температурному діапазоні від 20 до 90°C при різній її орієнтації у просторі.

**Одержання активних шарів InP у складі гетероструктур для діодів Ганна. Ваків М. М., Круковський С. І., Заячук Д. М., Мишащук Ю. С., Круковський Р. С.**

Показано, що комплексне легування розплавів індію рідкісноземельним (Yb) та ізовалентним (Al) елементами підвищує ефективність очистки від фонових домішок епітаксійних шарів InP, отриманих рідиннофазною епітаксією, що приводить до збільшення їх структурної досконалості. При оптимальній кількості Yb та Al в розплаві концентрація електронів в шарах зменшується, а їх рухливість зростає. Розроблена технологія може бути використана для виготовлення структур для діодів Ганна, фотоприймачів та інших оптоелектронних приладів.

**Вибір мікроприводу механізму затиску і подачі дроту у приладах термозвукової мікрозварки. Ланін В. Л., Петухов І. Б., Шевцов В. В.**

Досліджено три типи мікроприводу механізму затиску дроту та системи навантаження для приладів термозвукової мікрозварки приєднаних виводів діаметром 12,5—75 мкм. Найбільш придатними за швидкістю та можливістю програмування параметрів виявились механізми затиску провідника з приводами на біморфних п'єзоелементах і система навантаження на базі електромагніту типу "voice-coil".

**Зменшення впливу піротехнічних зарядів на роботу вимірювальних підсилювачів. Старцев В. І., Ямпольський Ю. С., Куценко О. П.**

Розглянуто схематичні шляхи зменшення впливу піротехнічного ефекту на роботу зарядочутливих підсилювачів. Вжиті заходи дозволяють суттєво знизити вплив піроелектричних токів, зумовлених зміною температури, на рівень вихідної напруги зарядочутливих підсилювачів.

**Loop heat pipe for thermal conditions supplying systems for elements of radio electronic equipment. Khayrnasov S. M.**

The loop heat pipe design presented in the article provides the transmission of thermal flow up to 105 W when working in temperature range of 20—90°C and on any space orientation.

**Obtaining of high-quality InP active layers in heterostructure's composition for Gunn diodes. Vakiv M. M., Krukovskiy S. I., Zayachuk D. M., Mykhashchuk Iu. S., Krukovskiy R. S.**

It is shown that for epitaxial InP layers obtained by liquid-phase epitaxy complex doping of indium melts by optimal concentrations of rare-earth Yb and isovalent element Al promotes useful increase of cleaning effect from background impurities and leads to growth of its structural perfection. The concentration of electrons in InP layers decreases and their mobility increases on optimal amounts of Yb and Al in the melt. This technology may be used in producing structures for Gunn diodes, photoreceivers and other optoelectronic devices.

**Choosing the wire clamp microdrive for termosonic microwelding equipments. Lanin V. L., Petukhov I. B., Shevtsov V. V.**

The article describes research of three types of wire clamp microdrive for termosonic microwelding equipment, covering an expanded range microconductors from 12,5 up to 75 μm. The most preferable, in the light of their high-speed and easy-programming qualities, proved to be the mechanisms of conductor clamp with piezoelement drives and the loading system based on "voice-coil" type electromagnet.

**Influence reduction of piezoelectric charges on measuring amplifiers functioning. Startsev V. I., Yampolsky J. U., Kutsenko A. P.**

The article observes schemotehnic methods of influence reduction of piezoelectric effect on charge-sensitive amplifiers functioning. The taken action allows to essentially reduce the influence of piezoelectric currents caused by temperature change on the level of output tension of charge-sensitive amplifiers.

## ПАМЯТКА АВТОРУ ЖУРНАЛА «ТКЭА»

1. Рукопись должна соответствовать тематике журнала и отличаться прикладной направленностью.

Если результаты получены в смежных областях знаний, необходимо показать их применимость в области интересов журнала.

2. При оценке рукописи редакцию будут интересовать следующие аспекты:

- актуальность темы;
- обоснованность постановки задачи;
- новизна информации (в сравнении с работами предшественников);
- убедительность доказательств;
- правомерность выводов;
- возможность практического применения;
- целесообразность (и адекватность тексту) таблиц, иллюстраций, списка использованных источников;

— строгость терминологии;

— композиция рукописи, в т. ч. оправданность объема.

3. Название рукописи должно быть конкретным и, в то же время, по возможности кратким.

4. Приведите мини-аннотацию до 20 слов, отражающую важнейший результат статьи.

5. Обозначьте разделы рукописи. Выделите выводы (резюме, заключение). Кстати, проверьте себя — насколько согласуются поставленная задача, выводы и название статьи.

6. Единицы измерения всех величин должны отвечать современным требованиям, а использованные символы (и аббревиатуры) должны быть пояснены при первом их употреблении в тексте.

7. При ссылке в тексте на численные значения, формулы и иные фактические данные, заимствованные из книг, следует (для удобства поиска) указывать не только саму книгу, но и страницу (например [2, с. 418]).

8. Список «Использованные источники» формируется в порядке их упоминания в тексте. Желательно избегать ссылок на труднодоступные источники (например на материалы конференций) или на недолговечные (например Интернет). Принятое в журнале описание источников показано на сайте [www.tkea.com.ua](http://www.tkea.com.ua).

9. Сопроводите рукопись библиографической карточкой на русском и английском языках с аннотацией до 500 печ. знаков. Укажите ключевые слова, а также индекс рукописи по Универсальной десятичной классификации (УДК).

10. Материалы статьи направляйте по e-mail <[tkea@optima.com.ua](mailto:tkea@optima.com.ua)> (размер письма не должен превышать 1 Мб). Если Вы направляете рукопись по почте, приложите запись статьи на CD.

Текст статьи на русском языке набирается в текстовом редакторе Microsoft Word размером 12, без переносов, с интервалом не менее 1,5. Все слова внутри абзаца разделяются только одним пробелом. Правый край текста выравнивать не обязательно. Использование программы Equation допускается только в случаях, когда Word бессилён.

Желательно, чтобы объем иллюстраций не превышал 40% общего объема статьи. Иллюстрации должны быть представлены отдельными файлами. Графики и чертежи следует выполнять в черно-белом (битовом) режиме.

Если рисунки выполнялись в программе CorelDraw или Word, то необходимо представить оригинальные файлы (\*.cdg или \*.doc). Рисунки, созданные в других программных пакетах, необходимо экспортировать в любой из следующих форматов: PCX, JPG, TIF.

В случае, когда автор не может обеспечить высокое качество рисунка в машинном виде, допускается его выполнение вручную с дальнейшим сканированием в битовом режиме с разрешением 300 ppi.

При подготовке цветных иллюстраций желательно фотографировать объекты на однотонном фоне цифровой камерой. Если проводится сканирование изображений, то его необходимо выполнять с разрешением 300 ppi.

11. Снабдите рукопись сведениями об авторах (фамилия, имя, отчество, ученая степень, место работы, должностное положение, дата рождения, служебный и домашний адреса с указанием почтового индекса, e-mail, телефон, телефакс).

12. Если считаете необходимым, сопроводите статью экспертным заключением о возможности ее публикации в открытой печати.