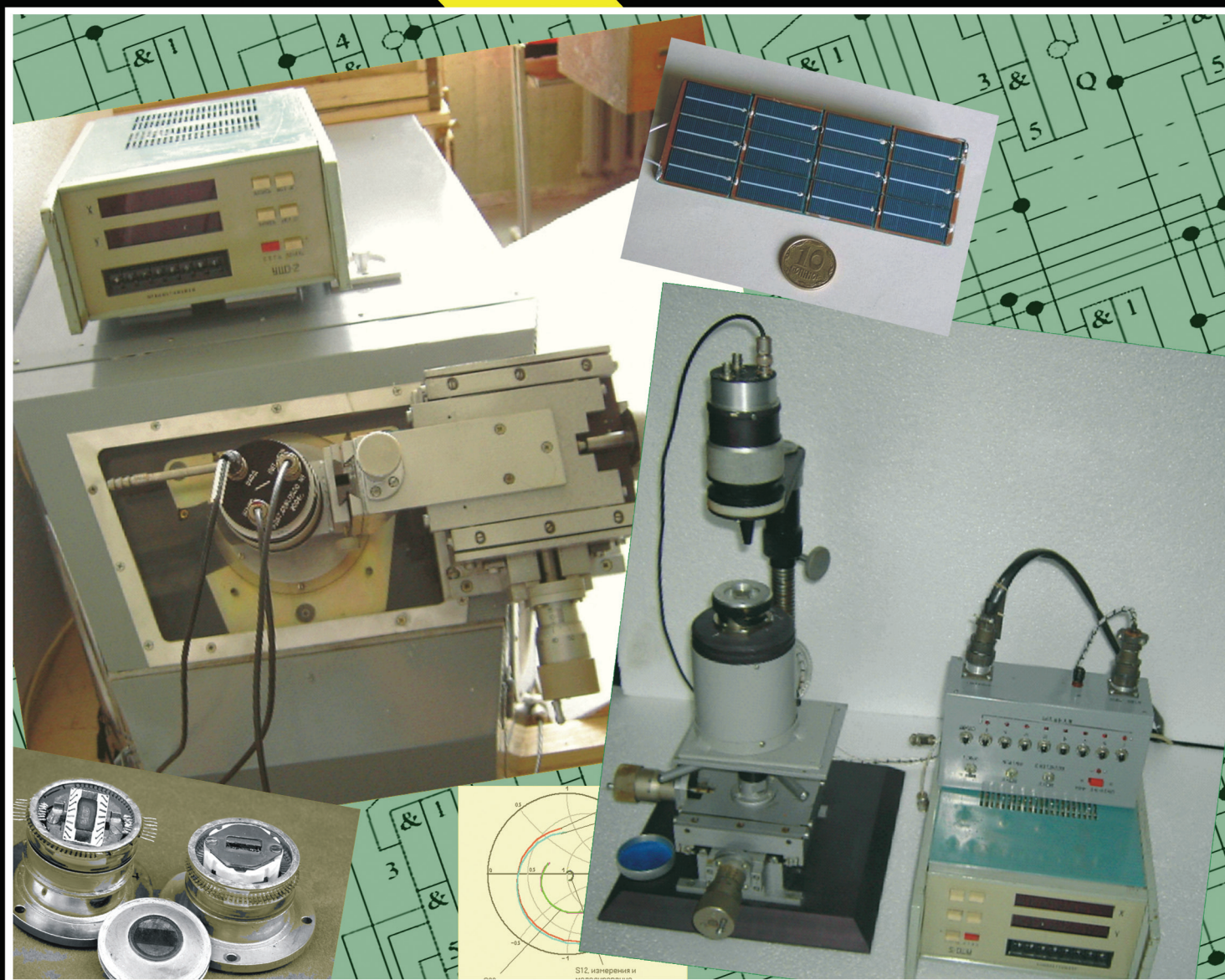




ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ



6 2004

НОЯБРЬ — ДЕКАБРЬ



6-я МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

«СОВРЕМЕННЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ И ЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

23—27 мая 2005 года Украина, г. Одесса

ПРОБЛЕМАТИКА

- ◆ Состояние и перспективы обеспечения отраслей народного хозяйства электронными средствами.
- ◆ Современное состояние и проблемы экологического мониторинга окружающей среды.
- ◆ Передача и обработка сигналов. Аппаратные средства.
- ◆ Информационные технологии. Защита информации.
- ◆ Компьютерные технологии в приборо- и машиностроении. Моделирование. Системы автоматизированного проектирования.

КОНФЕРЕНЦИИ

- ◆ Проектирование и конструирование электронных средств. Надежность. Обеспечение тепловых режимов.
- ◆ Функциональная микро- и наноэлектроника. Специальные материалы. Опто- и акустоэлектроника. Негатроника.
- ◆ Контроль качества. Техническая диагностика. Анализ отказов.
- ◆ Измерители-преобразователи. Датчики.
- ◆ Разработка технологических процессов. Производство электронных компонентов, узлов, аппаратов.

С текущей информацией по конференции
можно знакомиться на сайте
<http://tkea.wallst.ru/konfer.html>

Реквизиты для связи
E-mail <tkea@odessa.net>
тел./факс +38 (048) 728-49-46,
тел. +38 (048) 728-18-50.
Секретарь Оргкомитета "СИЭТ-2005"
Тихонова Елена Анатольевна

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ «ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ»

ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

По Украине.

Отделения связи. «Каталог видань України». Индекс 23785.
Подписное агентство «Идея», www.idea.com.ua. Индекс 11146.
Тел./факс +38 (062)381-09-32.
Подписное агентство «KSS», www.kss.kiev.ua. Индекс 20363.
Тел. +38 (044)464-02-20.
Подписное агентство «ПрессЦентр». E-mail: info@prescentr.kiev.ua.
Тел./факс +38 (044) 536-11-75, 536-11-80.

По России.

Отделения связи. Каталог «Пресса России». Индекс 71141.
Представительство журнала «ТКЭА» в России:
192286 С.-Петербург, п/о 286, п/я 416; «ЭРА».
E-mail: era48@mail.ru, тел. +7 (812)595-40-89.

Через редакцию «ТКЭА».

Украина, 65005, г. Одесса, ул. Прохоровская, 45.
E-mail <tkea@odessa.net>,
тел. +38 (048)728-18-50, 728-49-46 .



Журнал издается при поддержке
Министерства промышленной
политики Украины,
НПП «Сатурн»,
ОАО «Укралит»,
Компании «Сатурн Дейта
Интернешнл» (г. Киев),
НПП «Карат» (г. Львов),
СКБ «Молния»,
Политехнического университета
(г. Одесса),
ЦКБ «Ритм» (г. Черновцы)
и других предприятий и организаций

Редакция: Е. А. Тихонова, А. А. Ефименко, Л. М. Лейдерман,
А. Н. Онищенко, М. С. Хлопова.

Компьютерное обеспечение: П. В. Назаров.

Техническая редакция, дизайн: Е. И. Корецкая.

Подписано к печати 14.12 2004 г. Формат 60×84 1/8.

Печать офсетная. Печ. л. 7,5. Уч.-изд. л. 9,3. Тираж 700 экз. Заказ № 230.

Издательство «Нептун-Технология»

(65028, г. Одесса, ул. Б. Хмельницкого, 59).

Отпечатано в типографии издательства «ТЭС»

(65012, г. Одесса, ул. Канатная, 81/2).

ТЕХНОЛОГИЯ
И
КОНСТРУИРОВАНИЕ
В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

Учредитель АО "Нептун"

(Министерство промышленной политики Украины)

2004

Год издания 28-й

Год регистрации 1992

№ 6

СОДЕРЖАНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

К.т.н. Н. М. Вакив
Д.т.н. П. П. Воробиечко
Д.т.н. В. Н. Годованюк
К.т.н. А. А. Дашковский
Д.т.н. Л. С. Лутченков
Д.т.н. В. П. Малахов
В. А. Мингалёв
Е. А. Тихонова
К.т.н. В. М. Чмиль

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Д.т.н. А. А. Ащеулов
К.т.н. Э. Н. Глушеченко
Д.т.н. В. Т. Дейнега
Д.т.н. Ю. А. Долгов
Д.ф.-м.н. В. А. Дроздов
К.т.н. И. Н. Еримичой,
зам. гл. редактора
К.т.н. А. А. Ефименко
Д.ф.-м.н. Ф. Д. Касимов
К.ф.-м.н. В. В. Ковальчук
Д.ф.-м.н. Г. П. Ковтун
Л. М. Лейдерман,
отв. секретарь редакции
Д.т.н. С. Ю. Лузин
К.т.н. О. Н. Негоденко
К.т.н. Ю. Е. Николаенко
Д.ф.-м.н. В. В. Новиков
К.т.н. В. И. Попов,
гл. редактор
К.т.н. В. В. Рюхтин
Д.ф.-м.н. О. И. Шпотюк

АДРЕС РЕДАКЦИИ
Украина, 65005, Одесса-5,
ул. Прохоровская, 45
Тел. (+38-048) 728-18-50,
728-49-46

E-mail: tkea@odessa.net
Web-сайт: tkea.wallst.ru

Международный стандартный
серийный номер
ISSN 0130-6243

Регистрационный номер
КВ 2092 от 07.06.96 г.

Зарегистрирован в ВАК по разделам
"Физико-математические науки",
"Технические науки"

Номер подготовлен по заказу
Министерства промышленной
политики Украины

Ответственные за выпуск

К. т. н. Николаенко Ю. Е.
Д. т. н. Вербицкий В. Г.

Материалы для микроэлектроники

Технологические приемы улучшения теплового режима выращивания кристаллов GaAs методом Чохральского. *Г. П. Ковтун, А. И. Кравченко, А. И. Кондрик, А. П. Щербань* 3
Квантовый выход межзонной излучательной рекомбинации в кристаллах CdHgTe. *А. И. Власенко, З. К. Власенко* 7

Функциональная микроэлектроника

Многоуровневая оптическая память на микро- и наноразмерных структурах. *В. В. Демёхин, В. В. Данилов* 11
Координатно-чувствительный фотоэлектромагнитный детектор ИК-излучения на основе HgCdTe. *О. А. Боднарук, Е. Д. Громко, А. В. Марков, С. Э. Остапов, И. М. Раренко, А. Г. Швец* 13
Моделирование свойств CdZnTe и параметров детекторов γ -излучения на его основе. *А. И. Кондрик* 17

Энергетическая микроэлектроника

Модули солнечных элементов на основе тандемных гетероструктур GaAs-InGaAs-AlGaAs. *С. И. Круковский, Ю. Е. Николаенко* 23
Тепловая эффективность оребренных поверхностей при низкоскоростном обдуве. *Е. Н. Письменный, В. Д. Бурлей, В. А. Рогачев, А. М. Терех* 26
Исследование проволочного радиатора с тепловыми трубами для средств вычислительной техники. *Л. А. Булавин, Т. Ю. Николаенко, Ю. Е. Николаенко* 29

Сенсоэлектроника

Исследование функций преобразования и чувствительности радиоизмерительного преобразователя давления. *В. С. Осадчук, А. В. Осадчук, Г. И. Гаврилюк, Н. Л. Билоконь* 32
Устройства измерения температуры на основе пленочных термоэлектрических сенсоров. *Н. В. Капитанов, А. И. Копыл, С. И. Кособуцкий, В. В. Разиньков, А. И. Середюк* 34

Новое технологическое оборудование для микроэлектроники

Измерительный комплекс для определения фотоэлектрических параметров приемников излучения. *А. А. Ащеулов, А. Х. Дунаенко, В. Д. Фотий* 38

Интегральные схемы и полупроводниковые приборы

КМОП БИС 16-разрядного микропроцессора, устойчивого к воздействию γ -радиации. *В. Г. Вербицкий, В. И. Золотаревский, Л. И. Самотовка, Б. А. Балай, А. Ф. Воцинкин, В. Л. Коба, Е. С. Товмач, А. А. Явецкий* 40
Особенности разработки термостабилизированных германиевых фотодиодов. *В. В. Рюхтин, Ю. Г. Добровольский* 45
Малосигнальная модель транзистора в разработке СВЧ маломощных усилителей. *П. А. Емцев* 49
Схемное решение построения каскадного регистра сдвига. *Г. В. Куценко* 52

Проектирование схемы считывания для матриц ИК-фотодиодов среднего диапазона длин волн. *В. П. Рева, Ф. Ф. Сизов* 56

Памятные даты в 2005 году

6, 12, 37, 39

СПЕЦІАЛЬНИЙ НОМЕР

за результатами виконання робіт у межах міжгалузевої науково-технічної Програми розвитку найбільш конкурентоспроможних напрямків мікроелектроніки в Україні

СПЕЦИАЛЬНЫЙ НОМЕР

по результатам выполнения работ в рамках межотраслевой научно-технической Программы развития наиболее конкурентоспособных направлений микроэлектроники в Украине

ЗМІСТ

Матеріали для мікроелектроніки

Технологічні способи поліпшення теплового режиму вирощування кристалів GaAs за методом Чохральського. *Г. П. Ковтун, О. І. Кравченко, О. І. Кондрік, А. П. Шчербань* (3)

Квантовий вихід межзонної випромінювальної рекомбінації в кристалах CdHgTe. *О. І. Власенко, З. К. Власенко* (7)

Функціональна мікроелектроніка

Багаторівнева оптична пам'ять на мікро- та нанорозмірних структурах. *В. В. Дем'яохін, В. В. Данилов* (11)

Координатно-чутливий фотоелектромагнітний детектор ІЧ-випромінювання на основі HgCdTe. *О. О. Боднарук, С. Д. Громко, А. В. Марков, С. Е. Остапов, І. М. Раренко, О. Г. Швець* (13)

Моделювання властивостей CdZnTe та параметрів детекторів γ -випромінювання на його основі. *О. І. Кондрік* (17)

Енергетична мікроелектроніка

Модулі сонячних елементів на основі тандемних гетероструктур GaAs-InGaAs-AlGaAs. *С. І. Круковський, Ю. С. Ніколаєнко* (23)

Теплова ефективність оребрених поверхонь при низькошвидкісному обдуві. *С. М. Письменний, В. Д. Бурлей, В. А. Рогачов, А. М. Терех* (26)

Дослідження розроблення термостабілізованих трубами для засобів обчислювальної техніки. *Л. А. Булавін, Т. Ю. Ніколаєнко, Ю. С. Ніколаєнко* (29)

Сенсоелектроніка

Дослідження функцій перетворення та чутливості радіовимірювального перетворювача тиску. *В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Г. І. Гаврилюк, Н. Л. Білоконь* (32)

Пристрої вимірювання температури на основі плівкових термоелектричних сенсорів. *М. В. Капітанов, О. І. Копил, С. І. Кособуцький, В. В. Разиньков, О. І. Середюк* (34)

Нове технологічне обладнання для мікроелектроніки

Вимірювальний комплекс для визначення фотоелектричних параметрів приймачів випромінювання. *А. А. Аїцулов, О. Х. Дунаєнко, В. Д. Фотій* (38)

Інтегральні схеми і напівпровідникові прилади

КМОН ВІС 16-розрядного мікропроцесора, стійкого до впливу γ -радіації. *В. Г. Вербицький, В. І. Золотаревський, Л. І. Самотовка, Б. А. Балай, А. Ф. Воцинкін, В. Л. Коба, Е. С. Товмач, А. А. Явецький* (40)

Особливості розроблення термостабілізованих германієвих фотодіодів. *В. В. Рюхтін, Ю. Г. Добровольський* (45)

Малосигнальна модель транзистора в розробленні НВЧ-підсилювачів з малим рівнем шумів. *П. О. Ємцев* (49)

Схемне рішення побудовання каскадного регістру зсуву. *Г. В. Куценко* (52)

Проектування схеми зчитування для матриць ІЧ-фотодіодів середнього діапазону довжини хвиль. *В. П. Рева, Ф. Ф. Сизов* (56)

CONTENT

The materials for microelectronics

The processes to improve the thermal mode of GaAs crystal growth by Czochralski method. *Kovtun G. P., Kravchenko A. I., Kondrik A. I., Shcherban' A. P.* (3)
Quantum yield of interband radiative recombination in CdHgTe crystals. *Vlasenko A. I., Vlasenko Z. K.* (7)

The functional microelectronics

Multiple-level optical memory on the base of micro- and nanodimensional structures. *Demyohin V. V., Danilov V. V.* (11)
Two-coordinate photoelectromagnetic detector on the base of HgCdTe. *Bodnaruk O. A., Gromko E. D., Markov A. V., Ostapov S. E., Rarenko I. M., Shvets' A. G.* (13)
The simulation of properties of CdZnTe and parameters of γ -ray detectors basing on it. *Kondrik A. I.* (17)

The power microelectronics

Of modules solar cells base on the GaAs-InGaAs-AlGaAs tandem heterostructures. *Krukovskiy S. I., Nikolayenko Yu. E.* (23)
Heat effectiveness of finned surface in conditions of low speed air-cooling. *Pisemeniy Ye. N., Burley V. D., Rogachev V. A., Terekch A. M.* (26)
Research of a wire heat sink with heat pipes for resorts of computer facilities. *Bulavin L. A., Nikolayenko T. Yu., Nikolayenko Yu. E.* (29)

The sensoelectronics

Research of functions conversion and sensitivity of the transducer of pressure. *Osadchuk V. S., Osadchuk A. V., Gavryluk G. I., Bilokon' N. L.* (32)
Devices for temperature measuring based on thermoelectric film sensors. *Kapitanov N. V., Kopyl A. I., Kosobutsky C. I., Razinkov V. V., Seredjuk A. I.* (34)

The new technological equipment for microelectronics

The measurement complex for radiation detectors photoelectric parameters determination. *Ashcheulov A. A., Dunayenko A. H., Fotiy V. D.* (38)

The integrated circuits and semiconductor devices

The 16-bit microprocessor CMOS LSIC hardened against influence of the γ -radiation. *Verbitsky V. G., Zolotarevsky V. I., Samotovka L. I., Balay B. A., Voshchinkin A. F., Koba V. L., Tovmach E. S., Yavetsky A. A.* (40)
Features of development thermostabilized germanium of photo diodes. *Ryuhin V. V., Dobrovolsky Yu. G.* (45)
Small signal transistor model for microwave low noise amplifier development. *Yemtsev P. A.* (49)
Circuit decisions of construction of the shift cascade register. *Kutsenko G. V.* (52)
Readput circuit design for middlewavelength IR photodiodes. *Reva V. P., Sizov F. F.* (56)

Д. ф.-м. н. Г. П. КОВТУН, к. т. н. А. И. КРАВЧЕНКО,
А. И. КОНДРИК, А. П. ЩЕРБАНЬ

Дата поступления в редакцию
24.09 2004 г.

Украина, ННЦ «Харьковский физико-технический институт»
E-mail: gkovtun@kipt.kharkov.ua

Оппонент д. т. н. В. К. КОМАРЬ
(Институт монокристаллов, г. Харьков)

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРИЕМЫ УЛУЧШЕНИЯ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА ВЫРАЩИВАНИЯ КРИСТАЛЛОВ GaAs МЕТОДОМ ЧОХРАЛЬСКОГО

Лучшие результаты достигаются при боковом варианте нагрева тигля, выборе мощности дополнительного нагревателя, а также применением теплового экранирования кристалла и флюса.

В связи с работой по совершенствованию технологии получения малодислокационных монокристаллов GaAs (см. [1]) представляет интерес компьютерное моделирование теплового поля в растущем кристалле. В первом приближении плотность дислокаций N_D в кристалле как характеристика совершенства кристалла прямо пропорциональна значениям осевого G_z и радиального G_r градиентов температуры вблизи фронта кристаллизации. (Более детальный анализ термоупругих напряжений в кристалле связан с представлениями о тензорном характере величины и требует учета кривизны температурного поля, определяемой второй производной температуры [2].)

Целью данной работы было изучение закономерностей формирования теплового поля в кристалле GaAs, выращиваемом методом Чохральского с применением специальных приемов: а) применение дополнительного кольцевого нагревателя вблизи фронта кристаллизации; б) применение теплового экранирования поверхности кристалла и/или поверхности расплава (поверхности флюса над расплавом).

Расчет теплового поля в кристалле выполнялся с помощью компьютерной программы GALEZ [3], реализующей метод конечных элементов для решения уравнений теплопроводности при заданных тепловых потоках q_0 через дно и q_1 через стенку тигля и удельной мощности тепловыделения Q дополнительного нагревателя. Значения используемых физических констант и параметров расчета взяты из публикаций [4, 5]. Геометрические размеры изучаемой системы «расплав — флюс B_2O_3 — погруженный во флюс дополнительный нагреватель — кристалл» показаны на рис. 1. Единица длины

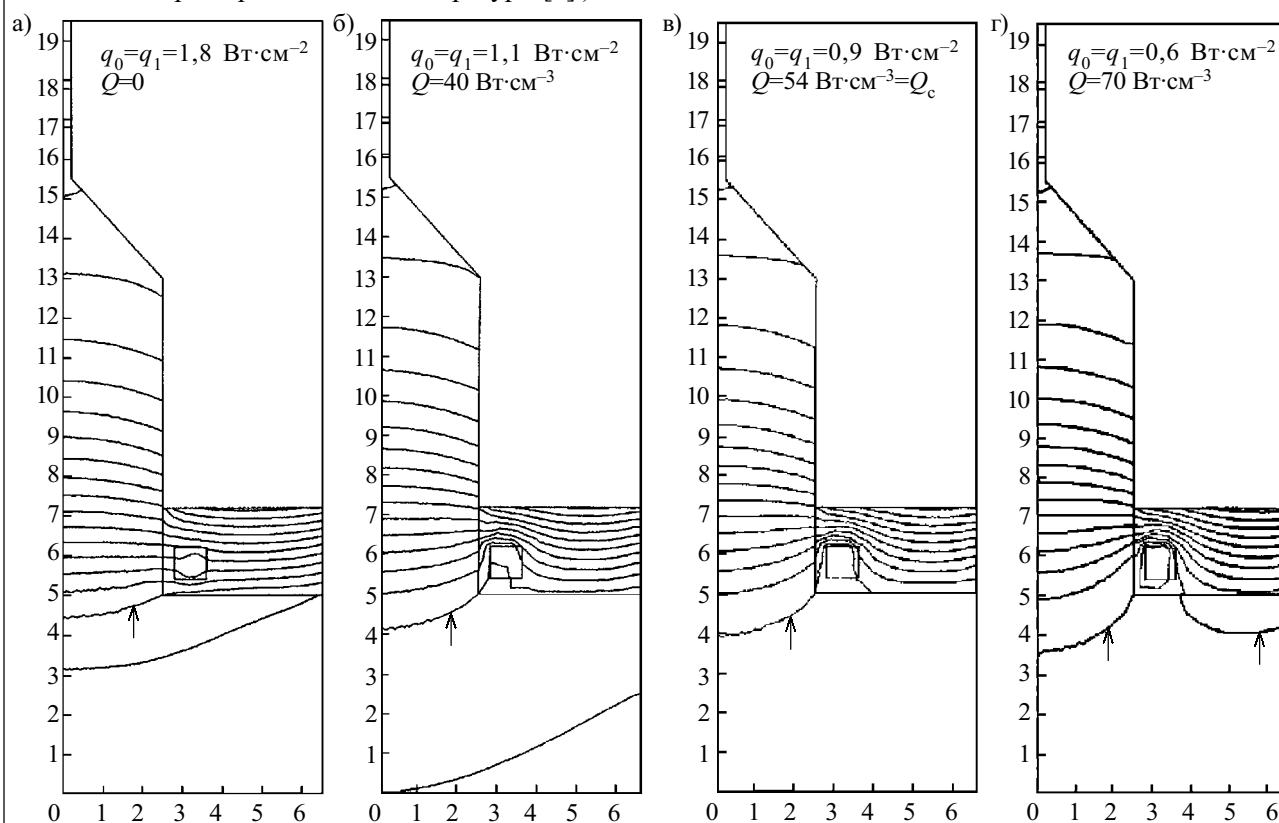


Рис. 1. Температурное поле в кристаллах GaAs при различной мощности дополнительного нагревателя

Классификация конструкций тепловых узлов по величине соотношения между тепловыми потоками (стрелка показывает направление теплового потока)

q_0	q_1		
	1) $q_1 < 0$	2) $q_1 = 0$	3) $q_1 > 0$
1) $q_0 < 0$	11 $\begin{array}{c} \text{---} \rightarrow \\ \downarrow \end{array}$	12 $\begin{array}{c} \text{---} \mid 0 \\ \downarrow \end{array}$	13 $\begin{array}{c} \text{---} \leftarrow \\ \downarrow \end{array}$
2) $q_0 = 0$	21 $\begin{array}{c} \text{---} \rightarrow \\ 0 \end{array}$	22 $\begin{array}{c} \text{---} \mid 0 \\ 0 \end{array}$	23 $\begin{array}{c} \text{---} \leftarrow \\ 0 \end{array}$
3) $q_0 > 0$	31 $\begin{array}{c} \text{---} \rightarrow \\ \uparrow \end{array}$	32 $\begin{array}{c} \text{---} \mid 0 \\ \uparrow \end{array}$	33 $\begin{array}{c} \text{---} \leftarrow \\ \uparrow \end{array}$

на осях рисунков равна 1 см, изотермы проведены с интервалом 50 К, изотерма с температурой плавления арсенида галлия 1511 К отмечена стрелкой.

По величине соотношения между тепловыми потоками q_0 и q_1 может быть введена классификация конструкций тепловых узлов, показанная в **таблице**.

Для изучения были выбраны тепловые узлы следующих вариантов: 32 (донный нагрев), 33 (донно-боковой нагрев), 23 (боковой нагрев) и 13 (боковой нагрев с донным теплоотводом). При выполнении расчетов было установлено, что значение удельной мощности Q дополнительного нагревателя не может быть сколь угодно большим: при повышении мощности Q до некоторого критического значения Q_c (зависящего от выбранного соотношения между q_0 и q_1) возникает «паразитная» кристаллизация материала на стенке тигля, как это показано на рис. 1, з, что связано с необходимостью снижения значений q_0 и q_1 для сохранения заданного диаметра кристалла при росте величины Q .

Когда дополнительный нагреватель отсутствует или не включен ($Q=0$), вертикальная составляющая температурного градиента на оси кристалла $G_z(0)$ и вблизи поверхности кристалла $G_z(R)$ почти не зависит от соотношения между потоками q_0 и q_1 (рис. 2). При включенном дополнительном нагревателе переход от донного нагрева (вариант 32) к донно-боковому (вариант 33) и далее к боковому (вариант 23) и к боковому с донным теплоотводом (вариант 13) сопровождается увеличением критической мощности Q_c дополнительного нагревателя. При этом уменьшается значение $G_z(0)$ на оси кристалла (примерно в 2 раза) и, особенно, $G_z(R)$ на поверхности кристалла (пример-

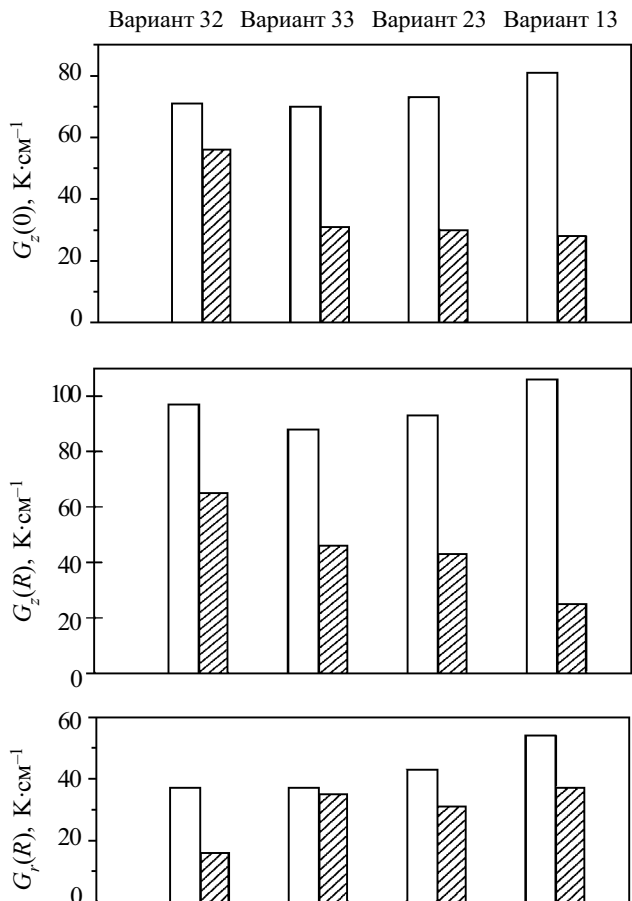


Рис. 2. Зависимость составляющих температурного градиента $G(0)$ на оси и $G(R)$ вблизи поверхности кристалла GaAs от мощности дополнительного нагревателя для различных вариантов основного нагревателя ($Q=0$ — светлое поле; $Q=Q_c$ — темное поле)

но в 2½ раза, см. рис. 2). Радиальная составляющая $G_r(R)$ в кристалле при этом возрастает примерно в 2 раза (на оси кристалла $G_r(0)=0$).

На **рис. 3** показано радиальное распределение значений G_z и G_r в кристалле при различных значениях соотношения между q_0 и q_1 . Приведено также радиальное распределение величины модуля $G=(G_z^2+G_r^2)^{1/2}$ вектора температурного градиента.

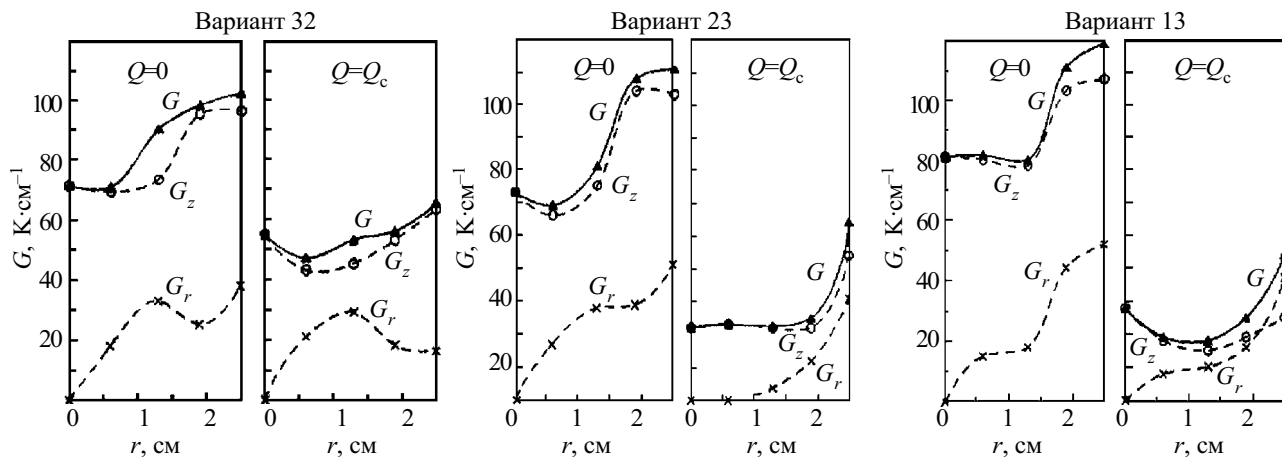


Рис. 3. Радиальное распределение составляющих G_z и G_r , а также модуля G температурного градиента в кристалле GaAs

Когда дополнительный нагреватель отсутствует, зависимости $G_z(r)$, а также и $G(r)$, для различных значений соотношения между q_0 и q_1 имеют сходный вид: неравномерный с минимумом при некотором значении радиуса r . При включенном дополнительном нагревателе и $Q=Q_c$ характер зависимостей $G_z(r)$ и $G(r)$ изменяется: при переходе от донного нагрева (вариант 32) к боковому (вариант 23) на графиках $G_z(r)$ и $G(r)$ исчезает минимум и распределение становится равномерным (за исключением приповерхностной области кристалла). Однако при дальнейшем переходе к боковому нагреву с донным теплоотводом (вариант 13) радиальное распределение значений G_z и G_r вновь становится неравномерным.

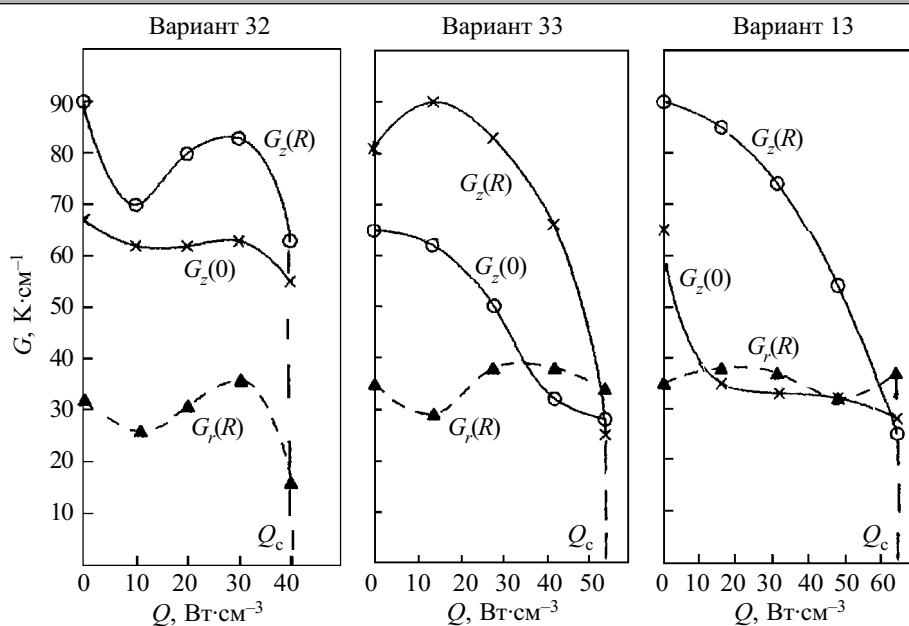


Рис. 4. Зависимости составляющих температурного градиента в кристалле GaAs от мощности дополнительного нагревателя для различных вариантов основного нагревателя

Сложный вид имеют и зависимости составляющих температурного градиента в кристалле от мощности дополнительного нагревателя (рис. 4), характер этих зависимостей также связан с величиной соотношения между q_0 и q_1 . Так, в варианте 13 зависимость $G_z(R)$ монотонно убывает, в то время как в варианте 32 для этой же зависимости наблюдаются промежуточные минимум и максимум.

Увеличение диаметра кольца дополнительного нагревателя сопровождается увеличением критической мощности Q_c , однако достигаемые при этом значения $G_z(r)$ и $G(r)$ заметно превышают значения, достигаемые при малой удаленности нагревателя от поверхности кристалла.

Влияние теплового экранирования изучалось на примере теплового узла с боковым нагревом тигля (вариант 23). Для этого выполнялись расчеты, в которых значения излучательной способности кристалла ϵ_c и флюса ϵ_f были уменьшены в 10 раз по сравнению со справочными значениями. Результаты расчетов приведены на рис. 5 и 6.

Когда дополнительный нагреватель отсутствует или не включен, но применяется тепловое экранирование кристалла и флюса, значение величины $G_z(0)$ на оси кристалла заметно уменьшается, особенно при совместном экранировании кристалла и флюса, когда $G_z(0)$ уменьшается примерно в 2½ раза. (При раздельном экранировании более эффективно экранирование кристалла.) $G_z(R)$ на поверхности кристалла несколько возрастает при раздельном экранировании кристалла и флюса, но уменьшается при совместном экранировании.

При включении дополнительного нагревателя и увеличении его мощности до величины Q_c значения $G_z(0)$ и $G_z(R)$ заметно снижаются, причем лучшие результаты дает экранирование флюса либо совместное экранирование кристалла и флюса. В последнем случае $G_z(0)$ и $G_z(R)$ уменьшаются почти в 6 раз по

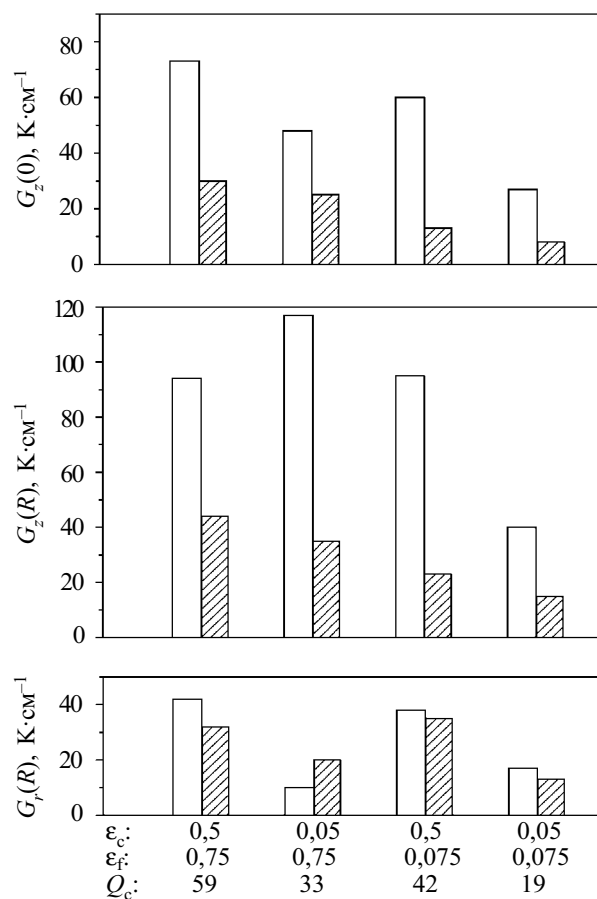


Рис. 5. Зависимость составляющих температурного градиента $G(0)$ на оси и $G(R)$ вблизи поверхности кристалла GaAs от мощности дополнительного нагревателя при боковом нагреве тигля (вариант 23) и различных условиях теплового экранирования кристалла и поверхности флюса: ϵ_c и ϵ_f — излучательная способность кристалла и флюса, соответственно; $Q=0$ — светлое поле; $Q=Q_c$ — темное поле

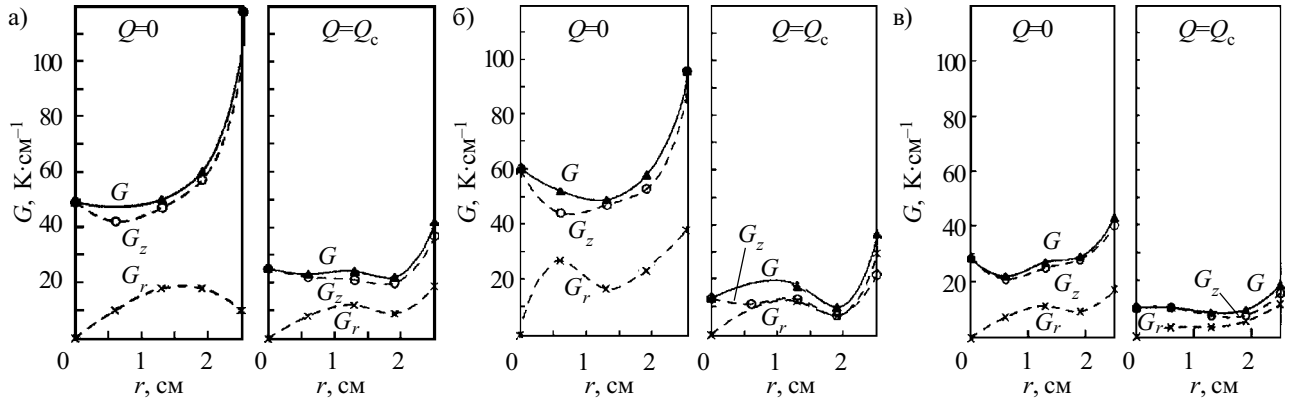


Рис. 6. Радиальное распределение составляющих G_z и G_r , а также модуля G температурного градиента при боковом нагреве тигля (вариант 23):

а — при тепловом экранировании кристалла; б — при тепловом экранировании флюса; в — при тепловом экранировании кристалла и флюса

сравнению со случаем, когда дополнительное тепловое экранирование и погруженный нагреватель отсутствуют. При этом минимальных значений достигает и $G_r(R)$, а радиальное распределение значений G_z и G становится наиболее равномерным.

Сделаны следующие выводы:

1. В случае, когда дополнительный нагреватель отсутствует, значения осевого и радиального температурных градиентов почти не зависят от соотношения между потоками q_0 и q_1 .

2. Мощность дополнительного нагревателя имеет предел (критическая мощность), превышение которого приводит к возникновению «паразитной» кристаллизации материала на стенке тигля.

3. Значение критической мощности дополнительного нагревателя возрастает при переходе от донного нагрева тигля ($q_0 > 0, q_1 = 0$) к донно-боковому ($q_0 > 0, q_1 > 0$) и далее к боковому ($q_0 = 0, q_1 > 0$) и боковому с донным теплоотводом ($q_0 < 0, q_1 > 0$). При этом уменьшается осевой температурный градиент на оси кристалла (примерно в 2 раза) и вблизи поверхности (примерно в 2½ раза) и возрастает радиальный градиент (примерно в 2 раза вблизи поверхности кристалла).

4. Форма радиального распределения осевого и радиального температурных градиентов при отсутствии дополнительного нагревателя почти не зависит от соотношения между тепловыми потоками q_0 и q_1 . При включенном дополнительном нагревателе величина соотношения между q_0 и q_1 влияет на форму радиального распределения значений осевого и радиального температурного градиентов; наиболее равномерное распределение значений осевого градиента и модуля температурного градиента достигается в варианте бокового нагрева тигля.

5. Характер зависимости осевого температурного градиента от мощности дополнительного нагревателя зависит от соотношения между q_0 и q_1 : при донном нагреве тигля зависимость имеет промежуточные минимум и максимум, в то время как при боковом нагреве с донным теплоотводом эта зависимость является монотонно убывающей.

6. Лучшие результаты с учетом значений осевого и радиального температурных градиентов, а также равномерности их радиального распределения, достигаются при боковом варианте нагрева тигля и мощности дополнительного нагревателя, близкой к критической величине, с применением теплового экранирования кристалла и флюса. В этом случае значения осевого и радиального температурного градиента уменьшаются в несколько раз.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ковтун Г. П., Кравченко А. И., Щербань А. П. Установка для выращивания малодислокационных монокристаллов GaAs большого диаметра // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2001.— № 6.— С. 52—53.
2. Мильвидский М. Г., Освенский В. Б. Структурные дефекты в монокристаллах полупроводников.— М.: Металлургия, 1984.
3. Жуков А. И. Расчет температурных полей в кристаллах, выращиваемых по методу Чохральского // Препринт ХФТИ 92-17.— Харьков: ХФТИ, 1992.
4. Growley A. B., Stern E. J., Hurlle D. T. J. Modelling of the growth of GaAs by LEC technique. 1. Thermal distribution in the crystal // J. Cryst. Growth.— 1989.— Vol. 97, N 3.— P. 697—708.
5. Moduoye G. O., Bacon D. J., Evans K. E. Computer modelling of temperature and stress distribution in LEC-grown GaAs crystals // Ibid.— 1991.— Vol. 108, N 2.— P. 627—636.

ПАМЯТНЫЕ ДАТЫ В 2005 ГОДУ

- 220 лет со времени установления (1785) французским ученым Ш.-О. Кулоном основного закона электростатики (закона Кулона).
- 150 лет назад (1855) итальянский метеоролог Л. Пальмиери изобрел сейсмограф для измерения силы землетрясений.
- 50 лет назад (1955) в США создан первый транзисторный компьютер.

Из "Календаря юбилейных и памятных дат в области естествознания и техники на 2005 год".— М.: Политехнический музей, 2004.

- 150 лет назад (1855) английский физик и изобретатель Д.-Э. Юз запатентовал созданный им буквопечатающий телеграфный аппарат.
- 125 лет назад (1880) русский ученый-физик и биофизик П. И. Бахметьев создал проект одноканальной телевизионной системы со спиральной оптико-механической разверткой изображения ("телефотограф").
- 125 лет назад (1880) открыт пьезоэлектрический эффект французскими учеными физиком П. Кюри и кристаллографом Ж. Кюри.

Д. ф.-м. н. А. И. ВЛАСЕНКО, к. ф.-м. н. З. К. ВЛАСЕНКО

Украина, г. Киев, Институт физики полупроводников
им. В. Е. Лашкарёва
E-mail: zvlas@isp.kiev.uaДата поступления в редакцию
30.06 2004 г.Оппонент д. ф.-м. н. Л. А. КОСЯЧЕНКО
(Черновицкий нац ун-т им. Юрия Федыковича)

КВАНТОВЫЙ ВЫХОД МЕЖЗОННОЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬНОЙ РЕКОМБИНАЦИИ В КРИСТАЛЛАХ CdHgTe

Проведен расчет квантового выхода межзонной излучательной рекомбинации в кристаллах CdHgTe с учетом их состава, уровня легирования, температуры и уровня оптического возбуждения.

Одним из важнейших направлений современного оптоэлектронного полупроводникового приборостроения является создание инфракрасных (ИК) сенсорных систем различного назначения [1, 2]. Разработка таких систем для спектрального диапазона 2—15 мкм с излучателем и фотоприемником на основе одного полупроводникового материала, в частности твердых растворов Cd_xHg_{1-x}Te (КРТ), требует анализа конкретных физических условий, стимулирующих развитие излучательных или безызлучательных процессов рекомбинации.

Исследования показывают, что в области собственной проводимости кристаллов КРТ в рекомбинации доминирует межзонный ударный процесс [3, 4]. В области примесной проводимости фотоэлектрические свойства кристаллов КРТ описываются механизмами межзонной ударной [5, 6] или примесной рекомбинации [7], которые в основном определяют чувствительность приемников излучения. Экспериментально в этих кристаллах наблюдалась также и излучательная рекомбинация (см., напр., [8—10]), однако условия, стимулирующие ее развитие, изучены недостаточно.

Для изучения возможности создания на основе КРТ источников ИК-излучения необходим анализ условий реализации межзонной излучательной рекомбинации и ее вклада в общий рекомбинационный поток.

В настоящей работе ограничимся анализом физических условий и количественных критериев доминирования излучательного канала в межзонной рекомбинации.

Вероятности межзонных ударного и излучательного процессов рекомбинации. Для анализа физических условий и нахождения параметров по вкладу того или иного механизма в общий межзонный рекомбинационный поток воспользуемся уравнением непрерывности для неравновесных носителей заряда (ННЗ) Δn . При доминировании в рекомбинации межзонных излучательного и ударного механизмов без учета процессов переноса ННЗ (что корректно, поскольку рассматриваются только рекомбинацион-

ные свойства материала) это уравнение может быть записано следующим образом [11, с. 201, 212, 230]:

$$\frac{d\Delta n}{dt} = I - \frac{\Delta n}{\tau} = I - \Delta n \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_A} \right) = I - G_r \frac{np - n_i^2}{n_i^2} - A_{ee} \frac{np - n_i^2}{n_i^2} (n + \beta p), \quad (1)$$

где I — скорость генерации ННЗ;

τ, τ_r, τ_A — время жизни ННЗ соответственно общее, для межзонных излучательного и ударного процессов;

G_r — скорость излучательных переходов, $G_r = A_r n_i$;

A_r — вероятность переходов;

n_i — собственная концентрация носителей заряда;

n, p — полная концентрация равновесных и неравновесных электронов и дырок, соответственно;

A_{ee}, A_{hh} — вероятности ударных процессов соответственно при межэлектронном и междырочном взаимодействии;

$\beta = A_{hh}/A_{ee}$.

Для межзонной рекомбинации выполняются условия $\Delta n = \Delta p$, $\tau_n = \tau_p$, т. е. фотопроводимость имеет биполярный характер. Введем для удобства анализа безразмерные параметры, характеризующие уровень легирования донорными (N_D) и акцепторными (N_A) дефектами (v_n, v_p) и соотношение между вероятностями излучательного и ударного процессов (α):

$$v_n = 1 + (N_D - N_A)/n_i = n_0/n_i, \quad v_p = 1 + (N_A - N_D)/n_i = p_0/p_i, \quad \alpha = A_r [A_{ee} (1 + \beta)]^{-1}, \quad (2)$$

где n_0, p_0 — концентрации равновесных электронов и дырок в области примесной проводимости.

В стационарном случае при низких уровнях возбуждения времена жизни для межзонных ударной и излучательной рекомбинации могут быть с учетом (1), (2) записаны следующим образом:

$$\tau_{An} = \frac{2\tau_{Ai}}{v_n^2 + 1}; \quad \tau_{Ap} = \frac{2\tau_{Ai} v_p^2}{(1 + v_p^2)(1 + \beta v_p^2)}; \quad \tau_{Ai} = [2A_{ee} (1 + \beta)]^{-1};$$
$$\tau_m = \frac{2\tau_{ri} v_n}{v_n^2 + 1}; \quad \tau_p = \frac{2\tau_{ri} v_p}{v_p^2 + 1}; \quad \tau_{ri} = [2A_r]^{-1}, \quad (3)$$

где для температурного диапазона примесной проводимости кристаллов n - и p -типов использованы индексы n, p , а для диапазона собственной проводимости — индекс i .

Сравнительный анализ экспериментальных данных и теоретических расчетов [5, 6, 12—15] дает для кри-

сталлов КРТ ($x=0,2$) следующие упрощенные выражения для вероятностей межзонных ударных ($e-e-h$, $h-h-e$) и излучательных процессов, а также соотношений между ними:

$$A_{ee} \approx 3,75 \cdot 10^6 T^{3/2} E_g^{-1/2} \exp(-E_g/kT); \quad (4)$$

$$\beta \approx 7 \cdot 10^{-2} \exp(-E_g/kT); \quad (5)$$

$$A_r \approx 2,75 \cdot 10^{-2} T^{-3/2} E_g n_i; \quad (6)$$

$$\alpha \approx 7,3 \cdot 10^{-14} \exp(E_g/kT) E_g^{3/2} T^{-3} n_i, \quad (7)$$

где T — абсолютная температура;
 E_g — ширина запрещенной зоны;
 k — постоянная Больцмана.

На рис. 1 приведены расчетные температурные зависимости α и β с учетом зависимостей $E_g(T)$, $n_i(T, x)$ [14]. Как следует из рисунка, параметр α сильно зависит от температуры, изменяясь от значений $\alpha \ll 1$ (вероятность ударного процесса значительно превышает вероятность излучательного процесса) при высоких температурах до значений $\alpha \gg 1$ (вероятность излучательного процесса намного превосходит вероятность ударного процесса) — при низких температурах. С ростом x и, соответственно, E_g значение коэффициента α увеличивается (сравни кривые 1—3) и при $T \approx 77$ К превышает единицу уже для $x > 0,21$ (см. сплошную кривую 1). Для меньших значений x (или E_g) этот переход наступает при более низких температурах.

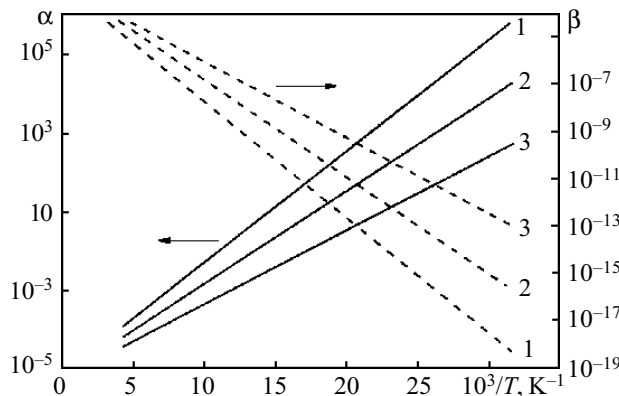


Рис. 1. Расчетные температурные зависимости α по (7) (сплошные линии) и β по (5) (пунктир) для кристаллов КРТ: 1 — $x=0,21$; 2 — 0,2; 3 — 0,19

Из того же рисунка следует, что в процессе ударной рекомбинации межэлектронное взаимодействие преобладает над междырочным во всем рассматриваемом диапазоне температур. Величина β экспоненциально растет с повышением температуры, но в рассматриваемом интервале температур сохраняется неравенство $\beta \ll 1$. С повышением содержания в твердом растворе Cd(x) и, соответственно, увеличением E_g вероятность межэлектронных процессов по сравнению с междырочными увеличивается, о чем свидетельствует уменьшение β (сравни кривые 1—3 на рис. 1).

Распределение рекомбинационных потоков по межзонным излучательному и ударному каналам. Запишем распределение рекомбинационных потоков по излучательному и ударному каналам через соответствующие квантовые выходы рекомбинации:

$$g_r = \frac{G_r}{G_r + A_{ee}(n + \beta p)} = \left[1 + \frac{n + \beta p}{n_i(1 + \beta)\alpha} \right]^{-1}; \quad (8)$$

$$g_a = 1 - g_r = \left[1 + \frac{n_i(1 + \beta)\alpha}{n + \beta p} \right]^{-1}. \quad (9)$$

Время жизни ННЗ, контролируемое обоими этими процессами, может быть записано через параметры только одного канала, например, излучательного:

$$\tau = g_r n_i [A_i(n_0 + p_0 + \Delta n)]^{-1}; \quad (10)$$

вклад безизлучательного канала учитывается параметром α в g_r (8).

Отсюда можно получить выражения для g_r и τ (при низком уровне возбуждения) в материале с собственной (i) и примесной (n и p) проводимостью:

$$g_{ri} = \frac{\alpha}{1 + \alpha}; \quad \tau_i = \tau_{ri} \frac{\alpha}{1 + \alpha}; \quad (11)$$

$$g_m = \left[1 + \frac{v_n}{(1 + \beta)\alpha} \right]^{-1}; \quad \tau_n = \frac{2\tau_{ri}}{(v_n^2 + 1) \left(1 + \frac{v_n}{\alpha} \right)}; \quad (12)$$

$$g_p = \left[1 + \frac{1 + \beta v_p^2}{(1 + \beta)v_p \alpha} \right]^{-1}; \quad \tau_p = \frac{2\tau_{ri}}{(1 + v_p^2) \left(\frac{1 + \beta v_p^2}{\alpha} + v_p \right)}. \quad (13)$$

Из приведенных выражений следует, что квантовый выход излучательной рекомбинации и время жизни ННЗ в кристалле определяются как фундаментальными параметрами материала (через коэффициенты α , β , см. (5), (7)), так и степенью его легирования (через параметры v_n , v_p) и температурой.

Квантовый выход излучательной рекомбинации в кристаллах n- и p-типа. Располагая для заданных составов x значениями α и β и их температурными зависимостями, можно получить значения g_r и их зависимости от уровня легирования при различных T .

Результаты расчета зависимостей $g_r(v_n, v_p)$ при различных температурах из области собственной и примесной проводимости для кристаллов КРТ ($x \approx 0,2$) приведены на рис. 2. Анализ показывает, что в материале

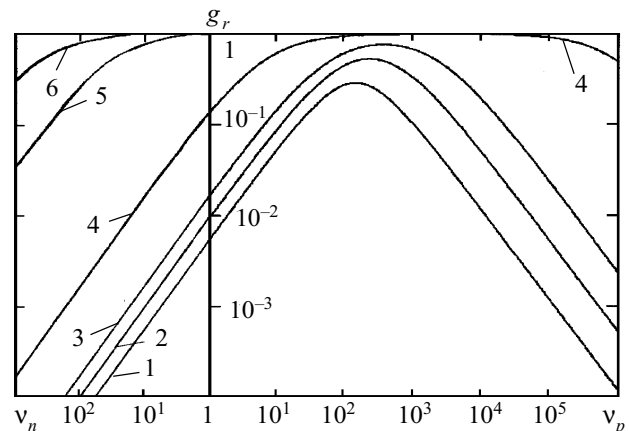


Рис. 2. Расчетные зависимости квантового выхода излучательной рекомбинации g_r от уровня легирования для кристаллов КРТ n- и p-типов проводимости при различных температурах:

1 — 250 К; 2 — 200; 3 — 160; 4 — 100; 5 — 50; 6 — 40 К

n-типа при температурах выше 100 К ($\alpha > 1$) квантовый выход излучательной рекомбинации более чем на порядок уступает квантовому выходу конкурирующего ударного процесса, причем эта тенденция возрастает с ростом температуры и уровня легирования. При температурах ниже 100 К ($\alpha < 1$) в диапазоне слабых уровней легирования ($v_n \approx 1$) значения квантовых выходов межзонных ударного и излучательного каналов g_r и g_a выравниваются, а при $T < 30..40$ К g_r даже превосходит g_a .

При конкуренции этих процессов рекомбинации в области примесной проводимости кристаллов *n*- и *p*-типа из (2), (3) могут быть определены граничные значения уровней легирования ($v_n = v_n^*$, $v_p = v_p^*$), при которых начинает доминировать излучательная рекомбинация:

$$v_n < v_n^* = \tau_{Ai} / \tau_{ri} = \alpha, \quad n_0 \leq n_0^* = \alpha n_i. \quad (14)$$

В частности, для кристаллов *n*-типа $v_n \leq \alpha$. Это, естественно, имеет смысл только для значений $\alpha > 1$ (см. рис. 1).

Анализ (14) показывает, что межзонная излучательная рекомбинация в кристаллах КРТ с $x \approx 0,2$ должна превалировать в материале с граничной концентрацией равновесных носителей заряда $n_0 \approx 10^{13} \text{ см}^{-3}$ (для составов с $x \approx 0,2$ это соответствует уровню собственной концентрации n_i). В кристаллах с $n_0 > 10^{13} \text{ см}^{-3}$ доминирующей остается межзонная ударная рекомбинация.

На рис. 3 приведены расчетные температурные зависимости времени жизни τ для кристаллов КРТ с $x \approx 0,2$ *n*-типа с различной концентрацией n_0 для межзонных ударного и излучательного процессов. Здесь же показаны экспериментальные значения τ , полученные по кинетике релаксации фотопроводимости при возбуждении импульсами CO_2 -лазера. Их сопоставление подтверждает, что в рассматриваемых диапазонах температур и уровней легирования доминирующим является процесс межзонной ударной рекомбинации.

Как следует из рис. 2, в кристаллах *p*-типа в зависимости квантового выхода люминесценции от уровня легирования имеется максимум (его парамет-

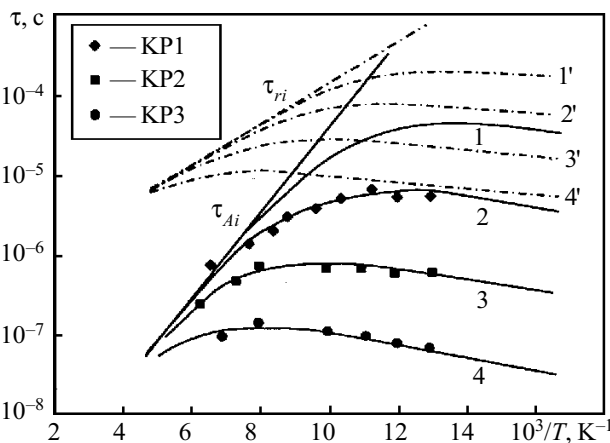


Рис. 3. Температурные зависимости времени жизни ННЗ τ для межзонных ударного (сплошные линии) и излучательного (штрих-пунктир) механизмов рекомбинации для кристаллов КРТ:

расчет: 1, 1' — $n_0 = 10^{14} \text{ см}^{-3}$; 2, 2' — $3 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$; 3, 3' — 10^{15} см^{-3} ; 4, 4' — $3 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; эксперимент: кристалл КР1 — $n_0 = 3,3 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$; КР2 — $1,1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; КР3 — $3,2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$

ры — v_p^* и g_r^* — могут быть найдены путем дифференцирования функции (13) по переменной v_p). Численное значение и положение максимума g_r^* по шкале v_p весьма чувствительно к температуре (через β) и с её понижением растет и смещается в область больших v_p . При температурах $T < 100$ К квантовый выход люминесценции в широком диапазоне уровней легирования $g_r = 1$.

Таким образом, легируя материал акцепторными дефектами можно существенно увеличить квантовый выход излучательной рекомбинации в общем межзонном рекомбинационном потоке за счет снижения скорости ударной *e-e-h*-рекомбинации при уменьшении концентрации свободных электронов. Отметим однако, что увеличение N_A в этом случае может привести к развитию примесного рекомбинационного процесса (Шокли-Рида) [7], когда соотношение $\Delta n = \Delta p$ нарушается, и дальнейший анализ необходимо проводить с учетом наличия монополярной компоненты в фотопроводимости.

Квантовый выход излучательной рекомбинации в кристаллах с $x > 0,2$. Проведем анализ квантового выхода излучательной рекомбинации в кристаллах с большим составом Cd x , т. е. с $E_g > 0,1$ эВ. Располагая значениями α и β и их зависимостями (4)–(7) от T и x (через E_g), можно получить из (11)–(13) значения g_r для кристаллов *n*- и *p*-типов и их зависимости от уровня легирования.

Зависимости $g_r(v)$ при $T = 77$ К для кристаллов *n*- и *p*-типов для $x = 0,18..0,3$ приведены на рис. 4. Их анализ показывает, что повышение содержания Cd и, соответственно, увеличение E_g существенно увеличивает квантовый выход излучательной рекомбинации в кристаллах *n*- и *p*-типов во всем диапазоне уровней легирования. В материале *n*-типа с $x < 0,23$ при температуре 77 К квантовый выход излучательной рекомбинации $g_r < 1$ во всем интервале концентраций $1 < v_n < 10^3$ и растет с увеличением x . В кристаллах с $n_0 = 3 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ ($v_n = 10$) $g_r > 0,5$ (т. е. скорости излучательных и ударных переходов выравниваются) уже для $x > 0,22$. Для меньших концентраций n_0

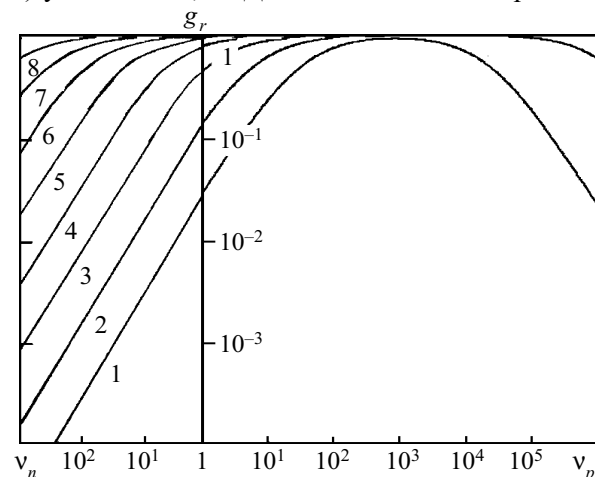


Рис. 4. Расчетные зависимости квантового выхода излучательной рекомбинации g_r от уровня легирования $v_{n,p}$ для кристаллов *n*- и *p*-типов проводимости при температуре 77 К:

1 — $x = 0,18$; 2 — $0,19$; 3 — $0,20$; 4 — $0,21$; 5 — $0,22$; 6 — $0,23$; 7 — $0,24$; 8 — $0,25$

($v_n \rightarrow 1$) переключение доминирующих механизмов рекомбинации наступает при меньших x .

В кристаллах p -типа при $T=77$ К $g_r > 0,5$ во всем диапазоне уровней легирования $1 < v_p < 10^5$ для $x > 0,2$. Максимум зависимости $g_r^*(v_p)$ зависит от x — с увеличением E_g численное значение g_r растет, а его положение по шкале v перемещается в область более высоких значений v_p .

Отметим однако, что в кристаллах с $x > 0,23$, как и в сильно компенсированных кристаллах, конкурентоспособными по отношению к межзонным могут стать примесные каналы рекомбинации ($\tau_n \neq \tau_p$).

Зависимость квантового выхода излучательной рекомбинации от уровня возбуждения. Важной характеристикой материала, используемого в качестве источника излучения, является зависимость интенсивности его люминесценции W от уровня возбуждения I . Пока значение g_r остается постоянным, интенсивность люминесценции $W = g_r I$ линейно растет с увеличением I . Начиная с определенных значений I в g_r (12), (13) необходимо учитывать член, связанный с уровнем возбуждения, $\gamma = \Delta n/n_i$ (при этом v_n, v_p в (12), (13) следует заменить на $v_{n,p}^* = v_{n,p} + \gamma$), который по своему действию эквивалентен увеличению степени легирования полупроводника — в обоих случаях возрастает роль безызлучательных процессов. При больших уровнях возбуждения время жизни $\tau \sim \Delta n^{-2}$, и показатель люкс-амперной характеристики равен $1/3$ ($\Delta n/\tau \sim I$; $\Delta n \sim I^{1/3}$), что характерно для ударной рекомбинации [15, 16]. А поскольку величина g_r обратно пропорциональна Δn , интенсивность люминесценции $W \sim I^{2/3}$.

Пороговое значение величины γ^* , выше которого квантовый выход люминесценции начинает уменьшаться, зависит от типа проводимости и степени легирования $v_{n,p}$:

$$\gamma^* = \begin{cases} \frac{v_n}{\alpha}, v_n > \beta v_p, \beta < 1 \text{ (} n \text{- тип);} \\ \frac{\beta v_p}{\alpha}, \beta v_p^2 > 1, v_p \gg 1 \text{ (} p \text{- тип);} \\ v_p \alpha, \beta v_p^2 < 1, v_p \geq 1 \text{ (} \pi \text{- тип).} \end{cases} \quad (15)$$

Из сравнения пороговых значений γ^* для кристаллов n - и p -типа следует, что при равных уровнях легирования ($v_n = v_p$) сублинейность зависимостей $W(I)$ в кристаллах p -типа наступает при значительно меньших значениях I , что следует рассматривать как существенный недостаток материала p -типа при использовании его в качестве источника ИК-излучения.

Выводы

В кристаллах КРТ с $x=0,2$ n -типа с $n_0 > 10^{13}$ см⁻³ доминирующим является ударный механизм, что подтверждено экспериментально для $x=0,19...0,21$ и $n_0=3 \cdot 10^{14}...6 \cdot 10^{15}$ см⁻³ при $T=77—300$ К; легирование материала акцепторными дефектами в определенных, зависящих от состава материала, пределах существенно (до единицы) увеличивает квантовый выход излучательной рекомбинации в межзонном рекомбинационном процессе за счет снижения скорости ударной $e-e-h$ -рекомбинации при уменьшении концентрации свободных электронов.

При превышении уровней оптического возбуждения выше пороговых, определяемых уровнями легирования, квантовый выход излучательной рекомбинации в кристаллах CdHgTe уменьшается, при этом для кристаллов n - и p -типов с равными уровнями легирования пороговые уровни возбуждения в кристаллах p -типа значительно меньше, чем в кристаллах n -типа.

Увеличение ширины запрещенной зоны (повышение x) существенно увеличивает квантовый выход излучательной рекомбинации в кристаллах n - и p -типов во всем диапазоне уровней легирования, в частности, при $T=77$ К скорости межзонных ударного и излучательного процессов выравниваются в кристаллах n -типа для $x > 0,22$, $n_0 \leq 3 \cdot 10^{14}$ см⁻³, в кристаллах p -типа — для $x > 0,2$ и $p_0 \leq 10^{17}$ см⁻³, что может быть учтено при разработке источников ИК-излучения на основе КРТ.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Курбатов Л. Н. Оптоэлектроника видимого и инфракрасного диапазонов спектра. — М.: Изд-во МФТИ, 1999.
2. Тез. докл. XVIII Междуна. науч.-техн. конф. по фотоэлектронике и приборам ночного видения. — Москва, НПО "Орион". — 2004.
3. Petersen P. E. Auger recombination in $Hg_{1-x}Cd_xTe$ // J. Appl. Phys.— 1970.— Vol. 41, N 8.— P. 3465—3467.
4. Nimitz G., Muller K. H. Carrier lifetime in $Hg_{0,8}Cd_{0,2}Te$ at 77 K // Phys. Stst. Sol. (a).— 1974.— Vol. 22, N 2.— P. K215—K217.
5. Kinch M. A., Brau M. J., Simmons A. Recombination mechanisms in 8—14 μm HgCdTe // J. Appl. Phys.— 1973.— Vol. 44, N 4.— P. 1649—1663.
6. Власенко А. И., Гаврилук Ю. Н., Любченко А. В., Сальков Е. А. Рекомбинация носителей в кристаллах $Cd_xHg_{1-x}Te$ в области примесной проводимости // Физика и техника полупроводников.— 1979.— Т. 13, № 11.— С. 2180—2185.
7. Pratt R. J., Hewett J., Capper P. et al. Minority carrier lifetime in doped and undoped n -type $Cd_xHg_{1-x}Te$ // J. Appl. Phys.— 1986.— Vol. 60, N 6.— P. 2377—2385.
8. Баженов Н. Л., Иванов-Омский В. И., Константинова Н. Н., Огородников В. К. Межзонная рекомбинация неравновесных носителей заряда в p - $Hg_{1-x}Cd_xTe$ ($x=0,25$) // Физика и техника полупроводников.— 1982.— Т. 16, № 12.— С. 2202—2204.
9. Баженов Н. Л., Иванов-Омский В. И., Ижнин А. И., Смирнов В. А. Квантовый выход фотолюминесценции в твердых растворах $Cd_xHg_{1-x}Te$ ($0,4 < x < 0,74$) // Там же.— 1991.— Т. 25, № 6.— С. 1103—1106.
10. Kraus M. M., Becker C. R., Scholl S. et al. Infrared photoluminescence on molecular beam epitaxially grown $Hg_{1-x}Cd_xTe$ layers // Semicond. Sci. Technol.— 1993.— Vol. 8, N 1S.— P. 62—65.
11. Блекмор Д. Статистика электронов в полупроводниках. — М.: Мир, 1964.
12. Beattie A. R., Landsberg P. T. Auger effect in semiconductors // Proc. Roy. Soc.— 1959.— Vol. A249.— P. 16—29.
13. Гельмонт Б. Л. Трехзонная модель Кейна и оже рекомбинация // ЖЭТФ.— 1978.— Т. 75, № 2.— С. 536—544.
14. Shmit J. L. Intrinsic carrier concentration of $Hg_{1-x}Cd_xTe$ a function of x and T using KP-calculations // J. Appl. Phys.— 1970.— Vol. 41, N 7.— P. 2876—2879.
15. Bartoli F., Allen R., Esterowitz L. et al. Auger-limited carrier lifetimes in HgCdTe at high excess carrier concentrations // Ibid.— 1974.— Vol. 45, N 5.— P. 2150—2154.
16. Власенко А. И., Курбанов К. Р., Любченко А. В., Сальков Е. А. Кинетика фотопроводимости в кристаллах $Cd_xHg_{1-x}Te$ при поверхностном возбуждении // Украинский физический журнал.— 1982.— Т. 27, № 9.— С. 1392—1396.

В. В. ДЕМЁХИН, д. т. н. В. В. ДАНИЛОВ

Украина, Донецкое отд. Академии технологических наук Украины,
Донецкий национальный университет
E-mail: danilov@dongu.donetsk.ua

Дата поступления в редакцию
02.06 2004 г.

Оппонент к. ф.-м. н. Н. В. ФИНОШИН
(ДонНУ, г. Донецк)

МНОГУРОВНЕВАЯ ОПТИЧЕСКАЯ ПАМЯТЬ НА МИКРО- И НАНОРАЗМЕРНЫХ СТРУКТУРАХ

Использование для двоичной записи информации 2–3-мерных элементов сигнала приводит к возможности повышения плотности записи информации в (2–4)N раз.

При создании оптических запоминающих устройств со сверхплотной записью и с предельно допустимым быстродействием при считывании исключительно важную роль играют возможности параллельной организации этих процессов, позволяющие одновременно оперировать с N -битовым массивом данных в одной позиции светового луча (N — число бит).

В теоретических [1–3] и экспериментальных [4, 5] работах по исследованию возможности создания принципиально новых CD-дисков, основанных на многоуровневом способе записи данных, информационная емкость одной ячейки-пита достигает значений $N \approx 10$ бит. При этом в N раз возрастает не только плотность записи, но и скорость ее чтения. Разработаны технологии однократно и многократно записываемых дисков CD-R/RW. Разработчики таких микроструктур надеются в ближайшие несколько лет увеличить их емкость до десятков и даже сотен гигабайт.

Характерной чертой существующих технических решений многоуровневой памяти является быстрое возрастание количества градаций геометрической или оптической глубины пик (nl). При записи в каждый элемент сигнала N бит информации число градаций nl растет как 2^N . В работе [6] предложен способ уменьшения количества уровней мощности записывающего лазера в $2^{\frac{N-1}{2}}$ раз.

Настоящая работа посвящена методу увеличения информационной емкости элемента сигнала до $2N$ и $3N$ бит.

Для реализации метода предлагается поверхность носителя информации изготовить в виде структуры (рис. 1), напоминающей эшелетт (отражательную дифракционную решетку), широко исполь-

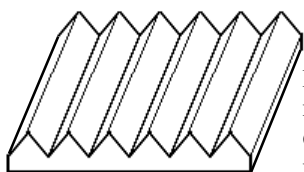


Рис. 1. Структура поверхности носителя информации с информационной емкостью элемента сигнала $2N$ бит

зуемой в оптическом приборостроении. Каждая “ступенька” имеет оптическую длину, соответствующую одной из градаций. По ширине каждая ступенька также разбита на элементарные ячейки микронных размеров (на рисунке они не показаны, как бывает при модуляции только по показателю преломления). Таким образом, каждая ячейка имеет форму прямоугольного параллелепипеда, но для записи-считывания информации используются только две взаимно перпендикулярные грани. Преимуществом такой структуры является то, что ее можно выполнить в форме диска.

При трехмерной модуляции ячеек памяти поверхность носителя информации имеет вид, изображенный на рис. 2. Это твердотельная трехмерная структура, оптическая толщина которой промодулирована в трех взаимно перпендикулярных направлениях в соответствии с записываемой информацией. То есть это фотонный кристалл, каждая ячейка которого имеет форму прямоугольного параллелепипеда, повернутого так, чтобы его большая диагональ была перпендикулярна базовой плоскости носителя. Информация читается с каждой из трех взаимно перпендикулярных граней, выступающих над поверхностью базовой плоскости носителя, как показано на рис. 2. Микронные размеры ячейки благоприятствуют резкому, скачкообразному возрастанию внутреннего электромагнитного поля в ней и возникновению особых оптических резонансов. Эти особенности можно наблюдать как в отраженном, так и в прошедшем через носитель свете. В каждом направлении различным элементам сигнала соответствует 2^N комбинаций разрешенных и запрещенных частот в зависимости от величины nl .

Изготовить такой микроструктурный носитель можно при помощи метода компьютерно-синтезированных голограмм [7] или одной из технологий получения фотонных кристаллов [8, 9] с дополнительной модуляцией показателя преломления в случае использования нелинейных оптических материалов.

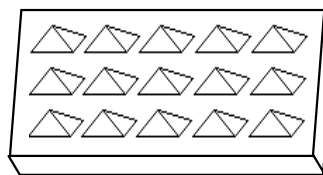


Рис. 2. Структура поверхности носителя информации с информационной емкостью элемента сигнала $3N$ бит

Сегодня перспективу развития оптоэлектронных микро- и нанозлектронных элементов электронной техники связывают с применением синтезированных с помощью ЭВМ голограмм. Технология изготовления сложных микрорельефов этим методом достигла такой точности, что ошибка координаты структуры в десятую долю микрона на поле $d=300$ мм считается браком.

Локализация света в объектах объемом $V \ll \lambda^3$ (λ — длина световой волны) позволяет увеличить плотность записи информации оптических носителей до величины 10^{11} бит/см² [10]. Отклик вещества на такой локализованный свет изменяется вблизи наноструктур по сравнению со случаем свободного пространства. Однако спектральная селективность сохраняется до размеров ≈ 3 нм. Это позволяет распространить идеи и методы многоуровневой оптической памяти [1—3] и на регистрирующие среды на основе наноструктур, что должно привести к значительному повышению плотности записи информации.

Важным шагом на пути практической реализации идеи стало развитие технологий получения высокодисперсных частиц с узким распределением их по размерам и наличием у них свободной поверхности [11]. И если в методах [1—5] использовались классические размерные эффекты, то при переходе к наноразмерным средам для получения спектральных отличий трехмерных элементов сигналаграммы предлагается использовать как классические, так и квантовые размерные эффекты. В частности — трехмерного конфайнмента, оказывающего в области прозрачности наночастиц радикальное влияние на их свойства [11].

При одномерной многоуровневой записи каждая наночастица будет хранить информацию в N бит, если в ней используют наночастицы, отличающиеся по 2^N спектрам. При этом частицы одной градации оптического сигнала (соответствующие одной N -битовой комбинации) могут быть однозначно интерпретированы считывающим устройством.

Форма и размеры частиц влияют также на интенсивность и индикатрису вторичного свечения [11]. Последняя является сложной функцией размеров, формы и относительного показателя преломления частицы.

Приведенные соображения и составляют основу метода трехсторонней записи информации в каждую

наночастицу, что приведет к повышению плотности записи информации до значений $3N \approx 10^{12}$ бит/см². Для считывания такой информации могут быть использованы методы регистрации комбинационного рассеяния и другие, рассмотренные в [10], а также метод устранения фазовой неоднозначности [12] при интерферометрическом методе считывания с микроструктурного носителя.

Выводы

Использование для двоичной записи информации 2–3-мерных элементов сигналаграммы приводит к возможности повышения плотности записи информации в $(2—4)N$ раз по отношению к традиционным методам (типа DVD), а также к N -кратному увеличению скорости чтения.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Demekhin V. V. Vertical information writing for optical storages // Optoelectronics Instrumentation and Data Processing.— 1997.— N 6.— P. 58—60.
2. Демехин В. В. Обработка, передача и хранение k -уровневой информации при использовании m -частотных ($m > k$) оптических сигналов // Электромагнитные волны и электронные системы.— 2001.— Т. 6, № 4.— С. 64—67.
3. Демехин В. В. Метод записи k бит ($k \geq 2$) в одном элементе сигналаграммы нелинейного носителя информации // Реєстрація, зберігання і обробка даних.— 2000.— Т. 2, № 4.— С. 7—11.
4. Пат. 5854779 США. Optical disk reader for reading multiple levels of pits on an optical disc.— 1996.
5. Пат. 6381724 США. Method and apparatus for modulation encoding data for storage on multi-level optical recording medium.— 2000.
6. Демехин В. В. Использование метода входных адмитансов для разработки новой информационной технологии записи-считывания бинарных данных // Радиофизика и электроника.— 2001.— Т. 6, № 3.— С. 338—340.
7. На пороге квантовой эры // Компьютерные вестн.— 2001.— № 39.— С. 13—18.
8. Ребане К. К. Два замечания о фотонных кристаллах // Оптика и спектроскопия.— 1999.— Т. 86, № 26.— С. 988—989.
9. Перестраиваемые фотонные кристаллы // Успехи физических наук.— 2003.— Т. 173, № 5.— С. 570.
10. Летохов В. С. Проблемы нанооптики // Там же.— 2001.— Т. 169, № 3.— С. 345—346.
11. Бобович Я. С. Нанопизика диэлектрических сред и ее место в оптоэлектронике // Оптический журнал.— 2001.— Т. 68, № 1.— С. 7—17; № 3.— С. 3—18.
12. Гужов В. И., Картавых Е. В. Проблема фазовой неоднозначности и ее решение в лазерной интерферометрии // Автоматрия.— 2000.— № 5.— С. 102—107.

ПАМЯТНЫЕ ДАТЫ В 2005 ГОДУ

- 75 лет назад (1930) выпущен первый отечественный коротковолновый четырехламповый приемник КУБ-4, разработанный в Центральной радиолaborатории группой радиолюбителей во главе с А. В. Кершаковым.
- 30 января — 75 лет со дня запуска (1930) первого в мире радиозонда для исследования атмосферы, изобретенного метеорологом П. А. Молчановым.
- 18 февраля — 50 лет со дня организации (1955) Всероссийского научно-исследовательского института физико-технических и радиотехнических измерений (ВНИИФТРИ).
- 27 февраля — 80 лет назад (1925) инженер О. А. Адамян подал заявку на разработанный им проект

- механической системы трехцветного телевидения с последовательной передачей цветов.
- 15 марта — 75 лет со дня рождения (1930) Ж. И. Алферова, ученого в области физики полупроводников и квантовой электроники, лауреата Нобелевской премии.
- 9 апреля — 85 лет со дня рождения А. В. Ржанова (1920—2000), ученого в области физики диэлектриков и полупроводников, полупроводниковой электроники.
- 10 апреля — 125 лет назад (1880) военный связист Г. Г. Игнатьев продемонстрировал в Киевском университете систему связи с одновременным использованием провода как для телефонной, так и для телеграфной передачи текста.

К. ф.-м. н. О. А. БОДНАРУК, Е. Д. ГРОМКО, к. ф.-м. н. А. В. МАРКОВ,
к. ф.-м. н. С. Э. ОСТАПОВ, д. ф.-м. н. И. М. РАРЕНКО,
к. т. н. А. Г. ШВЕЦ

Дата поступления в редакцию
26.04 2004 г.

Украина, Черновицкий национальный университет им. Юрия Федьковича
E-mail: ostar@chv.ukrpack.net

Оппонент д. т. н. В. Н. ГОДОВАНИЮК
(ЦКБ "Ритм", г. Черновцы)

КООРДИНАТНО-ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ФОТОЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ДЕТЕКТОР ИК-ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ HgCdTe

Координатно-чувствительные термоэлектрически охлаждаемые фотоприемные устройства регистрируют угол положения излучения и его мощность в диапазоне 8—14 мкм.

Полупроводниковый твердый раствор HgCdTe чаще всего применяется для изготовления различных фотоприемников ИК-излучения в спектральном диапазоне 8—14 мкм. На базе этого материала в основном изготавливаются фотодиоды и фоторезисторы. Эти типы фотоприемников обладают многочисленными преимуществами, например высокой подвижностью электронов, достаточно большим временем жизни, возможностью управления свойствами базовых кристаллов и т. д. [1, 2].

Однако указанные виды приемников имеют и достаточно серьезные недостатки. Это и наличие тока для разделения носителей в фоторезисторах, который порождает токовые шумы, сопровождающие его прохождение, и напряжение обратного смещения для фотодиодов, и необходимость дополнительного источника питания. Кроме этого, для получения максимальных характеристик [3] фоторезисторы и фотодиоды необходимо охлаждать до температуры, близкой к температуре кипения жидкого азота.

Вместе с тем существует класс задач, для которых предельные характеристики фотоприемников не обязательны. Одна из них — обнаружение мощного излучения CO₂-лазера. Для решения такой задачи можно было бы использовать слабо охлаждаемые или вовсе не охлаждаемые фотоприемники указанных типов. Однако, как показывают исследования [4], при температурах порядка 200 К обнаружительная способность и чувствительность их резко падает до неприемлемых значений (например, обнаружительная способность $D^* \approx 5 \cdot 10^7 \dots 10^8 \text{ см} \cdot \text{Гц}^{1/2} \text{ Вт}^{-1}$). Что касается фотодиодов, то их сопротивление при таких температурах становится настолько малым ($R_0 A = 10^{-4} \dots 10^{-3} \text{ Ом} \cdot \text{см}^2$), что практически не позволяет уменьшить токи утечки до приемлемых величин. Именно по этой причине фотодиоды не могут конкурировать с фоторезисторами в этой области температур.

Кроме фоторезисторов, в последнее время усилился интерес разработчиков радиоэлектронной аппаратуры к детекторам ИК-излучения на основе фотоэлектромагнитного эффекта (ФЭМ-эффекта). Как известно, преимущества этого эффекта состоят в

следующем: 1) детектор работает в бестоковом режиме, а значит, имеет малый уровень шумов; 2) температурная зависимость ФЭМ-эффекта несколько слабее, чем у фотопроводимости и других фотовольтаических эффектов. Это позволяет получить фотоприемник с достаточными параметрами для уверенной регистрации сильных источников ИК-излучения в диапазоне температур, доступных для термоэлектрического охлаждения [5].

Данная работа посвящена разработке конструкции координатно-чувствительного фотоэлектромагнитного детектора (ФЭМД) на основе эпитаксиальных слоев HgCdTe для регистрации лазерного излучения длиной 10,6 мкм и определения дальности и координаты источника излучения.

Теоретические расчеты

Рассмотрим пластину фоточувствительного материала, чувствительного в данном диапазоне (ширина запрещенной зоны $\approx 0,1 \text{ эВ}$ при рабочей температуре), на которую падает ИК-излучение $h\nu$. Под действием магнитного поля индукции B образуются разделенные потоки фотогенерированных носителей J_n (электронов) и J_p (дырок), которые отклоняются в магнитном поле на углы φ_n и φ_p , соответственно, и, попадая на боковые контакты, создают фото-ЭДС (рис. 1).

Уравнения токопереноса в данном случае будем рассматривать при таких ограничениях:

- невырожденный полупроводник;
- толщина фоточувствительного слоя гораздо меньше его ширины и длины (бесконечная пластина);
- равномерное (но слабое) освещение фоточувствительного элемента (ФЧЭ);
- независимость времени релаксации от энергии;
- слабые магнитные поля.

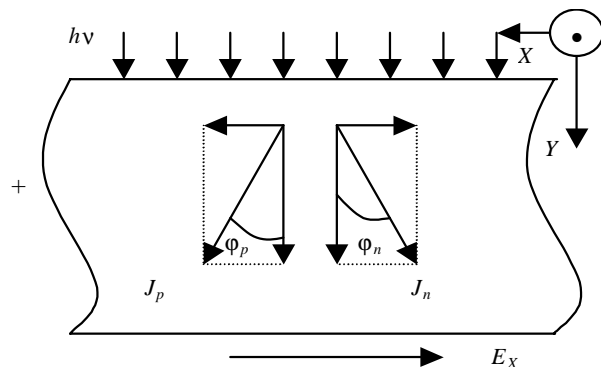


Рис. 1. Схема ФЭМ-эффекта

Тогда уравнения, описывающие прохождение тока в ФЧЭ, будут иметь вид:

$$\begin{aligned} j_{nx} &= \sigma_n E_x - \mu_{nH} B j_{ny}; \\ j_{px} &= \sigma_p E_x + \mu_{pH} B j_{py}; \\ j_{ny} &= \sigma_n E_y + e D_n d \Delta n / dy + \mu_{nH} B j_{nx}; \\ j_{py} &= \sigma_p E_y - e D_p d \Delta p / dy - \mu_{pH} B j_{px}, \end{aligned} \quad (1)$$

где σ_n, σ_p — удельные проводимости;
 μ_{nH}, μ_{pH} — холловские подвижности электронов и дырок;
 e — заряд электрона;
 D_n, D_p — коэффициенты диффузии;
 $\Delta n, \Delta p$ — концентрации фотогенерированных носителей.

Будем считать $\Delta n = \Delta p$, что соответствует равенству времен жизни $\tau_n = \tau_p$.

Решая систему уравнений (1) относительно E_x , получим фото-ЭДС, возникающую в результате действия монохроматического ИК-излучения:

$$E_x = \frac{e a_B Q L(B) \beta}{d \Sigma}, \quad (2)$$

где $a_B = B(\mu_n + \mu_p)$;
 Q — плотность потока фотонов длиной волны λ —
 $Q = \frac{\lambda P}{hc l w}$;
 P — мощность ИК-излучения, падающего на ФЧЭ;
 l, w, d — геометрические размеры ФЧЭ;
 $L^2(B)$ — длина амбиполярной диффузии в магнитном поле,
 $L^2(B) = D(B) \tau$;

$$\beta = \frac{\gamma_d \operatorname{sh} \frac{d}{L} + \operatorname{ch} \frac{d}{L} - 1}{(\gamma_0 + \gamma_d) \operatorname{ch} \frac{d}{L} + (1 + \gamma_0 \gamma_d) \operatorname{sh} \frac{d}{L}};$$

γ_d, γ_0 — выражения, зависящие от скорости поверхностной рекомбинации на фронтальной и тыльной поверхностях ФЧЭ;

$$\Sigma = \sigma^*(B) \left[1 - \frac{e^2 a_B D(B) n_i^2}{k T \sigma^*(B) (n + p)} \xi \right]; \quad (3)$$

$$\sigma^*(B) = \sigma(B) + B^2 \frac{[\mu_n \sigma_n(B) - \mu_p \sigma_p(B)]^2}{\sigma(B)};$$

$\sigma(B) = \sigma_n(B) + \sigma_p(B)$;
 $\sigma_n(B), \sigma_p(B)$ — удельная проводимость электронов и дырок в магнитном поле;

$$\xi = \frac{L}{d} \frac{2(\operatorname{ch} \frac{d}{L} - 1) + (\gamma_0 + \gamma_d) \operatorname{sh} \frac{d}{L}}{(\gamma_0 + \gamma_d) \operatorname{ch} \frac{d}{L} + (1 + \gamma_0 \gamma_d) \operatorname{sh} \frac{d}{L}}.$$

Определив величину фото-ЭДС, мы можем теперь вычислить вольтговую чувствительность R_V и обнаружительную способность ФЭМД D_λ^* :

$$R_V = \frac{e \lambda a_B L \beta}{hc d w \Sigma}; \quad D_\lambda^* = \frac{e \lambda a_B L \beta}{2 hc \sqrt{k T d \Sigma}}. \quad (4)$$

При расчете обнаружительной способности учитывался только шум Джонсона-Найквиста, поскольку, как уже отмечалось, ток через ФЧЭ не течет и, соответственно, токовых шумов нет.

Формулы (4) являются рабочими для исследования и оптимизации основных параметров ФЭМД.

Оптимизация параметров ФЭМД

Как показывают проведенные расчеты, для обеспечения максимальных значений фото-ЭДС ФЭМД

должен удовлетворять определенным требованиям по соотношению скоростей поверхностной рекомбинации, концентрации носителей при рабочей температуре и магнитному полю.

Скорости поверхностной рекомбинации должны способствовать максимальному диффузионному потоку носителей от освещенной поверхности к неосвещенной. Максимальным этот поток будет, когда скорость поверхностной рекомбинации на фронтальной поверхности минимальна (в идеале — равна нулю), а на неосвещенной поверхности — максимальна (в пределе — бесконечна). В нашем случае, как показывают расчеты, достаточность приближения гарантируется, когда скорость поверхностной рекомбинации на передней поверхности не более 1 м/с, а на задней — не менее 100 м/с.

Оптимальная концентрация носителей в кристалле в нашем случае должна удовлетворять простому соотношению: $p = (2b)^{1/2}$, где b — отношение подвижностей электронов и дырок. Отсюда следует, что оптимальным для ФЭМД будет материал p -типа с концентрацией дырок $\approx 10^{16} \text{ см}^{-3}$ при рабочей температуре.

Наиболее простым является оптимизация по магнитному полю. Все наши вычисления проводились для слабых магнитных полей. Поскольку подвижность в p -типе материала не превышает $10^4 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$, то поле в 0,1—0,2 Тл можно вполне считать слабым. Понятно, что чем больше индукция магнитного поля, тем лучше. Однако тут вступают в силу ограничения фотоприемника по массе и габаритам.

Найденные значения скоростей поверхностной рекомбинации, концентрации акцепторов, подвижности и индукции магнитного поля принимались в качестве рабочих параметров при дальнейших расчетах.

На рис. 2 и 3 показаны температурные зависимости вольтговой чувствительности и обнаружительной способности ФЭМД, рассчитанные по формулам (4).

Из рисунков видно, что при температурах термoeлектрического охлаждения (190—220 К) ФЭМД обеспечивает вольтговую чувствительность $\approx 100 \text{ В/Вт}$ и обнаружительную способность порядка $5 \cdot 10^8 \text{ см} \cdot \text{Гц}^{1/2} \text{ Вт}^{-1}$,

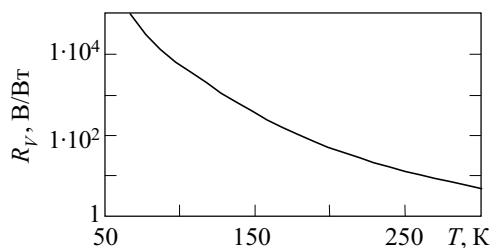


Рис. 2. Вольтговая чувствительность ФЭМД

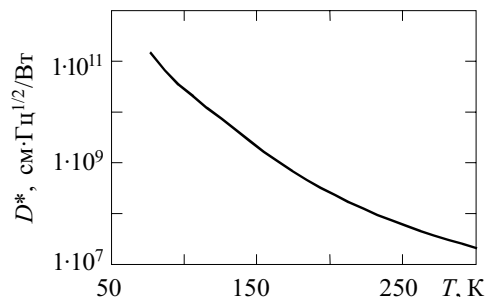


Рис. 3. Температурная зависимость обнаружительной способности

что значительно больше соответствующих параметров фоторезистора.

Для экспериментального подтверждения полученных результатов нами разработано координатно-чувствительное фотоприемное устройство на основе эпитаксиальных слоев HgCdTe на подложке из CdZnTe и созданы опытные образцы в корпусах различной конструкции.

Конструкция фотоприемного устройства (ФПУ)

Конструктивно ФПУ состоит из следующих компонентов:

- растровый формирователь изображения;
- спектральный фильтр с полосой пропускания 9—11 мкм;
- предварительный усилитель сигналов приемника с устройством подавления фона;
- микроохладительник на основе термоэлектрического охладителя.

Общий вид ФПУ приведен на рис. 4. В латунном корпусе с входным герметичным окном, прозрачным для ИК-излучения в области $\lambda=10,6$ мкм, находится ФЧЭ, термоэлектрический охладитель на основе элементов Пельтье (4-каскадный микроохладительник), охлаждающий ФЧЭ до его рабочей температуры 190—220 К, четырехканальный предварительный усилитель сигналов ФЧЭ, выполненный по гибридно-пленочной технологии.



Рис. 4. ФПУ в корпусах различной конструкции

Особенностью конструкции является то, что фоточувствительный элемент, растровый формирователь изображения и спектральный фильтр сформированы на одной полупроводниковой пластине, помещенной в магнитное поле, создаваемое кобальт-самариевыми магнитами.

Корпус ФПУ герметичен и может быть выполнен в двух вариантах: вакуумноплотный (с возможностью создания вакуума 10^{-2} — $5 \cdot 10^{-3}$ мм рт. ст.) и газонаполненный ксеноном или аргоном. Входное окно из просветленных пластин селенида цинка и германия вклеено вакуумноплотным клеем в крышку корпуса и обеспечивает угол обзора ФЧЭ в пределах азимута 60° .

Рассмотрим более подробно конструкцию основных составляющих частей ФПУ.

Фоточувствительный элемент фотоприемника состоит из 16 детекторов на основе фотомагнитного эффекта, сблокированных в четыре ряда по четыре элемента в каждом. В каждом ряду два элемента ФЭМД предназначены для регистрации угла положения излучения по координате X и Y , два других — для регистрации мощности падающего излучения. Отметим, что в данном случае для регистрации мощности излучения можно использовать и один элемент ФЭМД, но для облегчения обработки сигнала удобно иметь приблизительно равные параметры (чувствительность, уровень шума, сопротивление) блоков регистрации углов и мощности излучения.

Фотоэлементы из одного ряда соединены с элементами трех остальных параллельно. Это обеспечивает рост основных параметров всей фоточувстви-

тельной матрицы (в частности, вольтовой чувствительности), улучшая разрешение по углу и повышая надежность ФПУ в целом.

Рассмотрим принцип работы функциональных частей ФЧЭ для регистрации угла положения и мощности излучения отдельно.

ФЭМД для регистрации угла положения и мощности излучения (ФЭМДУ).

Основным материалом для ФЭМДУ выбраны эпитаксиальные пленки HgCdTe, чувствительные к излучению в области 10,6 мкм, сформированные на подложке из CdZnTe, оптически прозрачного для данного излучения. Схематический разрез фоточувствительной структуры приведен на рис. 5.

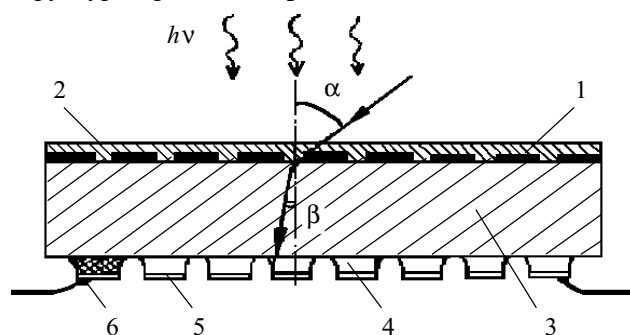


Рис. 5. Разрез ФЧЭ на основе эпитаксиальной структуры HgCdTe:

1 — растровый формирователь изображения; 2 — спектральный фильтр; 3 — подложка из CdZnTe; 4 — фоточувствительный рельеф на основе эпитаксиальной пленки КРТ; 5 — собственный анодный окисел; 6 — контактные площадки

Совмещение растрового формирователя изображения, спектрального фильтра и ФЧЭ на одной полупроводниковой пластине реализуется следующим образом: на верхней, фронтальной плоскости CdZnTe-подложки вакуумным напылением или осаждением из водных растворов через маски или с помощью фотолитографии формируется растр в виде металлической пленки с окнами, сквозь которые излучение проникает в толщу CdZnTe-подложки. Сверху или снизу растра (в нашем случае — снизу) вакуумным напылением наносится спектральный фильтр в виде чередующихся слоев ZnS, CrO, Ge, SiO. Излучение длиной волны $\lambda \leq 8$ мкм подается пленкой светового фильтра, а в области $\lambda \leq 0,8$ мкм — эффективно (с коэффициентом подавления $K \geq 10^5$) поглощается «физическим» фильтром — подложкой из CdZnTe.

Принцип работы ФЭМДУ состоит в следующем: пройдя сквозь толщу подложки, излучение ($\lambda \approx 10,6$ мкм) достигает противоположной поверхности и поглощается в сформированном фоточувствительном рельефе эпитаксиального слоя HgCdTe (см. рис. 5).

Для эффективной работы ФЭМДУ необходимо создать на противоположных поверхностях слоя условия, обеспечивающие максимальное различие в скоростях поверхностной рекомбинации. В рассматриваемом случае верхняя фоточувствительная поверхность находится в толще эпитаксиального слоя (чуть ниже границы раздела эпитаксиальной пленки и подложки), являясь достаточно совершенной. Это обеспечивает минимальную скорость поверхностной рекомбинации ($S \rightarrow 0$). Тыльная поверхность фоточув-

ствительного слоя с большой скоростью поверхностной рекомбинации может формироваться различными методами (шлифовкой, ионной бомбардировкой, химико-механической полировкой и т. д.). Нами использовано электрохимическое анодирование поверхности эпитаксиального слоя.

Фоточувствительный рельеф ФЭМДУ выполнен в виде «змейки». На ее концы нанесены контакты в виде металлизированных площадок. Щелевая диафрагма формирователя изображения нанесена строго посередине над каждой парой элементов. Элементы для регистрации угла положения излучения по осям X и Y расположены перпендикулярно друг другу и под углом 45° к направлению магнитного поля. Этим обеспечивается равное значение компоненты магнитного поля в каждом из направлений.

При нормальном падении излучение, прошедшее сквозь диафрагму, засвечивает строго равные площади расположенных рядом элементов, которые электрически включены последовательно в противофазы. В результате этого результирующая фото-ЭДС будет равна нулю. При сдвиге угла падения излучения положение диафрагмы как бы сдвигается в сторону одного из элементов, что приводит к увеличению засветки одного из элементов и уменьшению засветки расположенного рядом. В этом случае результирующая фото-ЭДС будет отлична от нуля, а ее величина будет зависеть как от угла падения излучения, так и от мощности излучения.

ФЭМД для регистрации и калибровки мощности излучения (ФЭМДМ).

При данной конструкции ФПУ невозможно разделить изменение сигнала ФЭМДУ от изменения угла излучения и изменения его мощности. Этот недостаток устраняется при помощи фоточувствительных элементов ФЭМД, расположенных рядом с ФЭМДУ.

Конструктивно элементы блока регистрации мощности (ФЭМДМ) выполнены аналогично элементам ФЭМДУ, т. е. тех же размеров, но без растрового формирователя изображения. Это позволяет регистрировать излучение при любом угле падения излучения. Для предотвращения компенсации фотосигналов от расположенных по соседству элементов каждый второй элемент металлизирован.

Таким образом, в блоке ФЭМДМ почти так же, как и в блоке ФЭМДУ, засвечиваемая площадь составляет приблизительно половину всей площади фоточувствительных элементов, что почти в два раза выше, чем при использовании фоторезистивного, например стандартного четырехэлементного квадрата.

Предварительный усилитель сигналов приемника.

Для обеспечения максимального динамического диапазона применяется оптическая модуляция с частотой 2 кГц. С каждого ФЧЭ сигнал подается на индивидуальный усилитель переменного тока с коэффициентом усиления, равным 500 (54 дБ). Полоса усиливаемых частот ограничена снизу конденсатором C1 (рис. 6), сверху — конденсатором C2 и составляет 0,53—7,1 кГц, что вполне достаточно для обеспечения необходимой фазовой характеристики:

$$(3...5)f_{\text{н}} \leq f_{\text{мод}} \leq (3...5)f_{\text{в}}$$

где $f_{\text{мод}}$ — частота модуляции;
 $f_{\text{н}}$ — нижняя граница диапазона частот;
 $f_{\text{в}}$ — верхняя граница диапазона.

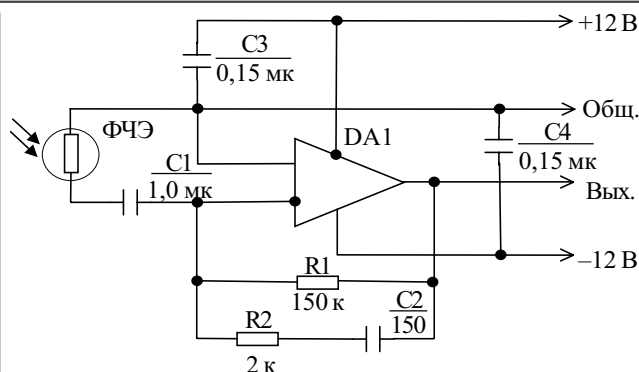


Рис. 6. Принципиальная схема предварительного усилителя ФПУ

Конденсаторы C3 и C4 — общие для каждой пары усилителей.

Применение прецизионного малошумящего операционного усилителя DA1 типа КР140УД26 позволило обеспечить спектральную плотность шума порядка 7 нВ/Гц^{1/2}. Резистор R2 необходим для обеспечения устойчивости усилителя в целом.

С выхода усилителя сигнал подается на АЦП. Оцифрованный полезный сигнал выделяется из шумов и помех разложением в ряд Фурье.

Усилители смонтированы на двусторонней печатной плате (по два с каждой стороны). Резисторы и конденсаторы — планарные. Микросхемы выбраны в корпусе типа DIP-8. (Применение бескорпусных микросхем позволит существенно уменьшить размеры печатной платы.)

Выводы

Таким образом, нами разработано координатно-чувствительное фотоприемное устройство на основе эпитаксиальных слоев HgCdTe на подложке из CdZnTe и созданы экспериментальные образцы в корпусах различной конструкции. ФПУ охлаждается четырехкаскадным термоэлектрическим охладителем до рабочей температуры 190—220 К.

Фотоэлектрические параметры созданных экспериментальных образцов: вольтовая чувствительность 50—100 В/Вт, обнаружительная способность (2...5)·10⁸ см·Гц^{1/2} Вт⁻¹, угол зрения ±60°.

Созданные ФПУ могут применяться в системах автоматического захода летательных аппаратов на посадку по лучу лазера, а также для других целей, когда необходимы термоэлектрически охлаждаемые координатно-чувствительные ФПУ, работающие в спектральном диапазоне 8—14 мкм.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Broudy R. M., Mazurecyk V. T. (HgCd)Te photoconductive detectors // Semiconductors and Semimetals, A. P.— 1981.— Vol. 18, ch. 6.— P. 157—199.
2. Баженов Н. Л., Гасанов С. И., Огородников В. К., Процык В. И. Фотодиоды на основе твердых растворов CdHgTe // Зарубежная электронная техника.— 1986.— Вып. 8.— С. 3—25.
3. Capocci F. A., Harker A. T. Thermoelectrically cooled cadmium mercury telluride detectors of CO₂ laser radiation // Solid State Electronics.— 1983.— Vol. 21.— P. 40—42.
4. Igras E., Piotrowski J. On the performance limits for long-wavelength non-cooled photoconductive (CdHg)Te detectors // Optica Applicata.— 1977.— Vol. 7.— P. 9—12.
5. Genzow D., Grudzien M., Piotrowski J. On the performance of non-cooled CdHgTe photoelectromagnetic detectors for 10,6 mcm radiation // Infrared Physics.— 1980.— Vol. 20.— P. 133—138.

А. И. КОНДРИК

Украина, ННЦ «Харьковский физико-технический институт»
E-mail: kondrik@kipt.kharkov.ua

Дата поступления в редакцию
04.08 2004 г.

Оппонент д. т. н. В. К. КОМАРЬ
(Ин-т монокристаллов, г. Харьков)

МОДЕЛИРОВАНИЕ СВОЙСТВ CdZnTe И ПАРАМЕТРОВ ДЕТЕКТОРОВ γ -ИЗЛУЧЕНИЯ НА ЕГО ОСНОВЕ

Проведен количественный поиск оптимального состава CdZnTe:Cl для получения максимальной эффективности сбора зарядов в детекторах γ -излучения.

Разработка современных детекторов ионизирующего излучения, работающих при комнатной температуре, как правило, проводится в направлении оптимизации геометрии электродов [1—3] или усовершенствования системы регистрации [4, 5]. Однако имеется постоянная потребность и в совершенствовании детекторных материалов, среди которых широкое практическое применение находит CdZnTe. Этот материал позволяет получать детекторы с большим объемом активной области, имеет высокое удельное сопротивление (ρ) при низких токах утечки и отсутствии эффектов поляризации, относительно высокую подвижность электронов (μ_e) и время жизни электронов (τ_e) и дырок (τ_h) в зоне проводимости.

Несмотря на прогресс, достигнутый в технологии получения данного материала, свойства переноса заряда в активной области детектора при регистрации γ -излучения еще далеки от приемлемых. Это касается, прежде всего, эффективности сбора дырок, которая намного хуже, чем для электронов. Неполный сбор дырок вызван малой величиной $\mu_h\tau_h$, где μ_h — подвижность дырок. Большая разница в эффективности сбора электронов и дырок значительно ухудшает энергетическое разрешение детектора с плоской конфигурацией электродов. Это проявляется на амплитудных спектрах искажением формы линии полного поглощения излучения и образованием хвоста в области более низких энергий.

Эту проблему решают различными методами [1—5], которые предполагают фиксированными и заранее заданными величины подвижности μ и времени жизни τ для электронов и дырок. Однако на τ и μ оказывают влияние примесный и дефектный состав, а также мольная доля x соединения CdTe в Cd_xZn_{1-x}Te ($0 < x < 1$). Сами величины τ и μ определяют эффективность сбора зарядов η . В связи с этим представляет интерес исследование дефектного и примесного состава, при котором получается наилучшая эффективность сбора зарядов при регистрации γ -излучения в детекторах.

Целью настоящей работы был поиск оптимального сочетания τ , μ и ρ в зависимости от состава, когда эффективность сбора зарядов была бы максималь-

ной для детектора γ -излучения с плоской конфигурацией электродов. Объект изучения — материалы Cd_xZn_{1-x}Te:Cl, получаемые с помощью современных методов выращивания [6, 7], с мольным содержанием CdTe $0,4 < x < 1,0$. Исследования проводились методом компьютерного моделирования.

Высокие подвижности носителей заряда и большое удельное сопротивление являются желательными свойствами материалов твердотельных детекторов, поэтому ранее проводился поиск условий достижения максимальных величин μ_e и ρ [8—10]. Однако μ , τ и ρ могут быть взаимозависимыми параметрами, а в упомянутых исследованиях не изучалось поведение τ и, самое главное, исследованные величины не увязывались с параметрами детектора, на которые они влияют. Кроме того, не учитывались некоторые уровни, присутствующие, как правило, в запрещенной зоне и могущие повлиять на времена жизни.

Для вычисления μ и ρ была дополнена исходная модель, описанная в работе [8]. Дополнения касались учета непараболичности дисперсионной зависимости $E(\mathbf{k})$ согласно модели Кейна [11] (где E — энергия электронов проводимости, \mathbf{k} — волновой вектор) для зоны проводимости полупроводника при расчете удельного сопротивления (в работе [8] непараболичность учитывалась только при расчете μ). Кроме того, был обеспечен более точный учет ширины запрещенной зоны $E_g(x)$ при комнатной температуре в зависимости от мольной доли CdTe. В работе [12] зависимость $E_g(x)$ аппроксимировалась квадратным трехчленом при комнатной температуре. В нашей работе такая аппроксимация проводилась для низкотемпературной ширины запрещенной зоны E_{g0} , затем вводилась поправка на температуру [8], а полученные значения $E_g(x)$ сравнивались с известными экспериментальными результатами. В результате при температуре $T \rightarrow 0$ получилась следующая зависимость $E_{g0}(x)$ для Cd_xZn_{1-x}Te:

$$E_{g0}(x) = E_{g0} + 0,906x + 0,179x^2, \quad (1)$$

где E_{g0} — ширина запрещенной зоны для CdTe при $T \rightarrow 0$.

Компьютерная программа, использованная в [8], была дополнена способностью вычислять время жизни τ и оценивать эффективность сбора зарядов детектора η . Время жизни электронов и дырок вычислялось по теории Шокли–Рида–Холла [13, с. 315] (после исправления опечаток в формуле (6.9)) для невырож-

денных полупроводников при произвольной концентрации ловушек и малых концентрациях неравновесных носителей заряда.

В работах [14, 15] изложена модель для вычисления эффективности сбора зарядов в детекторе с учетом процессов их захвата и высвобождения. Для простоты было решено на первоначальном этапе вычислять η без учета процессов высвобождения носителей с ловушек, т. е. расчет проводился по уравнению Хегга:

$$\eta_0(d_0) = \frac{\mu_e E \tau_e^+}{L} \left[1 - \exp\left(-\frac{L-d_0}{\mu_e E \tau_e^+}\right) \right] + \frac{\mu_h E \tau_h^+}{L} \left[1 - \exp\left(-\frac{d_0}{\mu_h E \tau_h^+}\right) \right], \quad (2)$$

где d_0 — координата взаимодействия γ -кванта с веществом, отсчитываемая от катода;

E — напряженность электрического поля в межэлектродном пространстве детектора;

L — расстояние между электродами;

τ_e^+, τ_h^+ — времена захвата соответственно электронов и дырок.

Традиционное применение этой модели предполагает величины μ_e, μ_h, τ_e^+ и τ_h^+ известными и фиксированными, а вычисления η проводятся в зависимости от d_0 . В настоящей работе они являлись переменными величинами (кроме μ_h), зависящими от состава матрицы и содержания примесей, и непосредственно вычислялись. Подробнее об этом будет сказано ниже.

Был принят исходный состав материала, изображенный на рис. 1. Здесь энергетическое положение всех уровней приведено для комнатной температуры. Как исходный был принят примесный и дефектный состав матрицы, не зависящий от способа выращивания и характерный для материалов CdZnTe. При этом были использованы результаты, полученные авторами [6, 7].

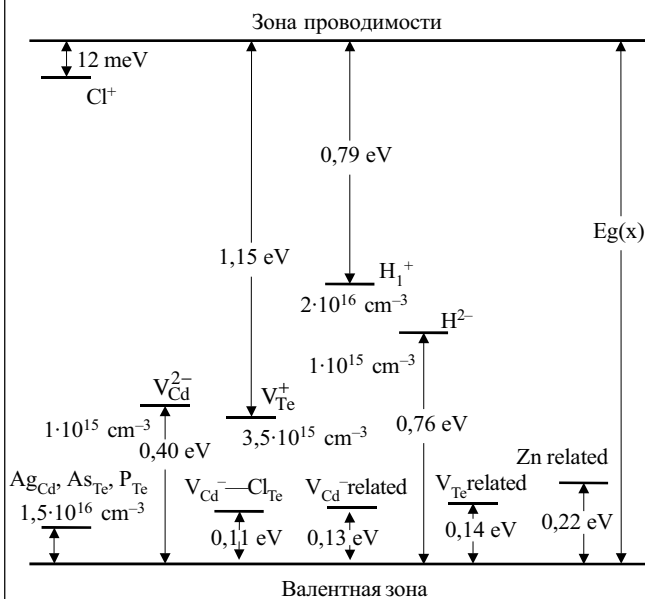


Рис. 1. Исходный состав материалов CdZnTe (уровни энергии электронных ловушек отсчитываются от зоны проводимости, уровни энергии дырочных ловушек — от валентной зоны)

В качестве фоновых дефектов выступают дефекты замещения: серебро на месте кадмия Ag_{Cd} , мышьяк на месте теллура As_{Te} , фосфор на месте теллура P_{Te} ; суммарное содержание их составляет $1,5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$. Фоновыми уровнями дефектов являются также двухзарядовые вакансии кадмия (V_{Cd}^{2-}), вакансии теллура (V_{Te}^+), комплексы "вакансия кадмия — хлор на месте теллура" ($V_{Cd}^- - Cl_{Te}$), дефекты, относящиеся к вакансиям кадмия ($V_{Cd}^- \text{ related}$), вакансиям теллура ($V_{Te}^- \text{ related}$) и цинку ($Zn \text{ related}$). Кроме того, авторы [6] зафиксировали уровни однократно заряженной электронной ловушки, обозначенной H_1^+ , и двукратно заряженной дырочной ловушки, обозначенной как H^{2-} .

Согласно работе [7] концентрация вакансий кадмия, как правило, не превышает $1 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Исходя из этого концентрации дефектов $V_{Cd}^- \text{ related}$ и комплексов $V_{Cd}^- - Cl_{Te}$ условно были приняты равными по $0,5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Концентрация дефектов $V_{Te}^- \text{ related} \approx 1 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, что составляет величину, соизмеримую по порядку с концентрацией дефектов V_{Te}^+ . Концентрация дефектов, относящихся к цинку, $Zn \text{ related}$, принята равной $5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Такая величина представляется вполне приемлемой, т. к. максимальная концентрация дефектов одного сорта, как правило, не превышает 10^{16} cm^{-3} . Концентрации остальных дефектов ясны из рис. 1. Здесь следует отметить, что рассмотренные примесные уровни являются фоновыми и присутствуют практически во всех современных материалах CdZnTe, независимо от способа их получения [6, 7], а их реальные концентрации существенно отличаются от принятых.

Легирование хлором является широко распространенным способом достижения полупроводящего состояния исследуемых материалов. Диапазон изменения концентрации вводимой примеси хлора был выбран здесь таким, чтобы всегда достигалось невырожденное состояние полупроводника, непосредственно охватывающее полупроводящую область. Это было необходимо не только для корректного применения модели расчета τ , приведенной в [13]. Еще одна причина заключается в том, что твердотельные детекторы ионизирующих излучений имеют приемлемое отношение сигнал/шум только для полупроводящих детекторных материалов, и полупроводящие полупроводники всегда невырожденные. Следует отметить, что введение именно хлора не является обязательным, все результаты справедливы для любого мелкого донора. Протяженность и положение полупроводящей области зависят от концентраций мелких и глубоких примесей исходного состава материала, однако конкретные значения всех этих величин не существенны с точки зрения целей и задач данной работы.

Таким образом, принят к рассмотрению типичный представитель широкого семейства материалов CdZnTe, и полученные результаты можно обобщать на все эти материалы.

Вычисление μ_e осуществлялось с учетом рассеяния на акустических фоновых (приближение потенциала деформации), поляризованных оптических фоновых, акустических пьезоэлектрических фоновых, ионизированных центрах, и рассеяния в сплаве, как

указано в [8]. Поскольку μ_h слабо зависит от состава, то эта величина считалась постоянной и равной $70 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$.

Для расчета времен жизни τ_e и τ_h использовались значения уровней энергии и соответствующие им сечения захвата, измеренные авторами [6]. При этом совпадение вычисленных величин с общеизвестным экспериментальным результатом $\tau_{e,h} \approx 10^{-6} \text{ с}$ получалось в том случае, если пренебречь процессом рекомбинации через две ловушки, находящиеся в середине запрещенной зоны. Это электронная ловушка H_1^+ и дырочная ловушка H_2^- . Исследования, проведенные ранее [9, 10], показали, что такие глубокие уровни обеспечивают полуизолирующие свойства CdZnTe. Существенное уменьшение вклада процесса рекомбинации достигалось уменьшением сечения захвата S_1 для ловушки H_1^+ при расчете τ_e и сечения захвата S_2 в ловушке H_2^- при расчете τ_h . Иными словами, S_1 и S_2 служили подгонными параметрами при вычислениях соответственно τ_e и τ_h . В результате было получено: $S_1 = 4 \cdot 10^{-18} \text{ см}^2$, $S_2 = 1,5 \cdot 10^{-17} \text{ см}^2$. Здесь уместно отметить, что пренебрежение процессом рекомбинации в материалах CdTe и CdZnTe является общепринятым подходом при описании явлений переноса. Сечения захвата остальных уровней, показанных на рис. 1, соответствуют работе [6], а сами уровни являются при этом центрами прилипания.

Вычисленные таким образом времена жизни τ_e и τ_h приравнивались соответственно к временам захвата τ_e^+ и τ_h^+ при расчете η по формуле (2). Были приняты типичные параметры детектора: расстояние между катодом и анодом принималось $L=5 \text{ мм}$; напряженность электрического поля E в межэлектродном пространстве принималась равной 1000 В/см . Вычисления ρ , τ , μ и η для различных материалов $\text{Cd}_x\text{Zn}_{1-x}\text{Te}$, т. е. при различных значениях x , проводились с учетом изменения ряда параметров, как указано в [8].

При проведении процедуры моделирования исходили из того, что детекторы на основе CdZnTe с максимальным удельным сопротивлением являются наиболее предпочтительными из-за низких токов утечки. Поэтому сначала был проведен поиск интервала изменения концентрации вводимой примеси хлора, который перекрывал бы область полуизолирующего состояния полупроводника во всех рассматриваемых случаях. Результат такого поиска изображен на рис. 2, а.

На рисунке показаны зависимости логарифма удельного сопротивления при различном содержании CdTe от концентрации хлора. Можно видеть, что существенное изменение в поведении ρ происходит вплоть до $x=0,7$. Таким образом, для образцов, легированных мелким донором, введение в матрицу цинка в количестве 20% еще не является предельным для достижения максимального удельного сопротивления, в отличие от случая легирования глубоким акцептором [8]. Следует отметить также, что максимумы кривых рис. 2, а соответствуют состояниям, когда концентрация электронов примерно равна концентрации дырок; левее этих максимумов реализуется дырочная проводимость, а правее — электронная. Таким образом, при введении Zn в количестве 20%

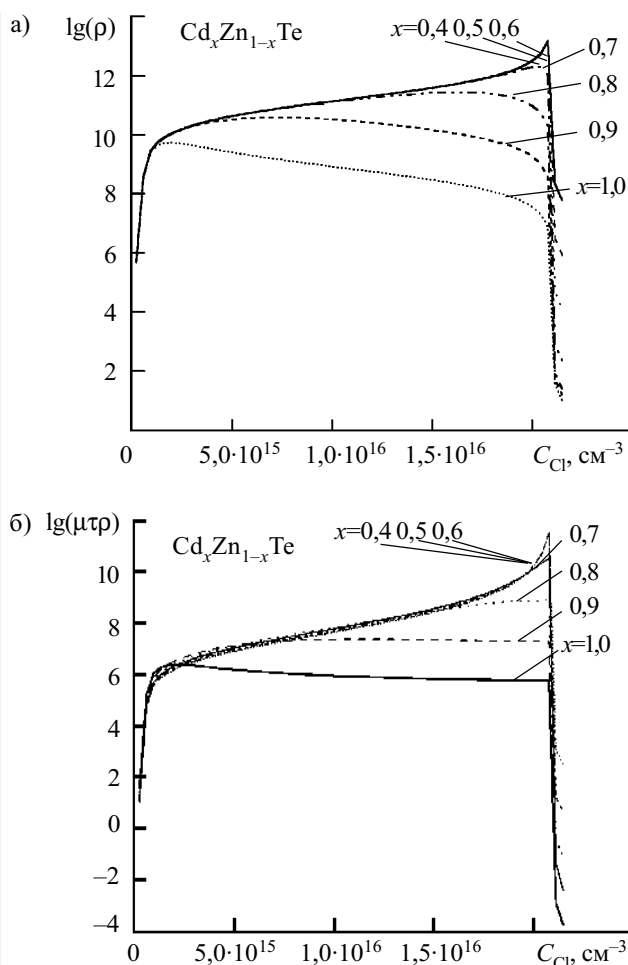


Рис. 2. Логарифм удельного сопротивления (а) и логарифм произведения подвижности, времени жизни и удельного сопротивления (б) в зависимости от концентрации мелкого донора (хлора) C_{Cl} для материалов $\text{Cd}_x\text{Zn}_{1-x}\text{Te}$ с различными значениями x

($x=0,8$) и выше ($x<0,8$) практически всегда мы имеем образцы p -типа, что, как правило, и наблюдается в эксперименте. (Для однозначности при сравнении результатов во всех исследованных зависимостях был выбран точно такой же интервал изменения концентрации легирования мелким донором, что и на рис. 2, а.)

Экспериментально установлено, что величины τ , ρ и μ взаимно влияют друг на друга. Увеличение одной из них часто приводит к уменьшению остальных, а наиболее эффективные детекторы получают на материалах с максимальной величиной произведения $\mu\tau$ [16]. В связи с этим представляло интерес исследование поведения этой величины, результат которого показан на рис. 2, б.

Из рисунка видно, что сколько-нибудь заметный рост произведения $\mu\tau$ происходит при уменьшении x от 1 до 0,8. Если технология выращивания позволяет получать достаточно однородные полупроводниковые кристаллы, то можно попытаться получить материал, состав которого позволяет попасть в узкую область, где величина $\mu\tau$ еще увеличивается при $x=0,7$. Отсюда следует, что если принять в качестве критерия отбора материала указанное произведе-

дение, то цинк можно вводить в количестве до 20—30%. Указанная узкая область соответствует условию компенсации мелких доноров (в данном случае хлора) мелкими акцепторами и является областью с наиболее высоким удельным сопротивлением для $x \leq 0,8$ (см. рис. 2, а). Эту область, находящуюся вблизи перехода в низкоомное состояние n -типа, в дальнейшем будем именовать областью А. В нашем конкретном случае концентрация легирующей примеси хлора здесь примерно равна $(1,75 \dots 2) \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$.

Проходящие через активную зону детектора γ -кванты ионизирующего излучения взаимодействуют с материалом, генерируя электронно-дырочные пары. Под влиянием электрического поля электроны и дырки движутся в межэлектродном пространстве в направлении соответственно анода и катода. Движущиеся заряды могут захватываться ловушками, не достигая электродов и не внося, таким образом, вклада в сигнал регистрирующей цепи. От того, насколько полным является сбор движущихся зарядов на электродах детектора, зависит форма амплитудных спектров при регистрации квантов излучения. Эффективность сбора зарядов зависит от места, где происходит акт взаимодействия кванта с веществом, и, конечно, от состава матрицы.

Акты взаимодействия излучения с материалом могут происходить с равной вероятностью во всем объеме активной зоны. При моделировании регистрируемых свойств детекторов разных типов часто суммируется вклад от тонких слоев в общую амплитуду сигнала, при этом свойства материала считаются однородными и заданными. Однако для лучшего понимания вопроса о влиянии самого материала активной зоны на свойства детектора имеет смысл исследовать зависимости эффективности сбора зарядов от координаты взаимодействия γ -кванта с веществом.

Для изучения таких зависимостей был выбран материал $\text{Cd}_{0,8}\text{Zn}_{0,2}\text{Te}$. С одной стороны, из рис. 2, а видно, что этот материал обладает уже достаточно высоким удельным сопротивлением ($\approx 10^{11} \text{ Ом}\cdot\text{см}$), а с другой стороны, в [8] показано, что этот материал имеет еще относительно высокую подвижность μ_e ($\approx 650 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$), обеспечивающую приемлемый сбор электронов. Расчет эффективности сбора зарядов выполнялся по формуле (2), которая просто учитывает тот факт, что движущиеся заряды могут захватываться имеющимися в материале ловушками и, таким образом, не достигают соответствующих электродов. При этом влияние величины удельного сопротивления явно не учитывается.

На рис. 3, а показан результат этого расчета в виде пяти кривых, отображающих эффективность сбора зарядов η для актов взаимодействия излучения с материалом в пяти различных точках, отстоящих от катода на d_0 мм. При генерации электронно-дырочной пары вблизи катода ($d_0=0,5$ и $1,5$ мм) можно достичь максимальной величины η вблизи области А. Здесь зависимость η от d_0 наиболее сильная. Если акт взаимодействия происходит вблизи анода ($d_0=3,5$ и $4,5$ мм), то более эффективный сбор заряда имеет место в полужолирующих материалах p -типа с максимальным количеством дырок, т. е. непосредственно перед пе-

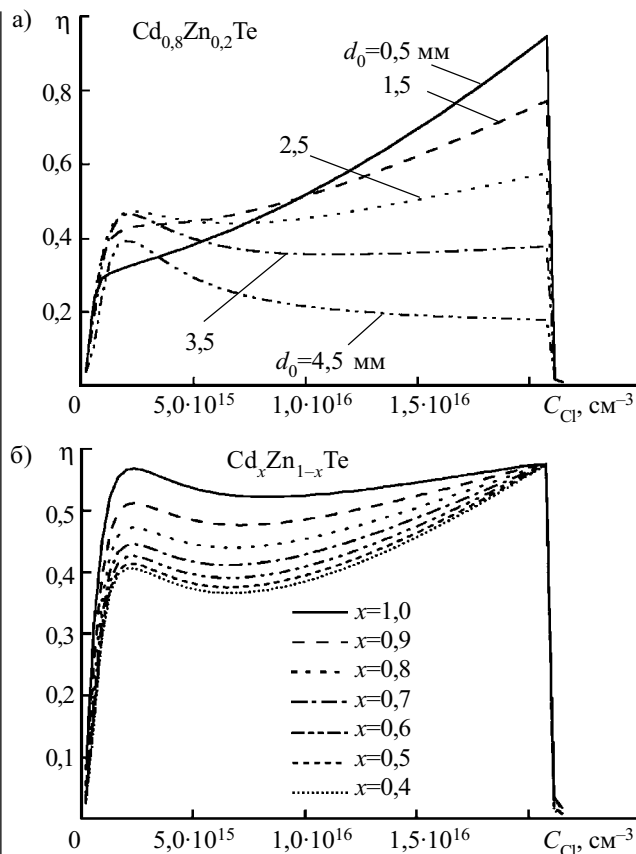


Рис. 3. Эффективность сбора зарядов в зависимости от концентрации мелкого донора (хлора) для разных точек взаимодействия γ -кванта с материалом CdZnTe (а) и для материалов $\text{Cd}_x\text{Zn}_{1-x}\text{Te}$ с различными значениями x при $d_0=2,5$ мм (б)

редом в низкоомное состояние. В нашем конкретном случае это область концентрации хлора $(2 \dots 3) \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$, которую в дальнейшем будем именовать областью В.

Наивысшие значения η достигаются в материалах p -типа из области А для актов взаимодействия вблизи катода. Отсюда неизбежно следует вывод о том, что более эффективными должны быть детекторы, в которых основная масса полупроводникового материала (а значит, и количество актов взаимодействия) сосредоточена ближе к катоду. Такими детекторами являются, например, сферические или полусферические детекторы, в которых катодом служит внешний электрод, а радиус внутреннего электрода (анода) должен быть как можно меньше. При этом материал должен быть полужолирующим с концентрацией дырок p примерно равной концентрации электронов n или несколько большей ($p \geq n$), т. е. попадать в область А.

Аналогичные рассуждения справедливы и для детекторов с цилиндрической конфигурацией электродов. Детекторы сферического и цилиндрического типа в настоящее время считаются наиболее перспективными.

Естественно, что для полноты картины необходимо было промоделировать поведение η для остальных материалов (т. е. материалов $\text{Cd}_x\text{Zn}_{1-x}\text{Te}$ с разными значениями x). Для этого были выбраны три точки: вблизи катода ($d_0=0,5$ мм), посередине детектора

($d_0=2,5$ мм) и вблизи анода ($d_0=4,5$ мм). На рис. 3, б показана эффективность сбора зарядов при разных x для случая $d_0=2,5$ мм.

В результате моделирования было установлено, что если акт взаимодействия излучения с материалом активной зоны происходит в промежутке от середины межэлектродного пространства до катода, то наблюдается довольно заметная зависимость от x , т. е. от содержания Zn, практически во всем диапазоне изменения концентрации мелкого донора (а значит, и ρ). Исключением является область **A**, где зависимость от конкретного материала практически отсутствует, а η является высокой. Характерным является то, что наилучший сбор зарядов должен наблюдаться для CdTe ($x=1$) в области **B**, однако то, что этот материал обладает наименьшим ρ (см. рис. 2, а), заставляет или пойти на некоторый компромисс, или ограничиться материалами из области **A** с $x \leq 0,8$.

Если взаимодействие излучения с материалом детектора происходит вблизи анода, то в этом случае практически отсутствует какая-либо зависимость эффективности сбора зарядов от конкретного материала $Cd_xZn_{1-x}Te$, поэтому полное представление о ее поведении можно получить из кривой с $d_0=4,5$ мм (рис. 3, а). Можно видеть, что вблизи анода максимальная величина η наблюдается для высокоомных материалов p -типа области **B**.

Из всего сказанного следует, что более эффективными должны быть детекторы, в которых основная масса материала активной зоны сосредоточена вблизи катода, а сам материал активной зоны неоднороден. Самый простой вариант заключается в попытке создать детектор с такой активной зоной, когда вблизи катода и анода присутствуют соответственно два различных материала. При этом свойства материала в межэлектродном пространстве должны изменяться по возможности непрерывно. Вблизи анода это должен быть материал из области **B**, т. е. такой материал p -типа, который имеет максимальное количество дырок, но при этом остается полужолирующим. Основная масса материала активной зоны (от середины детектора до катода) должна состоять из материала области **A**, т. е. материала p -типа, имеющего минимальное количество дырок ($p \geq n$) и максимальное удельное сопротивление ρ .

Разумеется, разделение материала на две области является условным, а изменение свойств в идеальном случае должно быть плавным. Этого в принципе можно попытаться достичь путем регулирования уровня легирования в процессе выращивания кристалла.

Если взять за основу материал $Cd_{0,8}Zn_{0,2}Te$, имеющий относительно высокую подвижность, то, как видно из рис. 2, разница в удельном сопротивлении областей, прилегающих к катоду и аноду, может достигать одного порядка. В этом случае иногда может возникнуть такое изменение поля внутри детектора, которое способно негативно сказаться на сборе зарядов и даже вызвать электрический пробой. Для прогнозирования такой ситуации необходим расчет распределения электрического потенциала в межэлектродном пространстве. Для этого необходимо численно решать уравнение Пуассона для рассматриваемо-

го состава материала (например, для состава, представленного на рис. 1).

С другой стороны, исследования, проведенные ранее, показывают, что при малом содержании мелкого донора в материале $Cd_{0,8}Zn_{0,2}Te$ его удельное сопротивление можно заметно повысить путем добавления относительно небольшого количества примеси глубокого акцептора. Такой вывод можно сделать, например, из работы [8] (рис. 2, а). Таким образом, можно достичь приемлемого выравнивания удельного сопротивления, не допустить появления в материале нежелательных электрических полей, сохраняя при этом необходимое распределение свойств, обеспечивающих более полный сбор зарядов.

В заключение следует подчеркнуть, что окончательные выводы делать еще рано. Сейчас можно говорить только о том, что обнаружена зависимость между эффективностью сбора зарядов и распределением свойств материала в межэлектродном пространстве детектора. Удастся ли использовать эту зависимость для разработки более совершенных детекторов γ -излучений — покажут исследования более отдаленного будущего. В данной же работе (а также в нескольких последующих) основной упор сделан (и будет делаться) на поиске принципиальных закономерностей и условий улучшения детекторных характеристик, пока что без учета проблем, возникающих при выращивании, обработке, создании омических контактов и т. д. Рассмотрение технологических проблем следует проводить на более поздних этапах.

Необходимо продолжить начатую работу с более полным учетом процессов, происходящих в межэлектродном пространстве детектора. Следующим шагом должен стать учет распределения электрического поля, процессов высвобождения захваченных ловушками зарядов, а также моделирование амплитуды сигнала детектора с учетом вклада тонких слоев, перпендикулярных электрическому полю. Кроме того, следует учесть неоднородности распределения собираемого заряда в межэлектродном пространстве. Такой учет происходящих процессов позволит получить более точное представление о желательных свойствах материала и рассчитать распределение его состава по длине от катода до анода.

Проведенные исследования установили конкретную роль присутствующих в запрещенной зоне уровней в процессах захвата свободных носителей заряда во время их дрейфа к электродам. При этом установлено соответствие между уровнями, наблюдаемыми в эксперименте [6, 7], и общеизвестными значениями t . Выяснено влияние легирующей примеси мелких доноров на важнейшие свойства (ρ , $\rho_{тл}$, η) детекторного материала CdZnTe. Показано, что неоднородное распределение состава легирующих примесей в материале CdZnTe между катодом и анодом влияет на эффективность сбора зарядов и, следовательно, на качество амплитудных спектров; сформулированы предварительные соображения о предполагаемом составе этого материала.

Следует подчеркнуть, что новизна начатых исследований заключается в поиске и исследовании детекторных материалов с неоднородными свойствами

для улучшения параметров детекторов с разной конфигурацией электродов — в отличие от подавляющего большинства аналогичных работ, направленных на поиск оптимальной конфигурации электродов или методов регистрации сигнала при фиксированных, однородных свойствах материала.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Luke P. N. Unipolar charge sensing with coplanar electrodes — application to semiconductor detectors // IEEE Transactions on Nuclear Science.— 1995.— Vol. 42, N 4.— P. 207—213.
2. Malm H. L., Canali K., Mayer J. W., Nikolett M. A. Gamma-ray spectroscopy with single-carrier collection in high-resistivity semiconductors // Appl. Phys. Lett.— 1975.— Vol. 26, N 6.— P. 344—346.
3. Alt R., Ambrosi P., Böhm J. et al. The generation of response matrix of hemispherical CdTe detectors // Nucl. Instrum. and Meth. in Phys. Res.— 1994.— Vol. A 353.— P. 71—75.
4. Jones I. T., Woodlam P. B. Resolution improvement in CdTe gamma detectors using pulse-shape discrimination // Nucl. Instr. and Meth.— 1975.— Vol. 124.— P. 591—595.
5. Richter M., Siffert P. High-resolution gamma-ray spectroscopy with CdTe detector systems // Ibid.— 1992.— Vol. A 322.— P. 529—537.
6. Castaldini A., Cavallini A., Fraboni B. Deep levels in CdTe and CdZnTe // Journal of Applied Physics.— 1998.— Vol. 83, N 4.— P. 2121—2126.
7. Hofmann D. M., Stadler W., Christman P., Meyer B. K. Defects in CdTe and Cd_{1-x}Zn_xTe // Nucl. Instrum. and Meth. in Phys. Res.— 1996.— Vol. A 380.— P. 117—120.
8. Кондрик А. И., Ковтун Г. П. Исследование свойств полупроводниковых материалов для детекторов ионизирующих излучений // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2003.— № 6.— С. 3—6.
9. Davydov L. N., Datsenko O. A., Kovtun G. P. et al. Numerical simulation of CdZnTe semiconductor resistivity as a function of impurity composition // Functional Materials.— 2001.— Vol. 8, N 2.— P. 255—261.
10. Datsenko O. A., Kondrik A. I. Electrophysical properties forecasting for CdTe semiconductor materials depending on the impurity composition // Functional materials.— 2001.— Vol. 8, N 3.— P. 1—6.
11. Kane E. O. Band structure of indium antimonide // Journ. Phys. Chem. Solids.— 1957.— Vol. 1, N 4.— P. 249—261.
12. Toney J. E., Brunett B. A., Schlessinger T. E. et al. Uniformity of Cd_{1-x}Zn_xTe grown by high-pressure Bridgman // Nucl. Instrum. and Meth. in Phys. Res.— 1996.— Vol. A 380.— P. 132—135.
13. Бонч-Бруевич В. Л., Калашников С. Г. Физика полупроводников.— М.: Наука, 1990.
14. Akutagawa W., Zanio K. Gamma response of semi-insulating material in the presence of trapping and detrapping // Journal of Applied Physics.— 1969.— Vol. 40, N 9.— P. 3838—3454.
15. Scannavini M. G., Chirgo P., Baldazzi G. et al. Computer simulation of charge trapping and ballistic deficit effects on gamma-ray spectra from CdTe semiconductor detectors // Nucl. Instrum. and Meth. in Phys. Res.— 1994.— Vol. A 353.— P. 80—84.
16. Abysov A. S., Davydov L. N., Kutny V. E. et al. Correlation between spectrometric ability and physical properties of semiconductor detectors // Functional Materials.— 2000.— Vol. 7, N 4.— P. 827—835.

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

- Коммутационные платы с подложкой из кремния. *В. Г. Спири́н* (Россия, г. Арзамас)
- Совершенствование систем охлаждения квантоскопов. *Г. К. Лавренченко, М. Г. Хмельнюк, В. П. Савичев* (Украина, г. Одесса)
- Получение и свойства пористого карбида кремния. *Л. А. Светличная, Н. Н. Московченко, П. В. Серба* (Россия, г. Таганрог)
- Исследование характеристик водяной системы охлаждения для мощного процессора ПЭВМ. *В. Ю. Кравец, В. И. Коньшин, Г. А. Пархоменко* (Украина, г. Киев)
- Влияние термообработки на электрофизические свойства детекторов γ -излучения на основе полупроводникового соединения CdZnTe. *В. Е. Кутный, Д. В. Кутный, А. В. Рыбка, А. С. Абызов, Л. Н. Давыдов, Д. В. Наконечный, И. Н. Шляхов* (Украина, г. Харьков)
- Исследование возможности создания газоанализатора с транзисторным чувствительным элементом. *М. Н. Мушудли, А. М. Алиева, М. И. Мусаев* (Азербайджан, г. Баку)
- Оптический аттенюатор. *И. В. Докторович, И. М. Фодчук, В. К. Бутенко, В. Н. Годованюк, В. Г. Юрьев* (Украина, г. Черновцы)
- Перспективы развития тонкопленочных микросборок. *В. Г. Спири́н* (Россия, г. Арзамас)
- Радиодальномер на основе J-корреляционного метода обработки сигнала (метод минимума). *А. Г. Сорочан* (Украина, г. Донецк)



- Перспективные материалы для толстопленочной технологии. *А. Н. Смирнов, Н. С. Пучкова, Р. Г. Сидоренко, В. Д. Лемза* (Украина, г. Одесса)
- 3D слоистые структуры в качестве основы ненакаливаемых катодов и активных элементов фотодиодов. *А. Ф. Белянин, М. И. Самойлович, В. Д. Житковский* (Россия, г. Москва)
- Формирование гетероструктур GaTe/CdSe методом эпитаксии молекулярным пучком. *А. А. Балицкий* (Украина, г. Львов)

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

К. т. н. С. И. КРУКОВСКИЙ, к. т. н. Ю. Е. НИКОЛАЕНКО

Дата поступления в редакцию
05.10 2004 г.Украина, г. Львов, Научно-производственное предприятие "Карат"
E-mail: krukovsky@polynet.lviv.uaОппонент к. ф.-м. н. В. Ю. ЕРОХОВ
("Львовская политехника", г. Львов)

МОДУЛИ СОЛНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ОСНОВЕ ТАНДЕМНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР GaAs–InGaAs–AlGaAs

Изготовлены модули солнечных элементов с кпд 28,5% при АМ 1,5 на основе многослойных тандемных гетероструктур GaAs–InGaAs–AlGaAs.

Солнечные батареи на основе A_3B_5 -материалов как источники энергии находят все более широкое применение в космических аппаратах. Сравнение солнечных батарей, изготовленных на кремнии и на каскадных (тандемных) гетероструктурах, показало, что в условиях повышенных температур (50°C) и высоких уровней радиации (поток электронов $1 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$ с энергией 1 МэВ) выходная мощность батарей на A_3B_5 в начале периода эксплуатации на 80% превышает кремниевые [1]. Кроме того, срок службы солнечных батарей на основе гетероструктур A_3B_5 на 40—60% больше, чем кремниевых. Многопереходные фотоэлементы на основе гетероструктур A_3B_5 будут иметь в ближайшем будущем самые лучшие перспективы, особенно если учитывать их способность работать при повышенных температурах в условиях высококонцентрированного солнечного излучения [2]. Применение эффективных концентраторных систем позволит существенно снизить их стоимость и откроет дополнительные возможности использования солнечных батарей на основе гетероструктур A_3B_5 в наземных условиях.

В работе рассмотрены некоторые ключевые моменты технологии получения высококачественных двухкаскадных гетероструктур $n^+-\text{GaAs}-n-\text{In}_{0,4}\text{Ga}_{0,6}\text{As}-p-\text{In}_{0,4}\text{Ga}_{0,6}\text{As}-n-\text{Al}_{0,14}\text{Ga}_{0,86}\text{As}-p-\text{Al}_{0,14}\text{Ga}_{0,86}\text{As}-n-\text{Al}_{0,14}\text{Ga}_{0,86}\text{As}-p-\text{Al}_{0,14}\text{Ga}_{0,86}\text{As}-p-\text{Al}_{0,8}\text{Ga}_{0,2}\text{As}$, содержащих один узкозонный (InGaAs) и один широкозонный (AlGaAs) $p-n$ -переходы, соединенные между собой туннельным p^+-n^+ -переходом на основе AlGaAs, а также результаты исследования основных характеристик модуля солнечных элементов, изготовленного на их основе. Детально конструкция фотопреобразователей солнечной энергии на базе двухкаскадных гетероструктур GaAs–InGaAs–AlGaAs изложена в [3], а технологические аспекты их изготовления — в [4].

Для согласования параметров решетки между подложкой GaAs и слоем $\text{In}_{0,38}\text{Ga}_{0,6}\text{As}$, входящим в состав первой фотоячейки, был сформирован буферный слой на основе InGaAs, легированный теллуrom. Буферный слой состоял из двух слоев InGaAs. Первый из них, с концентрацией InAs 10—

12 моль%, формировался на буферном слое GaAs, а второй содержал 22—26 моль% InAs. Это дало возможность свести к минимуму механические напряжения, возникающие на границах раздела из-за расхождения параметров решетки подложки и рабочего эпитаксиального слоя $\text{In}_{0,38}\text{Ga}_{0,6}\text{As}$.

Эффективность преобразования солнечной энергии гетеропереходами на основе соединений A_3B_5 зависит от ряда факторов — в частности, от дефектности гетероперехода, уровня легирования слоев (в т. ч. фоновыми примесями), диффузионной длины неосновных носителей. Так, концентрация фоновых примесей в слоях, образующих $p-n$ -переход, не должна превышать $1 \cdot 10^{16}$ — $5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$, а диффузионная длина должна составлять не менее 5—7 мкм. Поэтому на первом этапе отработки технологии решалась задача получения нелегированных, с низким содержанием фоновых примесей, эпитаксиальных слоев. Проблема получения таких слоев, как известно [5], обусловлена присутствием в шихте, оснастке и технологических газах таких примесей как кремний, углерод, сера, кислород. Одним из возможных путей решения этой задачи является использование редкоземельных элементов (РЗЭ) в технологии жидкофазной эпитаксии (ЖФЭ).

Несмотря на существенное улучшение параметров эпитаксиальных слоев полупроводников, легированных редкоземельными элементами, применение этих элементов сопровождается рядом негативных явлений, в первую очередь связанных с ухудшением морфологии слоев [6] и появлением включений второй фазы [7]. Нарушение морфологии и структурные дефекты в слоях возникают при определенных критических концентрациях редкоземельного элемента ($N_{\text{кр}}^{\text{РЗЭ}}$) в растворе-расплаве. Вторым фактором, осложняющим применение РЗЭ и определяющим воспроизводимость электрофизических параметров слоев, является зависимость точки инверсии проводимости от количества фоновых примесей (донорных и акцепторных) в расплаве [5]. Критические концентрации редкоземельных элементов для A_3B_5 -полупроводников изменяются от $5 \cdot 10^{-3}$ до 10^{-2} ат. %.

Не для всех соединений A_3B_5 значения $N_{\text{кр}}^{\text{РЗЭ}}$ находятся в пределах оптимальных количеств редкоземельного элемента в жидкой фазе — при которых достигаются наилучшие значения электрофизических и структурных параметров слоев. Комплексное легирование иттербием и алюминием растворов-распла-

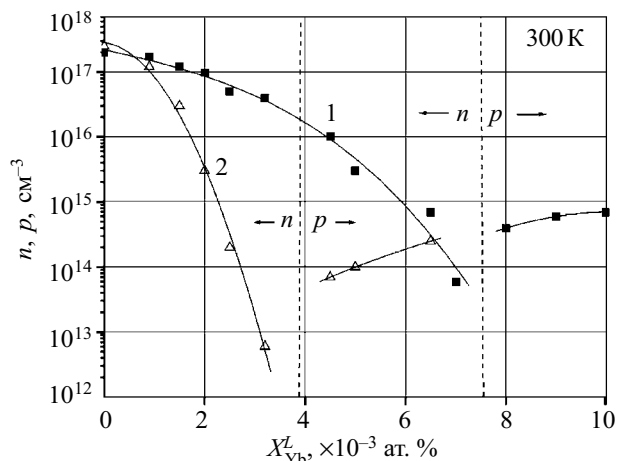


Рис. 1. Зависимость концентрации носителей заряда n, p в эпитаксиальных слоях $\text{In}_{0,38}\text{Ga}_{0,6}\text{As}$ от концентрации Yb (X^L_{Yb}) и Al (N^L_{Al}) в расплаве In:
 1 — $N^L_{\text{Al}}=0$ ат.%; 2 — $N^L_{\text{Al}}=9 \cdot 10^{-4}$ ат.%

вов при выращивании слоев GaAs показало, что существенного снижения концентрации и повышения подвижностей основных носителей можно достигнуть при значительно меньших количествах Yb, если в расплав вместе с иттербием ввести изовалентную примесь (алюминий). В наших экспериментах по обработке технологии получения высококачественных слоев InGaAs мы вводили в жидкую фазу алюминий в количестве $8 \cdot 10^{-4} \dots 10^{-3}$ ат.%. Алюминий в таком количестве не изменял ширины запрещенной зоны, но оказывал влияние на электрофизические параметры слоев. Концентрация электронов в слоях снижалась от $(5 \dots 6) \cdot 10^{16}$ до $(1,5 \dots 2) \cdot 10^{16}$ см^{-3} , а холловская подвижность возрастала от 16000—19000 до 22000 $\text{см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ при 300 К.

На рис. 1 приведены зависимости концентрации основных носителей в слоях InGaAs, легированных иттербием (кривая 1) и комплексно легированных алюминием и иттербием (кривая 2), от концентрации иттербия в жидкой фазе. Как видно из рисунка, введение в расплав иттербия сопровождается уменьшением концентрации носителей. При определенной концентрации иттербия, равной $7,5 \cdot 10^{-3}$ ат.%, происходит инверсия типа проводимости с n на p . Добавление алюминия в расплав в количестве $9 \cdot 10^{-4}$ ат.%, (случай комплексного легирования) не изменяет характера поведения концентрации основных носителей, но существенно смещает точку инверсии в сторону значительно меньших концентраций иттербия в растворе-расплаве. Следовательно, влияние РЗЭ на морфологию слоев снижается, а захвата РЗЭ в виде включений второй фазы не происходит. Следует отметить, что при комплексном легировании наблюдается более значительное снижение концентрации электронов, чем в случае легирования растворов-расплавов только иттербием.

Поскольку концентрация фоновых доноров, как и акцепторов, может изменяться от процесса к процессу, а диапазон концентраций РЗЭ в расплаве, в котором наблюдается инверсия проводимости, довольно узкий, то с целью воспроизводимого получения слоев n -типа проводимости растворов-расплав, кроме ит-

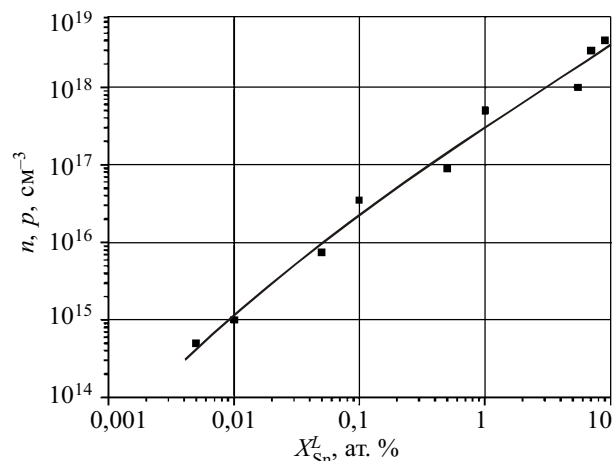


Рис. 2. Зависимость концентрации носителей заряда в эпитаксиальных слоях $\text{In}_{0,38}\text{Ga}_{0,6}\text{As}$ от концентрации Sn в растворе-расплаве при фиксированных оптимальных концентрациях $N^L_{\text{Yb}}=2 \cdot 10^{-3}$ ат.% и $N^L_{\text{Al}}=9 \cdot 10^{-4}$ ат.%

тербия и алюминия, дополнительно легировался оловом. Олово, как известно [5], практически не взаимодействует с РЗЭ.

Концентрационная зависимость электронов в слоях $\text{In}_{0,38}\text{Ga}_{0,6}\text{As}$ от количества олова в жидкой фазе приведена на рис. 2. Результаты получены при оптимальных концентрациях алюминия и иттербия в расплаве индия. Зависимость концентрации электронов сохраняет линейный ход во всем исследованном диапазоне концентраций олова.

Таким образом, отработанная технология комплексного легирования обеспечила воспроизводимое получение слабокомпенсированных с планарной поверхностью слоев InGaAs.

Для стыковки двух p - n -переходов (узкозонного и широкозонного) тандемной гетероструктуры используется туннельный диод. С целью уменьшения омических потерь фотопреобразователя p - и n -слои туннельного диода необходимо легировать до концентраций не меньше $1 \cdot 10^{19}$ см^{-3} . При низких температурах эпитаксии (600°C) возникают трудности в получении эпитаксиальных слоев с высоким уровнем легирования. Если слои $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ($x=0,1 \dots 0,2$) p -типа с концентрацией дырок $1 \cdot 10^{19}$ см^{-3} с достаточной воспроизводимостью можно получить при легировании магнием [8], то слои n -типа даже при использовании теллура (имеющего наибольший коэффициент распределения среди донорных примесей в GaAs) кристаллизуются с концентрацией электронов, не превышающей $(6 \dots 7) \cdot 10^{18}$ см^{-3} . Концентрация электронов в слоях, легированных амфотерным кремнием, еще ниже — $1 \cdot 10^{18}$ см^{-3} . В твердых же растворах $\text{Al}_{0,15}\text{Ga}_{0,85}\text{As}$ насыщение концентрационной кривой электронов, в зависимости от количества теллура в жидкой фазе, наблюдается на уровне $(5 \dots 6) \cdot 10^{18}$ см^{-3} [9].

Для решения возникшей проблемы нами было использовано сложное легирование галлиевых расплавов донорной (Te) и амфотерной (Si) примесью, а также изовалентным элементом — висмутом. Теллур является донором. Кремний — одна из основных фоновых примесей в GaAs. В зависимости от условий выра-

щивания он может встраиваться в подрешетку как галлия, так и мышьяка. Но его концентрация в слоях зависит от чистоты компонентов шихты, оснастки, газов, технологических условий кристаллизации слоев. Поэтому с целью стабилизации вклада, вносимого в проводимость слоев, кремний добавляли в расплав в количестве $\approx 10^{18}$ см⁻³, что по порядку величины близко к его фоновому уровню.

Основная роль в повышении концентрации электронов в слоях Al_{0,15}Ga_{0,85}As принадлежала изовалентному висмуту. Являясь изовалентной примесью, он сам не влияет на электропроводность слоев, но оказывает существенное воздействие на перераспределение собственных точечных дефектов. В эпитаксиальных слоях GaAs висмут входит в подрешетку мышьяка, образуя примесные точечные дефекты типа V_{As}^+ , и при концентрациях, превышающих 1 ат.%, стимулирует увеличение вакансий галлия и уменьшение вакансий мышьяка [10]. Поэтому кремний преимущественно будет встраиваться в подрешетку галлия, проявляя при этом донорные свойства и увеличивая концентрацию электронов в эпитаксиальных слоях. Этим можно объяснить увеличение концентрации электронов до 10^{20} см⁻³ в слоях Al_{0,15}Ga_{0,85}As, полученных ЖФЭ, которое мы наблюдали при легировании галлиевых растворов-расплавов одновременно теллуром, кремнием и висмутом (рис. 3). Эффективность перераспределения кремния по подрешеткам зависит от количества висмута в расплаве, о чем свидетельствует возрастание концентрации электронов с ростом концентрации висмута.

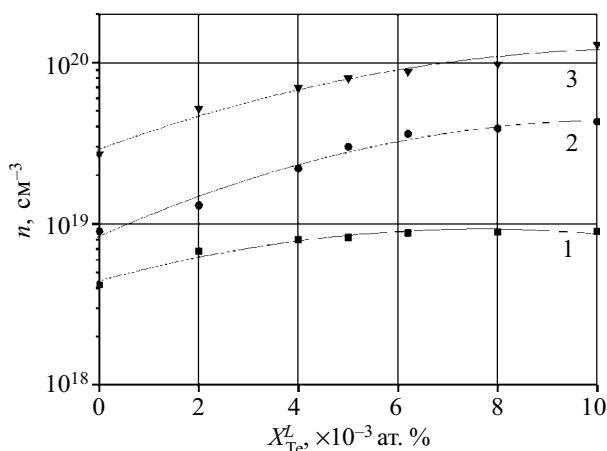


Рис. 3. Зависимость концентрации электронов в слоях Al_{0,15}Ga_{0,85}As от концентрации теллура в расплаве галлия при фиксированных концентрациях Bi и Si: 1 — 5·10⁻² ат.% Si и 0 ат.% Bi; 2 — 5·10⁻² ат.% Si и 7,7 ат.% Bi; 3 — 5·10⁻² ат.% Si и 18,2 ат.% Bi

Таким образом, использование сложного легирования в низкотемпературной ЖФЭ позволяет повысить концентрацию электронов в слоях Al_{0,15}Ga_{0,85}As до уровня 5·10¹⁹—1·10²⁰ см⁻³, удовлетворяющего условию получения качественного туннельного диода.

Достигнутый нами уровень технологии низкотемпературной ЖФЭ позволил получить монокристаллические каскадные гетероструктуры, на основе которых были изготовлены фотоэлектрические преобразователи солнечной энергии с разбросом КПД до 8% от среднего его значения в одной партии [3].

Для изготовления модуля солнечных элементов были отобраны фотопреобразователи с КПД от 29 до 30,1% размерами 10×20 мм. Активная площадь фотопреобразователя ($S_{\text{акт}}$) составляла 1,76 см². При изготовлении модуля использовалось последовательно-параллельное соединение двенадцати фотопреобразователей. Электрический контакт фотопреобразователей с токопроводящими шинами модуля выполнялся с помощью токопроводящей терморезистивной пасты на основе серебра. Электрическое соединение между токопроводящей дорожкой на лицевой стороне фотопреобразователя и шиной модуля создавался пайкой медных проводников.

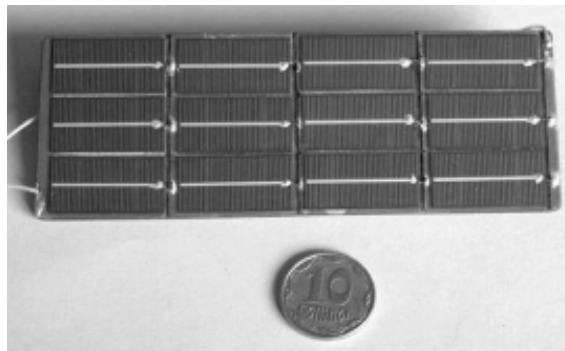


Рис. 4. Модуль солнечных элементов на основе тандемных гетероструктур GaAs-InGaAs-AlGaAs

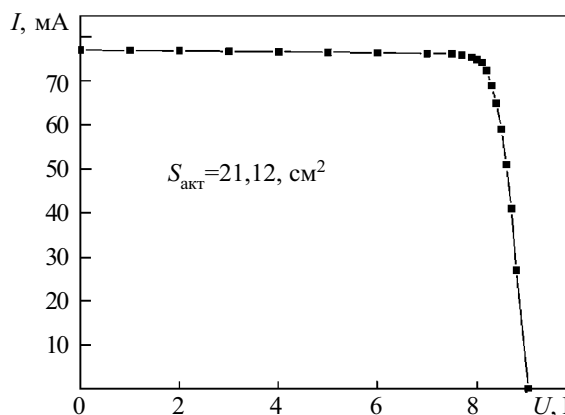


Рис. 5. Вольт-амперная характеристика модуля из двенадцати солнечных элементов

Вольт-амперная характеристика такого модуля солнечных элементов (см. рис. 4), приведена на рис. 5. Измерения проводились при спектральных условиях АМ 1,5. Максимальное значение тока (I), генерируемого модулем под действием света, составляло 77,1 мА, а напряжение холостого хода $U_{\text{хх}} = 9,05$ В. Коэффициент полезного действия модуля, определенный при максимальной мощности 602 мВт, достигал 28,5%.

Дальнейшее совершенствование конструкции модуля, в частности использование межсоединительных соединений на основе золота, а также концентраторов солнечного света, позволит повысить его КПД.

Таким образом, в результате выполнения комплекса работ по разработке технологии изготовления высококачественных тандемных гетероструктур методом

ЖФЭ в системе GaAs–InGaAs–AlGaAs с использованием комплексного легирования редкоземельными и изовалентными примесями [11—14] были изготовлены высококачественные фотопреобразователи солнечной энергии, на основе которых создан модуль солнечных элементов с КПД, достигающим 28,5 % при АМ 1,5.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Meyer M., Metzger R. A. Flying high: the commercial satellite industry converts to compound semiconductor solar cells // *Compounds semiconductors*.— 1997.— Special issue.— P. 40—42.
2. Алфёров Ж. И., Андреев В. М., Румянцев В. Д. Тенденции и перспективы развития солнечной фотоэнергетики // *ФТП*.— 2004.— Т. 38, вып. 8.— С. 937—947.
3. Круковский С. И., Николаенко Ю. Е. Солнечные элементы на основе тандемных гетероструктур GaAs–InGaAs–AlGaAs // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*.— 2003.— № 6.— С. 39—40.
4. Николаенко Ю. Е., Круковский С. И., Завербный И. Р. и др. Получение тандемных гетероструктур GaAs–InGaAs–AlGaAs для фотопреобразователей солнечной энергии // *Там же*.— 2002.— № 3.— С. 27—29.
5. Гореленок А. Т., Каманин А. В., Шмидт Н. М. Редкоземельные элементы в технологии соединений $A^{III}B^V$ и приборов на их основе // *ФТП*.— 2003.— Т. 37, вып. 8.— С. 922—940.
6. Беспалов В. А., Елкин А. Г., Журкин Б. Г. и др. Механизм влияния редкоземельных элементов на свойства слоев GaAs, выращенных жидкофазной эпитаксией // *Краткие сообщения по физике*.— 1987.— № 9.— С. 32—34.

7. Семенова Г. Н., Крыштаб Т. Г., Кладько В. П. и др. Свойства эпитаксиальных слоев GaAs, AlGaAs, полученных жидкофазной эпитаксией с использованием добавок редкоземельных элементов // *Изв. АН СССР. Неорганич. материалы*.— 1996.— Т. 32, № 8.— С. 916—919.

8. Yu J. Z., Iwai S., Aoyagi Y. et al. Growth and doping characteristics of $Al_xGa_{1-x}As$ grown by LPE at 780°C // *Scientific papers of the Institute of Physical and Chemical research*.— 1984.— Vol. 78, N 2.— P. 13—18.

9. Milanova M., Khvostikov V. Growth and doping of GaAs and AlGaAs layers by low-temperature liquid-phase epitaxy // *Journal of Crystal Growth*.— 2000.— Vol. 219.— P. 193—198.

10. Акчурин Р. Х., Донская И. О., Дулин С. И., Уфимцев В. Б. Расчет изменения концентрации собственных дефектов в арсенидах галлия и индия при изовалентном легировании висмутом // *Кристаллография*.— 1988.— Т. 33, вып. 2.— С. 464—470.

11. Krukovsky S., Bolshakova I., Korbutiak D. et al. Radiation resistance of GaAs, AlGaAs heterostructures doped with isovalent and rare-earth elements // *Radiation Physics and Chemistry*.— 2001.— Vol. 61.— P. 553—555.

12. Заячук Д. М., Круковский С. И. Вплив домішок рідкісноземельних елементів Gd і Yb на електрофізичні властивості епітаксійних шарів GaAs // *Вісн. НУ “Львівська політехніка”*.— 2001.— № 430.— С. 73—75.

13. Заячук Д. М., Кемпник В. І., Круковский С. І. та ін. Домішки РЗЕ у напівпровідниках A^4B^6 і A^3B^5 : поведінка та вплив на фізичні властивості // *Вісн. НУ “Львівська політехніка”*.— 2002.— № 459.— С. 110—123.

14. Пат. 50883 України. Спосіб отримання напівізолюючого арсеніду галію / М. М. Ваків, С. І. Круковский, Ю. Є. Ніколаенко.— 2002.— Бюл. № 11.

*Д. т. н. Е. Н. ПИСЬМЕННИЙ, к. т. н. В. Д. БУРЛЕЙ,
к. т. н. В. А. РОГАЧЕВ, к. т. н. А. М. ТЕРЕХ*

Украина, НТУУ «Киевский политехнический институт»
E-mail: kravetz_kpi@ukr.net

Дата поступления в редакцию
29.07 2004 г.

Оппонент *к. т. н. В. И. ЕФРЕМОВ*
(НИИ "Шторм", г. Одесса)

ТЕПЛОВАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОРЕБРЕННЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ ПРИ НИЗКОСКОРОСТНОМ ОБДУВЕ

При охлаждении с воздушным обдувом использование поверхности с сетчато-проволочным оребрением предпочтительнее, чем с пластинчатым, с точки зрения уменьшения массы.

Проблема охлаждения современных персональных компьютеров (ПК) приобретает особую актуальность из-за роста количества транзисторов в процессоре (до нескольких десятков миллионов на площади 2—2,5 см²), а также с ростом тактовой частоты самого процессора, приближающейся к уровню 3,5 ГГц. В рамках существующих технологических состояния и тенденции развития элементной базы ПК приводят к увеличению рассеиваемой мощности таких устройств до 65—75 Вт, что значительно повышает их перегрев. В качестве охлаждающего устройства процессора широко применяется стандартное сочетание оребренной поверхности с малогабаритным низконапорным осевым вентилятором, называемое кулером.

С целью определения эффективности таких систем воздушного охлаждения для теплонагруженных элементов ПК проведены исследования различных развитых оребренных поверхностей. Исследовались медные оребренные поверхности с плоским основанием при различных направлениях обдува ребер с помощью осевого вентилятора.

Основные конструктивные характеристики теплоотводящих поверхностей приведены в **таблице**. Исследованы поверхности с пластинчатым (№ 1) и сетчато-проволочным (№№ 2—5) оребрением. Для обдува использован вентилятор BS601012H фирмы Vi-Sonic Technology, являющийся составной частью кулера типа DP5-611A компании Cooler Master. Его габаритные размеры 60×60×10 мм, частота вращения крыльчатки 4500 мин⁻¹, максимальный расход воздуха 0,0113 м³/с, напор до 3 мм вод. столба [1, 2]. На **рис. 1 и 2** показаны схемы с верхним и боковым обдувом поверхностей.

Конструктивные характеристики теплопроводящих поверхностей

Параметр	Номер поверхности				
	1	2	3	4	5
Размеры основания, мм	71×71	72×72	71×71	72×72	72×72
Диаметр проволоки, мм	—	1,00	0,75	0,65	0,55
Толщина ребра, мм	1,5	—	—	—	—
Высота ребра, мм	34,5	32,0	35,0	36,0	34,5
Размер ячейки сетки (S ₁ ×S ₁), мм	—	5×5	5×5	3×3	3×3
Шаг оребрения (S ₂), мм	7	4	4	4	4
Число ребер	11	17	17	17	17
Полная площадь поверхности, мм ²	60332	55619	45890	59917	53435
Коэффициент оребрения	10,60	9,66	8,27	10,4	9,28
Масса, кг	0,515	0,344	0,308	0,306	0,30

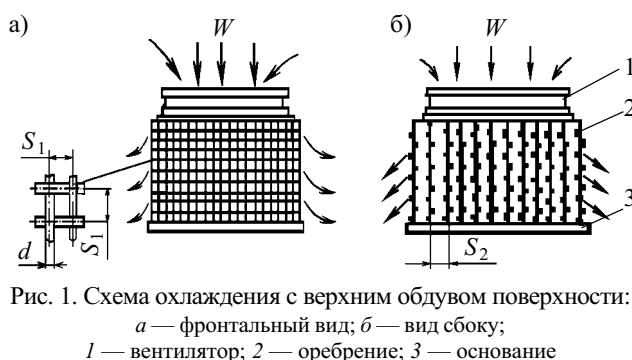


Рис. 1. Схема охлаждения с верхним обдувом поверхности: а — фронтальный вид; б — вид сбоку; 1 — вентилятор; 2 — оребрение; 3 — основание

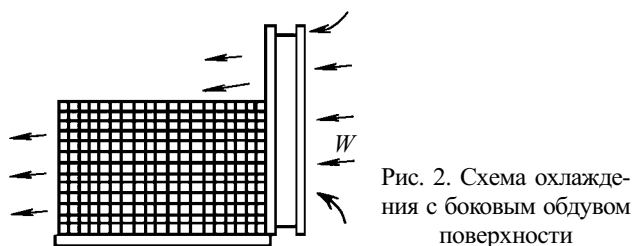


Рис. 2. Схема охлаждения с боковым обдувом поверхности

Эксперименты выполнены в диапазонах рассеиваемой мощности $Q=15...65$ Вт и температуры окружающей среды $t_c=20...25^\circ\text{C}$. Подвод тепла к оребренной поверхности осуществлялся с помощью тканого резистивного нагревателя, совпадающего с размерами основания и плотно прижатого к его плоскости. Толщина основания поверхностей составляла 6 мм.

Измерение температурного поля основания осуществлялось медь-константановыми термопарами с диаметром проводов 0,08 мм, равномерно распределенными и зачеканенными в глухие отверстия на поверхности основания. Показания термопар регистрировались цифровым многоканальным измерительным преобразователем типа Ш 711/1 с выводом на цифropечатающее устройство.

Питание электронагревателя осуществлялось переменным током через стабилизатор напряжения, а его мощность контролировалась ваттметром типа Д 529 класса точности 0,5.

Температура окружающей среды измерялась лабораторным ртутным термометром с ценой деления $0,1^\circ\text{C}$.

Средняя температура поверхности основания t_{oc} рассчитывалась путем усреднения значений температуры t_i на участках площадью F_i по всей поверхности основания с помощью соотношения [3]

$$t_{oc} = \frac{\sum_{i=1}^n t_i F_i}{\sum_{i=1}^n F_i}$$

Средний перегрев (температурный напор) основания вычислялся по выражению

$$\Delta t = t_{oc} - t_c$$

Величина рассеиваемой мощности определялась как разность между мощностью, подаваемой на электронагреватель, и тепловыми потерями через стенку теплоизолирующей подставки, на которой крепилась испытываемая поверхность. На основании экспериментов установлено, что эти потери в диапазоне изменения режимных параметров составляют 3—7% от подводимой мощности. Тепловой поток, отведенный поверхностью излучением, не превышает 2% суммарных тепловых потерь (рассчитывался по методике [4]). Потери тепла через термоэлектродные провода оценивались как пренебрежимо малые и не учитывались.

Максимальная относительная среднеквадратичная погрешность определения температурного напора Δt для малых уровней рассеиваемой мощности не превышала $\pm 5\%$.

Сравнение эффективности теплоотдачи поверхностей при различных направлениях потока охлаждающего воздуха выполнено на основе анализа зависимостей $\Delta t=f(Q)$, представленных на рис. 3 и 4. Из рисунков видно, что геометрические размеры и тип оребрения ощутимо влияют на интенсивность теплоотвода при значении рассеиваемой мощности более 30 Вт. Независимо от направления обдува самой эффективной из рассмотренных была поверхность № 1 с пластинчатым оребрением. По сравнению с ней несколько ниже (до 10%) эффективность у сетчатой поверхности № 2 [5].

На рис. 5 приведены тепловые характеристики для пластинчатой № 1 и сетчатой № 2 поверхностей в зависимости от направления обдува. Как видно из рисунка, наиболее эффективной является подача воздуха при верхнем расположении вентилятора (рис. 1), т. е. когда вначале поток движется параллельно ребрам, а затем, сталкиваясь с плоскостью основания, резко изменяет свое направление, радиально распространяясь по нему в противоположные стороны от его центра. При боковом размещении вентилятора (рис. 2) картина течения иная и с точки зрения теплообменного процесса менее эффективна, т. к. нагнетание потока происходит вдоль поверхностей оребрения и основания в условиях постепенного нарастания пограничных слоев. Большая эффективность пластинчатой поверхности по сравнению с сетчатыми обусловлена, в основном, ее небольшим аэродинамическим сопротивлением из-за достаточно большого размера межреберного зазора.

Анализ данных показал, что в исследованном диапазоне рассеиваемой мощности эффективность теплоотдачи пластинчато-ребристой поверхности на 10—

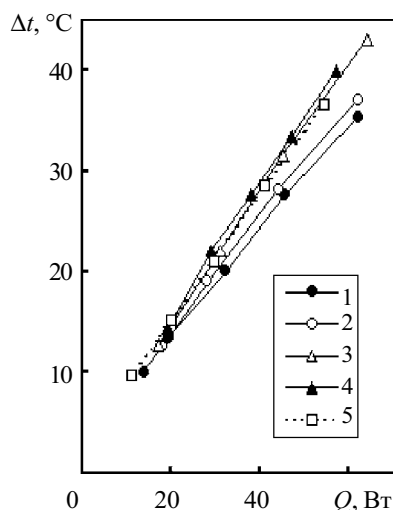


Рис. 3. Тепловые характеристики поверхностей при обдуве сверху (1–5 — номера поверхностей в соответствии с таблицей)

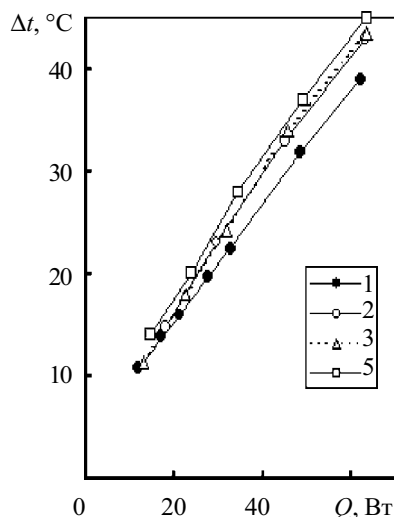


Рис. 4. Тепловые характеристики поверхностей при обдуве сбоку

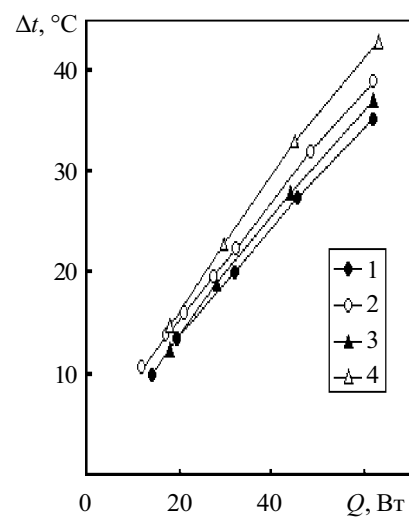


Рис. 5. Тепловые характеристики поверхностей при обдуве сверху (1, 3) и сбоку (2, 4): 1, 3 — поверхность № 1; 2, 4 — № 2

20% выше, чем сетчато-проволочной, имеющей, однако, в 1,5—1,7 раза меньшую массу. Такое преимущество по массе может стать определяющим фактором при выборе типа теплоотводящей поверхности, когда выдвигается требование уменьшения механического давления на кристалл процессора. Например, одна из ведущих фирм по производству процессоров для компьютеров AMD довольно жестко ограничивает массу (до 300 г), размеры (до 80×60×60 мм) и усилие прижима крепежа (до 5,3 кгс) кулеров для Socket A процессоров.

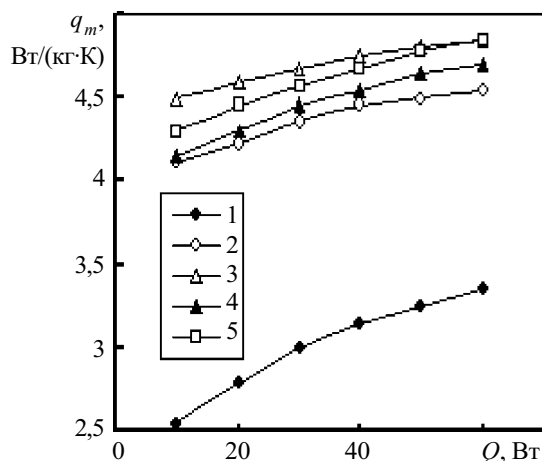


Рис. 6. Зависимость удельного массового показателя от рассеиваемой мощности при верхнем обдуве поверхностей

Учитывая важность сказанного, для оценки эффективности теплообменной поверхности введем тепловой параметр, связанный с ее массой: $q_m = Q / (m\Delta t)$. На рис. 6 представлены экспериментальные данные в виде зависимостей $q_m = f(Q)$. Из анализа графиков

следует, что во всем диапазоне рассеиваемой мощности удельные массовые показатели q_m сетчато-проволочных поверхностей при верхнем обдуве в 1,4—1,5 раза выше, чем у пластинчато-ребристой. Лучшие показатели имеют поверхности № 3 и № 5 за счет меньшей массы, несмотря на то, что при одинаковом среднем перегреве их теплоотводящие характеристики хуже, чем у поверхностей № 1 и № 2.

Таким образом, экспериментальные исследования теплообмена плоских поверхностей с сетчато-проволочным и пластинчатым оребрением при низконапорном обдуве показали, что более эффективным является обдув поверхности в направлении, перпендикулярном к плоскости ее основания.

Применение сетчато-проволочных поверхностей может стать более предпочтительным вариантом по сравнению с такой же по габаритам пластинчато-ребристой поверхностью в условиях ограничения по массе.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Макаров С. Процессорные кулеры: летнее изобилие // Компьютерное обозрение.— 2001.— № 29.— С. 16—31.
2. Потапов М. Процессорные кулеры: не дай компьютеру “замерзнуть” // Домашний ПК.— 2002.— № 7.— С. 25—31.
3. Письменный Е. Н., Рогачев В. А., Терех А. М. и др. Теплообмен плоских поверхностей с сетчато-проволочным оребрением при вынужденной конвекции // Пром. теплотехника.— 2002.— Т. 24, № 4.— С. 71—78.
4. Письменный Е. Н., Рогачев В. А., Босая Н. В. Исследование тепловой эффективности поверхностей с сетчато-проволочным оребрением при свободной конвекции // Тр. 2-й Российской нац. конф. по теплообмену.— Москва.— 1998.— Т. 6.— С. 181—183.
5. Пат. 48649 А Украины. Поверхня для охолодження напівпровідникових приладів / Є. М. Письменний, В. А. Рогачов, В. Д. Бурлей та ін.— 2002.— Бюл. № 8.

Д. ф.-м. н. Л. А. БУЛАВИН, Т. Ю. НИКОЛАЕНКО,
к. т. н. Ю. Е. НИКОЛАЕНКО

Дата поступления в редакцию
24.09 2004 г.

Украина, Киевский национальный университет им. Тараса Шевченко
E-mail: nikol@industry.gov.ua

Оппонент д. т. н. В. Т. ДЕЙНЕГА
(НИИ "Шторм", г. Одесса)

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОВОЛОЧНОГО РАДИАТОРА С ТЕПЛОВЫМИ ТРУБАМИ ДЛЯ СРЕДСТВ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Предлагаемая конструкция радиатора позволяет существенно увеличить площадь поверхности проволочных ребер без снижения их эффективности.

Современные и перспективные средства высокопроизводительной вычислительной техники и управления реализуются на основе сотен и даже нескольких тысяч серийно выпускаемых микропроцессоров. Так, например, японская суперЭВМ "Earth Simulator", занимавшая в 2002 г. первую строку в мировом списке Top500, состоит из 5120 векторных процессоров NEC SX-6, американский суперкомпьютер ASCI/Alpha Server SC 45, занимающий в последней редакции этого списка третье место, состоит из 8192 высокопроизводительных процессоров, а российская кластерная суперЭВМ МВС-1000М содержит 768 процессоров Alpha 21264 [1, 2]. Высокие значения мощности тепловыделений, рассеиваемой суперкомпьютерами (например, в одном кластере МВС-1000/X-32 рассеивается около 5 кВт тепла [3]), и большая плотность теплового потока современных микропроцессоров (100 Вт/см² и выше) требуют применения эффективных систем охлаждения.

Наиболее распространенными системами охлаждения для микропроцессоров вычислительных средств остаются принудительные воздушные системы охлаждения с использованием ребристых радиаторов из теплопроводного материала с закрепленными на них вентиляторами [4]. В большинстве случаев ребра радиатора выполняются в виде тонких пластин. При увеличении высоты пластин увеличивается их термическое сопротивление, что приводит к снижению эффективности охлаждения.

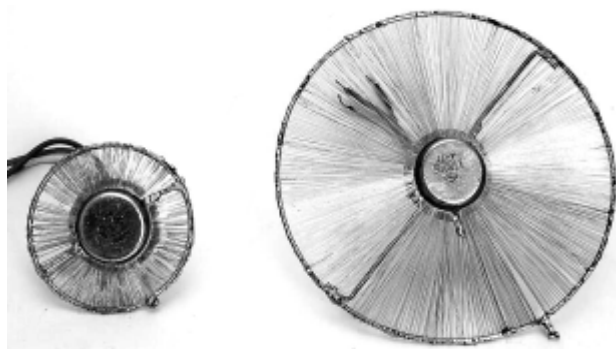


Рис. 1. Проволочный радиатор [6]

Проведенные в [5, 6] исследования показали высокую эффективность представленного на рис. 1 проволочного радиатора. Среднее значение коэффициента теплоотдачи такого радиатора с использованием медных проволочек диаметром 0,12 мм достигает 53,4 Вт/(м²·°С) при естественной конвекции и 368 Вт/(м²·°С) при обдуве воздухом со скоростью 0,29 м/с, что значительно выше, чем у пластинчатого и у проволочного с диаметром проволоки 0,5—1 мм [6]. Вместе с тем повышать значение отводимой мощности радиаторов такой конструкции можно только путем увеличения его площади (диаметра). Но это имеет смысл лишь до некоторых значений, т. к. увеличение диаметра означает удлинение теплоотводящих участков проволоки и, следовательно, рост их термического сопротивления.

Избежать этого недостатка можно путем подведения теплоты от основания радиатора к большому количеству относительно коротких участков проволоки с помощью высокоэффективных теплопередающих устройств — тепловых труб, что позволит существенно развить поверхность теплоотдачи проволочного радиатора.

В данной работе исследован макет такого радиатора [7] на основе двух тепловых труб (рис. 2).

Исследования проводились в два этапа: на первом изучались основные рабочие характеристики каждой тепловой трубы без проволочного оребрения, на втором — теплопередающие характеристики проволочного радиатора в целом.

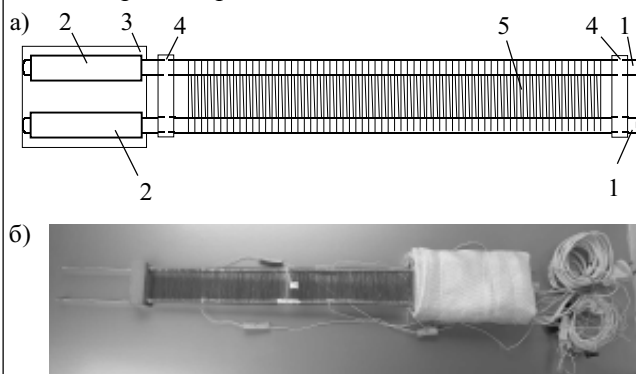


Рис. 2. Макет проволочного радиатора с тепловыми трубами:

а — устройство макета; б — внешний вид
1 — тепловые трубы; 2 — имитаторы тепловыделяющих элементов (нагреватели); 3 — основание для установки тепловыделяющих элементов; 4 — планки; 5 — медная проволока

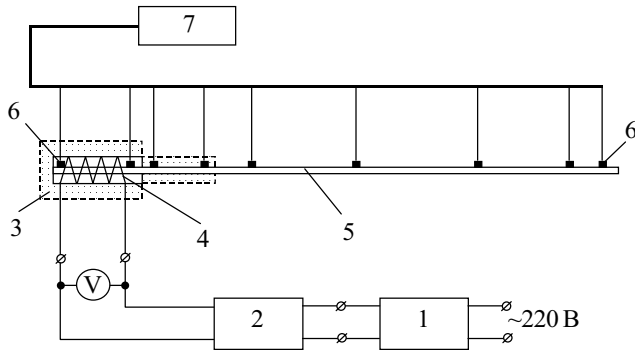


Рис. 3. Схема экспериментальной установки: 1 — лабораторный трансформатор типа РНО-250-2А (220 В, 9 А); 2 — блок выпрямителя; 3 — теплоизоляция; 4 — нагреватель; 5 — тепловая труба; 6 — термомпары; 7 — цифровой прибор для измерения температуры типа ЦР 7701-02

Схема экспериментальной установки приведена на рис. 3.

Рабочий участок установки представляет собой основание с жестко укрепленным металлическим штативом с горизонтальной планкой, к которой с помощью двух нитей поочередно подвешивались исследуемые объекты — тепловые трубы на первом этапе и проволочный радиатор на их основе — на втором. Изменением длины нитей устанавливалось положение объекта (горизонтальное либо под заданным углом).

Тепловые трубы для макета были изготовлены в лаборатории тепловых труб НТУУ «КПИ». Длина каждой тепловой трубы составляла 500 мм, внешний диаметр — 6 мм. Капиллярная структура спечена из отрезков медной проволоки длиной 3 мм, диаметром 50 мкм. Толщина слоя капиллярной структуры — 0,45 мм, пористость — 87%, теплоноситель — дистиллированная вода в объеме 3 см³.

Каждая тепловая труба на расстоянии 8 мм от конца была оснащена имитатором тепловыделяющего элемента — электрическим нагревателем длиной 67 мм с электрическим сопротивлением 82 Ом. Зона транспортирования имела длину 75 мм, зона конденсации — 350 мм. Поскольку нагреватели и транспортная зона каждой тепловой трубы были покрыты слоем теплоизоляции из стеклоткани и асбеста, можно считать, что все тепло, выделяемое нагревателем, рассеивается зоной конденсации.

Проволочный радиатор представлял собой каркас из двух тепловых труб, зафиксированных на расстоянии 38 мм друг от друга. На участок каркаса длиной 350 мм было намотано 1530 витков медной проволоки диаметром 0,12 мм. С целью обеспечения надежного теплового контакта каждый виток проволоки вокруг двух тепловых труб чередовался с дополнительным витком вокруг каждой тепловой трубы. Площадь эффективной теплорассеивающей поверхности составляла 836 см².

Обдув радиатора обеспечивался следующим образом. Был изготовлен короб (44×7,5×33 см) с прямоугольным отверстием в верхней грани (36×5,5 см), который устанавливали непосредственно под зоной отвода тепла. Нагнетание воздуха в короб осуществлялось через боковое отверстие с помощью бытового пылесоса (скорость воздуха на выходе составляла 1,1 м/с).

Измерение температурного поля тепловой трубы (ТТ) осуществлялось с помощью 9 хромель-алюмелевых термопар и цифрового прибора для измерения температуры ЦР 7701-02. По две термопары было установлено в зоне нагрева и зоне транспортирования, 5 термопар — в зоне конденсации.

Измерения проводились в диапазоне мощности нагревателя 2,46...24,6 Вт и углах наклона ТТ к горизонту от +90° до -45° (знак «+» означает, что зона конденсации находится выше зоны испарения). При горизонтальном положении тепловых труб и проволочного радиатора на их основе распределения температуры получены в условиях естественной и принудительной конвекции.

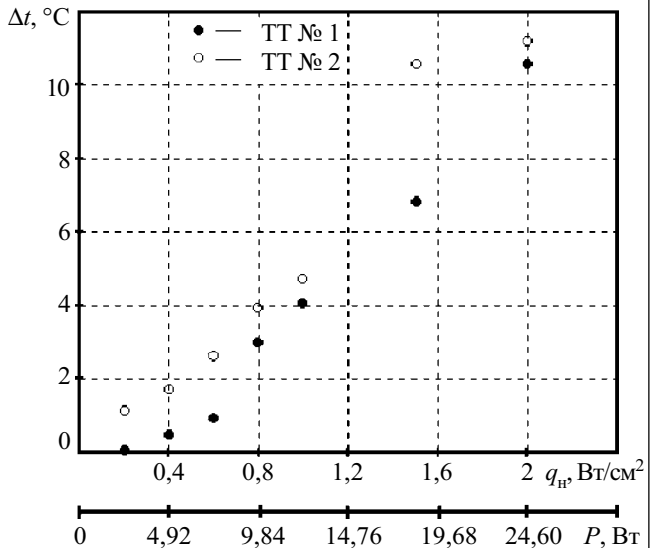


Рис. 4. Зависимость перепада температуры Δt по длине ТТ в горизонтальном положении при естественной конвекции от плотности теплового потока q_n (мощности нагревателя P)

На первом этапе определялся перепад температуры (Δt) по длине каждой тепловой трубы при различных значениях плотности теплового потока в зоне нагрева q_n (рис. 4). Полученные результаты показали, что Δt возрастает почти линейно с возрастанием мощности нагревателя P и достигает максимума в 11,2°С при $P=24,6$ Вт.

Чтобы оценить преимущества использования тепловых труб в качестве теплопровода, согласно закону Фурье были рассчитаны значения Δt для медного стержня и медной трубки (диаметром 6 мм и длиной 15 см, равной длине теплоизолированного участка тепловой трубы). Было показано, что перепад температуры по длине стержня и трубки в 58 и в 203 раза выше, чем для ТТ.

Исследования температурного поля каждой тепловой трубы в горизонтальном положении показали высокую степень его равномерности при мощности нагревателя до 12,3 Вт. При более высоких мощностях теплопровода наблюдалось резкое изменение температуры в конце зоны конденсации тепловых труб, что наиболее характерно проявилось при максимальном значении $P=24,6$ Вт (рис. 5). Как показал анализ возможных причин, этот участок был заблокирован избытком жидкого теплоносителя, обусловленного перезаправкой.

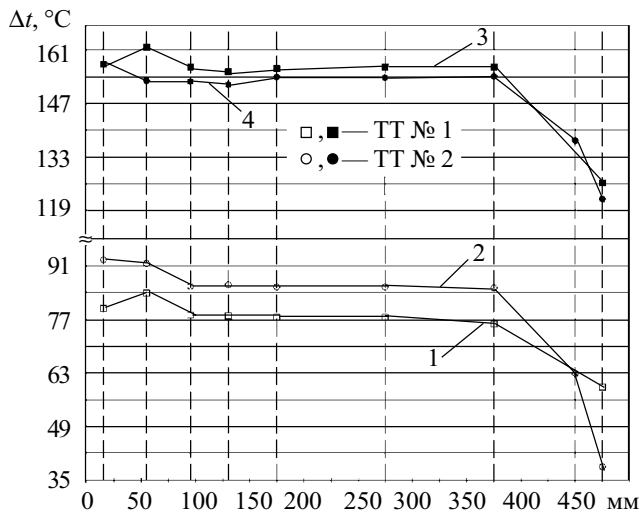


Рис. 5. Распределение температуры поверхности тепловых труб по длине в горизонтальном положении при $P = 24,6$ Вт: 1, 2 — принудительная конвекция; 3, 4 — естественная конвекция

На рис. 5 показано распределение температуры по длине ТТ в условиях естественной и принудительной конвекции при $P = 24,6$ Вт. Из рисунка видно, что применение принудительной конвекции воздуха со скоростью 1,1 м/с позволило снизить температурное поле ТТ почти в два раза.

Проведенные исследования подтвердили работоспособность тепловых труб при отрицательном влиянии сил гравитации, т. е. при таких положениях, когда зона нагрева находится выше зоны конденсации (рис. 6).

На втором этапе исследований для измерения температурного поля проволочного радиатора на его макете было закреплено 10 термопар: по две термопары в зоне нагрева и в зоне конденсации (на расстоянии 9 см от начала и конца проволочного оребрения) каждой тепловой трубы и по одной термопаре на проволоке в середине оребрения и напротив нее на одной из тепловых труб (№1).

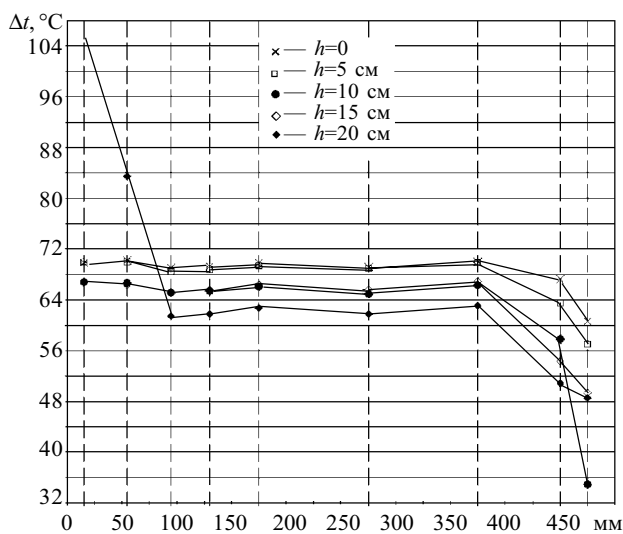


Рис. 6. Распределение температуры поверхности ТТ № 2 по длине при различных значениях высоты h превышения зоны нагрева над зоной конденсации при $P = 7,4$ Вт

Средние значения температуры в зонах нагрева (t_n) и конденсации (t_k) и перепада температуры по длине радиатора ($\Delta t_{\text{рад}}$) при различных значениях подводимой мощности

$P_{\text{рад}}$, Вт	4,9	9,9	14,8	19,7	24,5	36,9	49,2	49,2*
t_n , °C	35,3	44,2	51,5	60,2	67,7	85,5	106,5	61,1
t_k , °C	34,2	42,4	48,5	55,6	62,0	77,1	95,6	53,7
$\Delta t_{\text{рад}}$, °C	1,1	1,8	3,0	4,6	5,7	8,4	10,9	7,4

* — Принудительная конвекция

Температурное поле радиатора измерялось при подведении одинаковой электрической мощности P одновременно на оба нагревателя (при этом поверхностью радиатора рассеивается суммарная мощность двух нагревателей $P_{\text{рад}} = 2P$) при его горизонтальном положении в условиях естественной и принудительной конвекции воздуха [см. таблицу].

Исследования показали, что при мощности каждого нагревателя $P = 24,6$ Вт среднее значение температуры в зоне нагрева тепловых труб без проволочного оребрения составило 159,5°C для ТТ № 1, 155,5°C для ТТ № 2 и 106,5°C для радиатора. То есть использование проволочного радиатора вместо тепловых труб позволило на треть снизить среднее значение температуры зоны нагрева при подводимой мощности 49,2 Вт.

Выводы

Таким образом, одним из путей повышения эффективности отвода тепла от элементов и устройств средств вычислительной техники и управления может быть использование предлагаемых проволочных радиаторов, площадь теплорассеивающей поверхности которых можно наращивать увеличивая длину тепловых труб и общую длину проволоки.

Дальнейшие исследования проволочных радиаторов на основе тепловых труб следует проводить в направлении разработки конкретных конструктивных решений охлаждения, выбора наиболее рационального шага навивки проволоки на тепловые трубы и выбора диаметра проволоки исходя из критерия повышения коэффициента теплоотдачи.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Аладышев О. С., Дикарев Н. И., Овсянников А. П. и др. СуперЭВМ: области применения и требования к производительности // Изв. вузов. Электроника. — 2004. — № 1. — С. 13—17.
2. Опубликована 23-я редакция TOP 500. Китай врывается в суперкомпьютерную элиту // Электроника: НТБ. — 2004. — № 4. — С. 49.
3. Левин В. К. Создание и применение суперкомпьютеров в России (современность и ближайшая перспектива) // Радиоэлектроника и управление. — 2003. — № 7—9. — С. 61—62.
4. Макаров С. Процессорные кулеры: летнее изобилие // Компьютерное обозрение. — 25 июля 2001. — № 29. — С. 17—22.
5. Бочкарев Э. Г., Андреев В. М., Тузовский К. А. и др. Эффект гигантской теплоотдачи телами субмиллиметровых размеров // Доклады Академии наук. — 1999. — Т. 366, № 2. — С. 178—180.
6. Хольвинская Л. М., Николаенко Т. Ю., Николаенко Ю. Е. Исследование эффективности проволочного радиатора новой конструкции // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2003. — № 5. — С. 28—32.
7. Пат. 65287А Украины. Дротяний радіатор // Т. Ю. Николаенко, Ю. С. Николаенко, Л. М. Хольвинська. — 2004. — Бюл. № 3.

Д. т. н. В. С. ОСАДЧУК, д. т. н. А. В. ОСАДЧУК,
к. т. н. Г. И. ГАВРИЛЮК, Н. Л. БИЛОКОНЬ

Украина, г. Винница, НИИ индикаторных приборов "Гелий"
E-mail: osa@lili.vstu.vinnica.ua

Дата поступления в редакцию
30.03 2004 г.

Оппонент к. т. н. О. Н. НЕГОДЕНКО
(ТРТУ, г. Таганрог)

ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИЙ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДАВЛЕНИЯ

Наибольшее значение чувствительности радиоизмерительного преобразователя ($13,75 \text{ кГц/кгс/мм}^2$) лежит в диапазоне давлений, превышающих $0,5 \text{ кгс/мм}^2$.

Использование частоты в качестве информативного параметра в радиоизмерительных преобразователях позволяет получить хорошую помехоустойчивость, а это, в свою очередь, повышает точность преобразования давления в частоту. Кроме этого, в радиоизмерительных преобразователях частотный выходной сигнал составляет несколько вольт, что позволяет отказаться от дальнейшего усиления выходного сигнала [1—3], что улучшает экономические и метрологические показатели таких устройств. С другой стороны, такие важные параметры устройства как функция преобразования и уравнение чувствительности не исследованы. В связи с этим в работе представлены исследования основных характеристик радиоизмерительного преобразователя давления, в котором тензочувствительным элементом выступает биполярный транзистор.

Схема радиоизмерительного преобразователя давления P представлена на **рис. 1** [4—6]. Тензочувствительным элементом является биполярный транзистор. Генератор электрических колебаний создан на основе биполярного и полевого транзисторов. При подключении внешней индуктивности к коллектору биполярного и стоку полевого транзисторов создается колебательный контур генератора. Наличие отрицательного дифференциального сопротивления позволяет компенсировать потери энергии в колебательном контуре, созданном реактивной составляющей полного сопротивления на электродах "коллектор—сток" и внешней индуктивностью.

К параметрам биполярного транзистора, которые изменяются под действием давления, относятся диффузионная емкость и ее сопротивление, барьерная емкость и ее сопротивление, коэффициент передачи тока и сопротивление базы [7]. Изменение этих параметров под действием давления приводит к изменению реактивной составляющей полного сопротивления, которое существует на коллекторе биполярного и стоке полевого транзисторов. Таким образом, частота генерации зависит от давления.

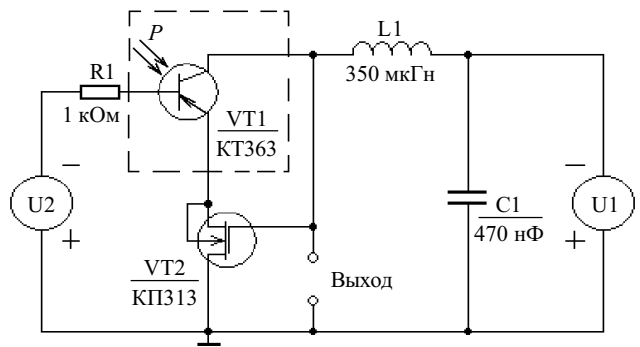


Рис. 1. Электрическая схема радиоизмерительного преобразователя давления

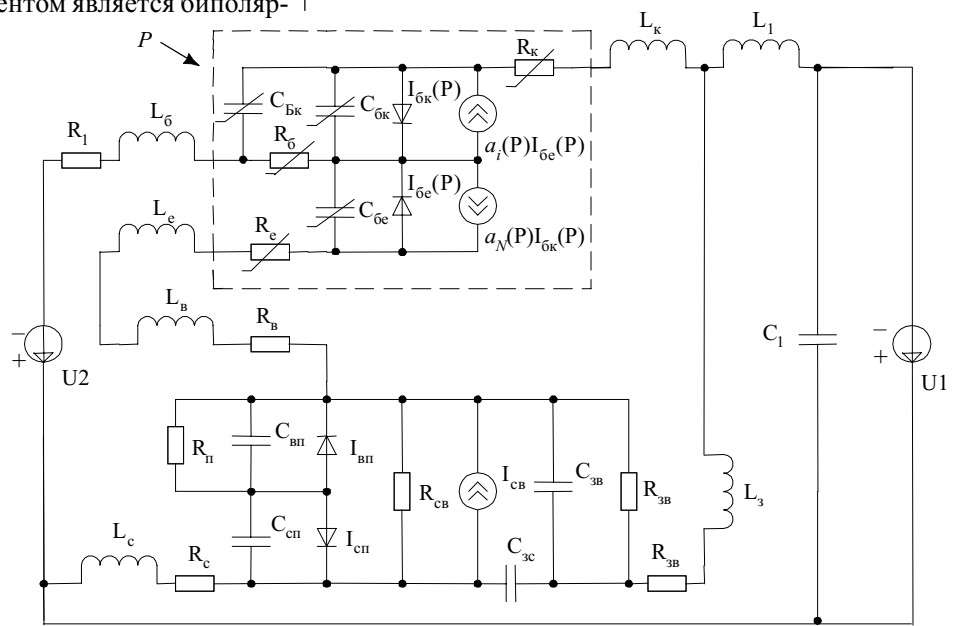


Рис. 2. Эквивалентная схема преобразователя давления

Одной из основных характеристик преобразователя является его функция преобразования и уравнение чувствительности. Для определения этих характеристик воспользуемся нелинейной эквивалентной схемой, которая представлена на **рис. 2**.

Преобразуем схему рис. 2 в нелинейную эквивалентную схему по переменному току, которая представлена на **рис. 3**.

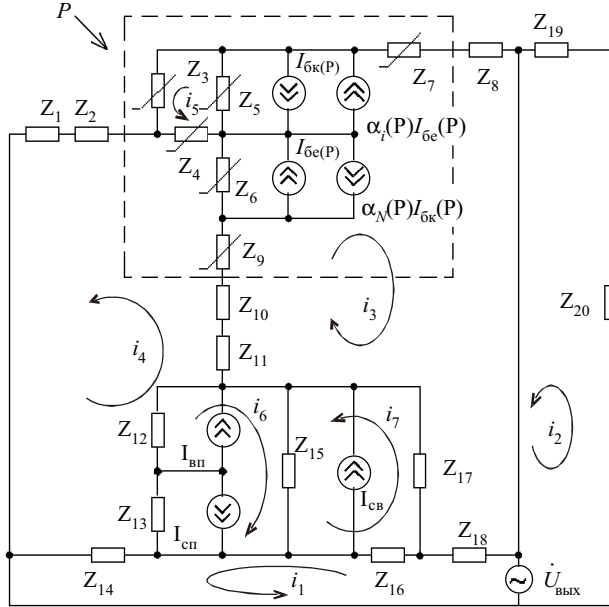


Рис. 3. Преобразованная эквивалентная схема преобразователя давления по переменному току

Система уравнений Кирхгофа, составленная в соответствии с направлениями контурных токов, имеет вид:

$$\begin{cases} \dot{U}_{\text{вых}} = (Z_{18} + Z_{16} + Z_{14})i_1 - Z_{18}i_3 - Z_{16}I_{\text{св}} + Z_{13}i_4; \\ \dot{U}_{\text{вых}} = (Z_{19} + Z_{20})i_2; \\ 0 = (Z_5 + Z_6 + Z_7 + Z_8 + Z_9 + Z_{10} + Z_{11} + Z_{17} + Z_{18})i_3 + \\ + Z_{18}i_1 + (Z_9 + Z_{10} + Z_{11})i_4 + Z_5(i_5 - I_{6e} + I_{6k} - \alpha_i I_{6e} + \\ + I_{6k} \alpha_N) + Z_{17}(i_7 - I_{\text{св}} - I_{\text{вп}} + I_{\text{сп}}) + Z_6(i_4 - I_{6e} + I_{6k} - \\ - I_{6e} \alpha_i + I_{6k} \alpha_N); \\ 0 = (Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_6 + Z_9 + Z_{10} + Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + \\ + Z_{14})i_4 + (Z_9 + Z_{10} + Z_{11})i_3 - Z_{14}i_1 + Z_4(-i_5 - I_{6e} + \\ + I_{6k} - \alpha_i I_{6e} + \alpha_N I_{6k}) + Z_6(i_3 - I_{6e} + I_{6k} - \alpha_i I_{6e} + \\ + I_{6k} \alpha_N) + (Z_{12} + Z_{13})(i_6 - I_{\text{св}} - I_{\text{вп}} + I_{\text{сп}}); \\ 0 = (I_{6e} - I_{6k} + \alpha_i I_{6e} - \alpha_N I_{6k} + i_4)Z_4 + Z_5(i_3 - I_{6e} + \\ + I_{6k} - \alpha_i I_{6e} + \alpha_N I_{6k}) + (Z_3 + Z_4 + Z_5)i_5; \\ 0 = (Z_{12} + Z_{13} + Z_{15})i_6 + (Z_{12} + Z_{13})(i_4 - I_{\text{св}} - I_{\text{вп}} + \\ + I_{\text{сп}}) + Z_{15}(i_7 + I_{\text{св}} + I_{\text{вп}} - I_{\text{сп}}); \\ 0 = (Z_{15} + Z_{16} + Z_{17})i_7 + Z_{15}(i_6 + I_{\text{св}} + I_{\text{вп}} - I_{\text{сп}}) + \\ + (Z_{16} + Z_{17})(-I_{\text{св}} - I_{\text{вп}} + I_{\text{сп}}) - Z_{16}i_1 + Z_{17}i_3, \end{cases} \quad (1)$$

где $Z_1=R_1$; $Z_2=j\omega L_6$; $Z_3=-j/(\omega C_{\text{БК}})$; $Z_4=R_6$; $Z_5=-j/(\omega C_{\text{БК}})$;

$$Z_6=-j/(\omega C_{6e}); \quad Z_7=R_k; \quad Z_8=j\omega L_k; \quad Z_9=R_e; \quad Z_{10}=j\omega L_e;$$

$$Z_{11}=R_b+j\omega L_b; \quad Z_{12}=\frac{R_{\text{П}}}{1+\omega^2 R_{\text{П}}^2 C_{\text{ВП}}^2} - j\frac{\omega R_{\text{П}}^2 C_{\text{ВП}}}{1+\omega^2 R_{\text{П}}^2 C_{\text{ВП}}^2};$$

$$Z_{13}=-j/(\omega C_{\text{СП}}); \quad Z_{14}=R_c+j\omega L_c; \quad Z_{15}=R_{\text{СВ}}; \quad Z_{16}=-j/(\omega C_{3c});$$

$$Z_{17}=\frac{R_{3B}}{1+\omega^2 R_{3B}^2 C_{3B}^2} - j\frac{\omega R_{3B}^2 C_{3B}}{1+\omega^2 R_{3B}^2 C_{3B}^2};$$

$$Z_{18}=R_3+j\omega L_3; \quad Z_{19}=j\omega L_1; \quad Z_{20}=-j/(\omega C_1).$$

Решение системы уравнений (1) в среде пакета «Matlab5.2» позволяет получить значение полного сопротивления на электродах "коллектор-сток", активная составляющая которого имеет отрицательное значение, а реактивная составляющая — емкостный характер. Частота генерации определяется зависимостью эквивалентной емкости контура от давления.

Функция преобразования определяется на основании системы уравнений (1) и описывается выражением

$$F_0 = \sqrt{\frac{C_{\text{bc}}(P)C_1 + C_{\text{bc}}(P)C_1 + C_{\text{bc}}(P)C_{\text{bc}}(P)}{L_1 C_{\text{bc}}(P)C_{\text{bc}}(P)C_1}}, \quad (2)$$

где L_1 — внешняя индуктивность.

Тензочувствительность преобразователя определяется на основании выражения (2):

$$\begin{aligned} S_p = \frac{1}{4} & \left(\frac{\partial C_{6e}(P)}{\partial P} C_1 + \left(\frac{\partial C_{6e}(P)}{\partial P} \right) C_1 \right. \\ & \left. + \frac{\left(\frac{\partial C_{6e}(P)}{\partial P} \right) C_{6e}(P) + \left(\frac{\partial C_{6e}(P)}{\partial P} \right) C_{6e}(P)}{L_1 C_{6e}(P) C_{6e}(P) C_1} - \right. \\ & \left. \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{6e}(P)}{\partial P} \right)}{L_1 C_{6e}^2(P) C_{6e}(P) C_1} - \right. \\ & \left. - \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{6e}(P)}{\partial P} \right)}{L_1 C_{6e}(P) C_{6e}^2(P) C_1} \right) \left/ \left(\pi \sqrt{\frac{A_1}{L_1 C_{6e}(P) C_{6e}(P) C_1}} \right) \right. \end{aligned} \quad (3)$$

где $A_1=C_{6e}(P)C_1 + C_{6e}(P)C_1 + C_{6e}(P)C_{6e}(P)$.

На **рис. 4** представлены теоретические и экспериментальные зависимости частоты генерации от давления на тензочувствительный биполярный транзистор. Экспериментальные исследования проводились при постоянной температуре 20°C. Параметры элементов эквивалентной схемы преобразователя, необходимые для расчетов, получены из работ [8, 9].

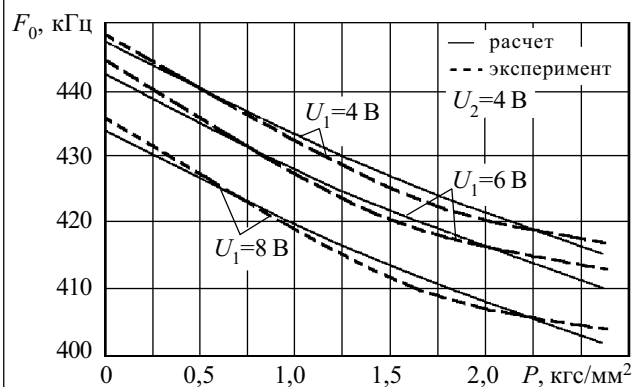


Рис. 4. Теоретическая и экспериментальная зависимость частоты генерации F_0 от давления

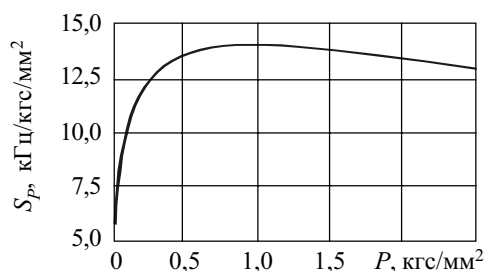


Рис. 5. Зависимость чувствительности S_p от давления

На рис. 5 представлена зависимость чувствительности от давления. Чувствительность преобразователя давления составляет $13,75 \text{ кГц/кгс/мм}^2$ при давлении более чем $0,5 \text{ кгс/мм}^2$.

Выводы

На основе нелинейной эквивалентной схемы преобразователя давления, работа которого описывается при помощи уравнений Кирхгофа, получена функция преобразования и уравнение чувствительности.

Наибольшее ($13,75 \text{ кГц/кгс/мм}^2$) значение чувствительности лежит в диапазоне давлений, превышающих $0,5 \text{ кгс/мм}^2$.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Новицкий П. В., Кноринг В. Г., Гутников В. С. Цифровые приборы с частотными датчиками.— Л.: Энергия, 1970.
2. Бабичев Г. Г., Козловский С. И., Романов В. А., Шаран Н. Н. Кремниевый однопереходный тензотранзистор // Журнал технической физики.— 2002.— Т. 72, вып. 4.— С. 66—71.
3. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором.— Вінниця: Універсум-Вінниця, 2000.
4. Пат. 2104619 России. Электростатический микрофон / В. С. Осадчук, Е. В. Осадчук, А. В. Осадчук.— 1998.— Бюл. № 4.
5. Пат. 40237 А України. Мікроелектронний пристрій для виміру тиску / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук.— 2001.— Бюл. № 6.
6. Пат. 41666 А України. Мікроелектронний вимірювач тиску / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук.— 2001.— Бюл. № 8.
7. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Білоконь Н. Л. Дослідження тензочутливого елемента на основі біполярного транзистора // Вісник Технологічного університету Поділля. Част. 1.— 2004.— Т. 1, № 2.— С. 115—121.
8. Разевиг В. Д. Применение программ P-CAD и P-Spice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ.— Вып. 3. Моделирование аналоговых устройств.— М.: Радио и связь, 1992.
9. Березин А. С., Мочалкина О. Р. Технология и конструирование интегральных микросхем.— М.: Радио и связь, 1992.

Н. В. КАПИТАНОВ, А. И. КОПЫЛ, С. И. КОСОБУЦКИЙ,
к. ф.-м. н. В. В. РАЗИНЬКОВ, к. ф.-м. н. А. И. СЕРЕДЮК

Украина, г. Черновцы, СКБ “Электронмаш”, Институт термoelectricity; г. Киев, Институт проблем материаловедения
E-mail: vikhor@ukr.net

Дата поступления в редакцию
25.05 2004 г.

Оппонент д. т. н. А. Л. ВАЙНЕП
(НИИ “Шторм”, г. Одесса)

УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ОСНОВЕ ПЛЕНОЧНЫХ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕНСОРОВ

Пленочные термоэлектрические преобразователи представляют вполне пригодными для разработки и создания приборов дистанционного измерения температуры в различных областях.

Мировая и отечественная технология изготовления чувствительных элементов и схемотехника их применения насчитывает много примеров реализации дистанционных методов измерения температуры с помощью различного рода ИК-сенсоров [1]. В большинстве случаев в качестве чувствительного элемента-сенсора использовались изделия спецтехники в виде гомо- или гетероструктур на основе узкозонных полупроводников — халькогенидов свинца, твердых растворов типа Cd-Hg-Te, Pb-Sn-Te и др.

Попытки реализации ИК-радиометра на основе таких изделий показали (кроме значительной себестоимости) чувствительность к наводкам, ненадежность в работе вследствие температурной нестабильности, деградации параметров сенсора. Кроме того, применение подобных высокочувствительных сенсоров обычно требует низкочастотной модуляции радиационного потока и низкотемпературного термостатирования. Применение сенсоров на основе указанных структур имеет также ограниченный спектральный диапазон чувствительности, обусловленный шириной запрещенной зоны полупроводников.

Приведенные обстоятельства заставили обратиться к относительно “простым” и надежным термоэлектрическим сенсорам с низким выходным сопротивлением и высокой стабильностью во времени, в част-

ности к термоэлектрическим пленочным преобразователям ТД-505. Последний представляет собой пленочную гетероструктуру на основе узкозонных полупроводников-полуметаллов.

Существенным достоинством термоэлектрических приемников является их неселективность к падающему излучению, т. е. возможность работы в широком спектральном диапазоне (от ИК до УФ) и отсутствие жестких требований к термостатированию устройства. Применение, например, в термоэлектрическом приемнике ТД-505 фторида бария в качестве входного окна и соответствующих интерференционных светофильтров разрешает роботу устройства в УФ-диапазоне, видимом спектре, ближнем ИК и “втором атмосферном окне” (8—14 мкм).

Целью настоящей работы является разработка ряда устройств на основе термоэлектрических сенсоров типа ТД-505, исследование их характеристик в различных областях применения, реализация относительно простых и доступных приборов для регистрации локального изменения температуры в радиоэлектронной аппаратуре, в области энергетики, технологических процессов, пожарной и охранной техники, медико-биологических исследований, агрономии, ветеринарии.

Основные критерии выбора чувствительного элемента, комплектующих элементов, блока питания и измерительной части заключались в обеспечении необходимой чувствительности (не хуже $\pm 0,1^\circ\text{C}$ при расстоянии от объекта порядка 1 м), воспроизводимости результатов измерений, минимального тока потребления, простоты в эксплуатации.

Конструктивно подобные приборы традиционно выполняются по оптической схеме зеркального отражателя с помещенным в фокусе сенсором [1, 2]. Подобные решения имеют резон для значительных дистанций измерения (например, для измерения температур высоковольтных линий электропередачи [3]), однако для небольших расстояний и при условии, что важно не абсолютное значение температуры объекта, а лишь аномалии, применение сравнительно габаритной зеркально-оптической схемы, по-видимому, нецелесообразно.

На рис. 1 приведена конструкция термоэлектрического сенсора ТД-505. Данные сенсоры обладают значительной стабильностью во временном и температурном интервалах. На протяжении нескольких лет эксплуатации не наблюдалось существенного изменения характеристик.

Следует отметить, что при выполнении данной работы авторы отдавали себе отчет в том, что свойства

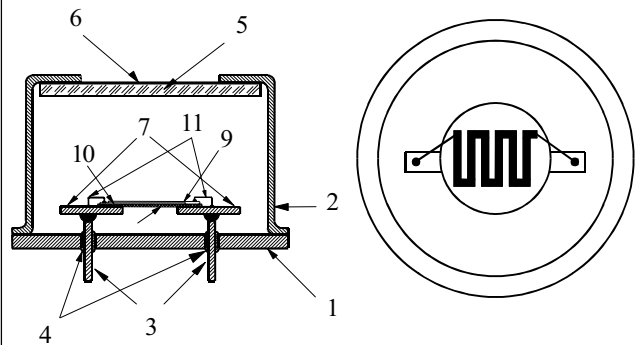


Рис. 1. Структура термоэлектрического сенсора ТД-505: 1 — основа; 2 — корпус; 3 — выводы; 4 — стеклоспай; 5 — окно (BaF_2); 6 — интерференционный фильтр; 7 — контактные площадки; 8 — полиамидная пленка; 9, 10 — гетероструктура; 11 — контакты

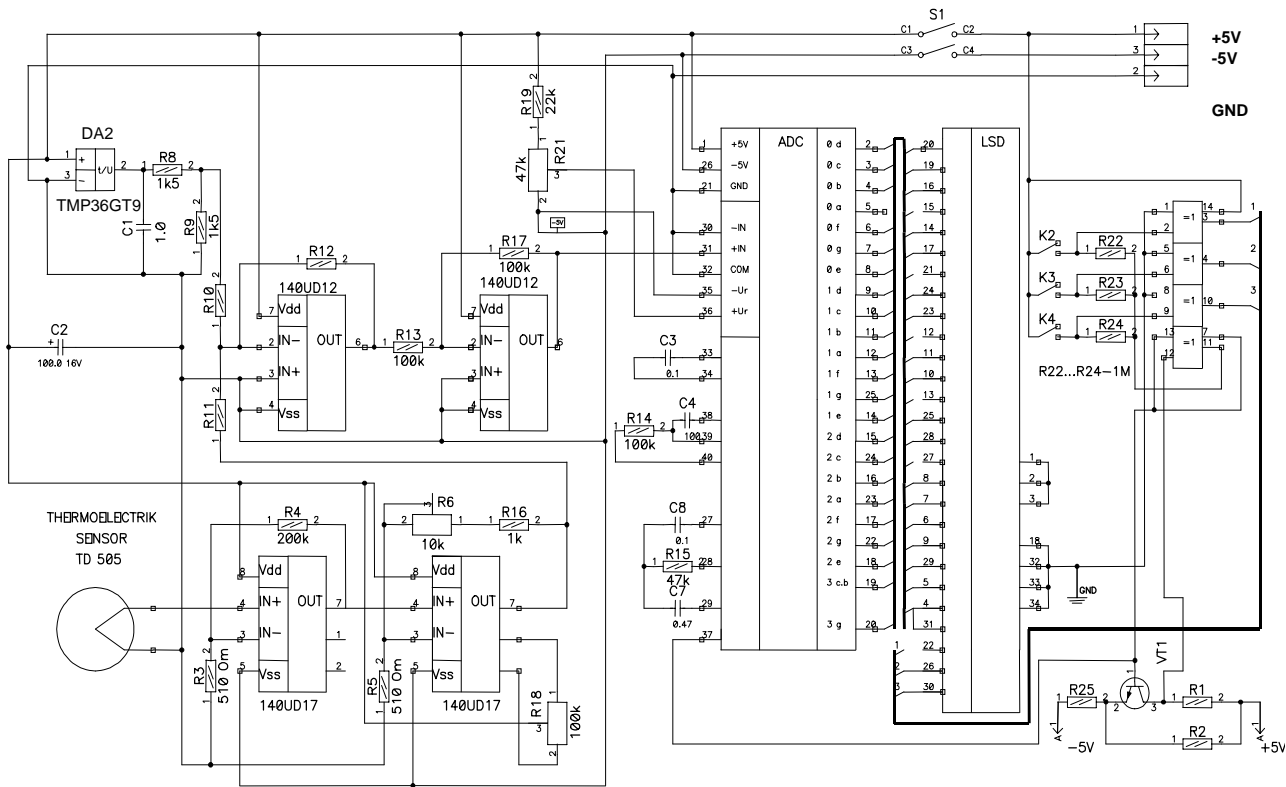


Рис. 2

(коэффициент “черноты” — альбедо) объектов существенно различаются [1], поэтому путем параллельных экспериментальных исследований для каждого конкретного направления были разработаны соответствующие методики применения.

На рис. 2 представлена принципиальная электрическая схема ИК-радиометра с малым током потребления (до 10 мА) и цифровой индикацией. Особенностями данного решения является использование микромощных и прецизионных операционных усилителей, усилителей постоянного тока, широтно-импульсного двухполярного автономного блока питания [3], наличие двух сенсоров измерительных каналов — радиационного потока и собственной температуры прибора.

Как видно из схемы, радиационный измерительный канал представляет собой двухкаскадный прецизионный усилитель постоянного тока с соответствующими цепями коррекции. Применение именно такого принципа приема и обработки сигнала обусловлено оптимальным соотношением между выходным сопротивлением сенсора, его сравнительно невысоким быстродействием ($t_{0,98}=0,5$ с) и др.

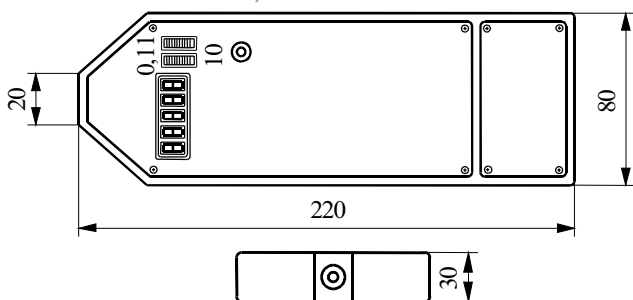


Рис. 3

“Термический” измерительный канал выполнен с использованием температурного сенсора TMP-36

с чувствительностью 10 мВ/°С. Сигналы из термического и радиационного канала приходят на вход сумматора, выполненного на микромощном усилителе DA1, и через повторитель на микросхеме DA2 обрабатываются по стандартной методике [4] с помощью АЦП КР572ПВ5.

Внешний вид автономного прибора, разработанного для медицинского, ветеринарного и агрономического применения, представлен на рис. 3.

Методики использования данного прибора были разработаны для гаммы объектов: в области медицины (в частности, ранней диагностики онкологических и внутренних заболеваний желудочно-кишечного тракта с верификацией на базе параллельных эндоскопических, гистологических и патологоанатомических исследований в ряде клиник), ветеринарии, агрономии, пожарной и охранной технике.

В области медицины апробация прибора проходила в поиске температурных аномалий в человеческом организме: локальное повышение температуры может быть связано с различного рода воспалительными процессами; снижение температуры, по сравнению с фоновой по организму, может свидетельствовать об онкологических заболеваниях на средних и поздних стадиях.

В области медицины, в животноводстве и агротехнологиях сравнительные исследования показали достоверность методик диагностики не хуже 75—80%, что делает возможным использование данного устройства и разработанных методик в практической работе медицинского, ветеринарного и агрономического персонала. Применение этого типа устройств возможно и в других областях.

Следует указать, что данное техническое решение не претендует на приоритет в сравнении с тепловизио-

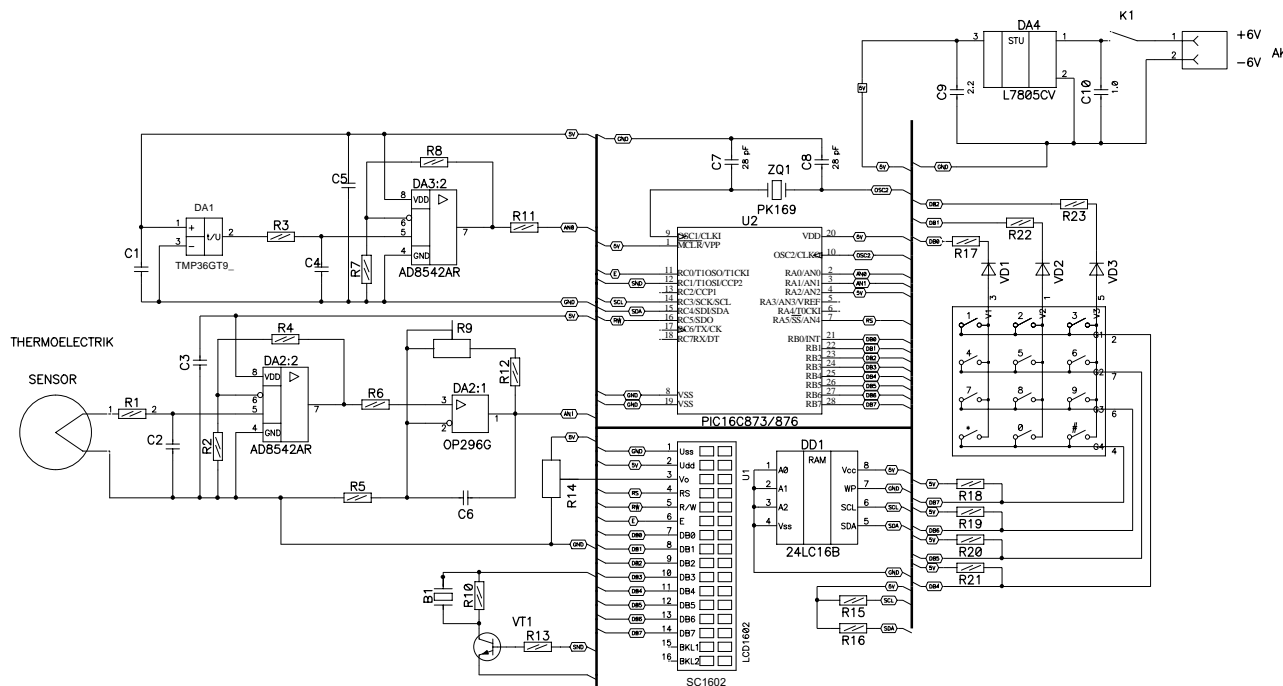


Рис. 4

рами ведущих зарубежных производителей. Целью работы было показать, что на основе разработанных отечественных термоэлектрических сенсоров и сравнительно несложной схемотехники возможно производство надежных и простых в эксплуатации автономных приборов с характеристиками не хуже зарубежных аналогов [1], но на 1,5—2 порядка дешевле.

Дальнейшая работа над устройством заключалась в «осовременивании» элементной базы, расширении возможностей дистанционного локального измерения температуры разного рода объектов, в повышении помехозащищенности, верификации и архивации данных исследований.

На рис. 4 приведена принципиальная электрическая схема прибора на основе программируемых микроконтроллеров серии PIC (Microchip). Хотя приведенная схема прибора в значительной мере повторяет рис. 2 и не настолько очевидна с точки зрения принципа действия, однако значительно более адаптирована к функциональному и информативному расширению, вполне пригодна для SMD-исполнения. Существенное преимущество данного решения усматривается также в том, что микроконтроллер может быть относительно легко перепрограммирован на другие объекты, допускает до десятков алгоритмов работы с внешним устройством памяти, архивацию данных измерений и др.

Следующим этапом работы была разработка дистанционного устройства извещения о локальном повышении температуры различного рода объектов. Для простоты изложения остановимся лишь на одном возможном применении — извещателе пожарном дистанционном объемном. (Такое название в некоторой мере условно, поскольку в нормативных документах Украины такой класс приборов, в отличие от мировых стандартов, пока не предусмотрен [5].)

Принцип действия данного извещателя заключается в регистрации некоторого порогового значения электромагнитного излучения (ИК-, УФ- или видимого спектра), что позволяет фиксировать повышение температуры или открытое пламя. На рис. 5 приведена принципиальная электрическая схема пожарного извещателя. Извещение о локальном повышении температуры реализуется, в данном случае, аналоговым (безадресным) путем увеличения тока в шлейфе.

Изготовленные опытные образцы извещателей показали чувствительность не хуже $\pm 3^\circ\text{C}$ в границах телесного угла 1 ср на расстоянии до 5 м. Чувстви-

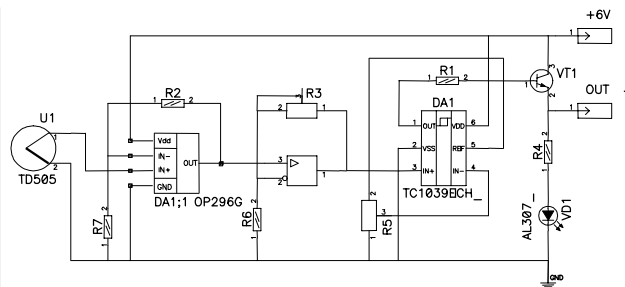


Рис. 5

тельность устройства обеспечивает возможность его применения в пожарной и охранной технике согласно существующим мировым требованиям.

Очевидно, что представленные схемотехнические решения представляют собой иллюстративный вариант: разработаны устройства, которые включают процессоры с соответствующей защитой от электрических наводок, верификацией и архивацией данных. Отметим только, что ток потребления в дежурном режиме не превышает 200 мкА, а в режиме срабатывания составляет до 20 мА. Такое изменение тока в шлейфах может быть надежно зафиксировано центральным пультом.

Выводы

Пленочные термоэлектрические преобразователи представляются вполне пригодными для разработки и создания приборов дистанционного измерения температуры в различных областях и имеют преимущества по сравнению с традиционными устройствами. Неселективность приемников, низкое выходное сопротивление, воспроизводимость характеристик, сравнительно невысокая себестоимость определяют конкурентоспособность таких устройств.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. The infrared temperature / Handbook, Omega Engineering Inc.— North American Edition, 1994.
2. Фигурнов Э., Мрыхин С. Инфракрасный термометр // Радио.— 1981.— Вып. 5.— С. 18—20.
3. Бирюков С. Применение АЦП КР572ПВ5 // Радио.— 1998.— Вып. 8.— С. 62.
4. Кушнерев А. Микро мощный стабилизированный преобразователь напряжения // Радио.— 1989.— Вып. 5.— С. 74.
5. ДБН В.2.5-13—98. Гос. строит. нормы Украины. Инженерное оборудование зданий и сооружений. Пожарная автоматика зданий и сооружений.— Киев: Гос. комитет строительства, архитектуры и жилищной политики Украины, 1999.

ПАМЯТНЫЕ ДАТЫ В 2005 ГОДУ

- 18 апреля — 50 лет со дня смерти А. Эйнштейна (1879—1955), физика-теоретика, одного из основателей современной физики, лауреата Нобелевской премии.
- 23 апреля — 40 лет со дня запуска (1965) первого отечественного автоматического спутника космической системы связи "Молния-1".
- 28 июля — 90 лет со дня рождения (1915) Ч.-Х. Таунса, американского физика, одного из основателей квантовой электроники, лауреата Нобелевской премии.
- 4 августа — 75 лет назад (1930) советский ученый Л. А. Кубецкий подал авторскую заявку на изобретен-

- ный им фотоэлектронный умножитель, ставший родоначальником нового класса электронных приборов.
- 18 сентября — 70 лет со дня рождения (1935) Ю. В. Гуляева, ученого в области радиофизики, электроники, акустики.
- 22 октября — 30 лет назад (1975) выведен на орбиту первый искусственный спутник планеты Венера, который передал на Землю первое телевизионное изображение ее поверхности.
- 29 октября — 125 лет со дня рождения А. Ф. Иоффе (1880—1960), ученого-физика, создателя отечественной физической школы, пионера исследования полупроводников.

Д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ, А. Х. ДУНАЕНКО,
к. ф.-м. н. В. Д. ФОТИЙ

Украина, г. Черновцы, Конструкторско-технологическое бюро «Фотон»
E-mail: photon@argocom.cv.ua, vdphotiy@yandex.ru

Дата поступления в редакцию
06.08 2004 г.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ

Комплекс ИКФ-009 позволяет сократить время и стоимость этапов при разработке приемников излучения и повысить достоверность измеряемых параметров при высокой надежности эксплуатации.

Определение фотоэлектрических параметров приемников излучения на этапах НИР и ОКР, в производстве и эксплуатации выполняется с применением сложных измерительных схем [1]. Учитывая, что промышленность в настоящее время не выпускает специализированного оборудования этого класса, в измерительных схемах применяется большое количество механических, электронных приспособлений и узлов, а также регистрирующих приборов.

Опыт работы КТБ «Фотон» по разработке и производству различных приемников излучения показал целесообразность формирования нескольких измерительных комплексов. Одним из них является комплекс ИКФ-009, предназначенный для определения фотоэлектрических параметров многоэлементных приемников излучения УФ-, видимого и ИК-диапазонов спектра. Блок-схема комплекса приведена на рис. 1.

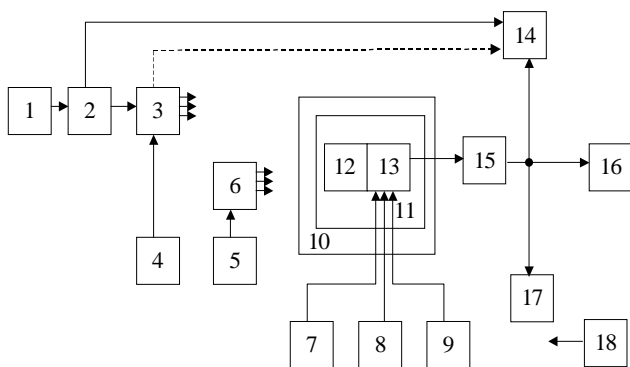


Рис. 1. Блок-схема комплекса ИКФ-009:

1 — генератор Г5-54; 2 — генератор Г5-78; 3 — излучатель АДБ 161.10.00; 4, 7 — источник питания Б5-30; 5 — источник питания Б5-21; 6 — источник фонового излучения АДБ7.6995.00.00; 8 — источник питания АДБ 161.30.00; 9 — блок базовый АДБ7.0200.000.00; 10 — камера тепла и холода АДБ7.0002.00-04; 11 — измерительная колодка с координатным столиком АДБ 169.30.00; 12 — фотоприемник; 13 — устройство для измерений; 14 — осциллограф С1-122А; 15 — нагрузка АДБ7.5997.00.00; 16 — импульсный вольтметр РВ4-17; 17 — микровольтметр В3-57; 18 — вольтметр постоянного тока В7-22А

Комплекс состоит из генераторов Г5-54 и Г5-78, источника питания типа Б5-30, обеспечивающего необходимый режим работы излучателя АДБ 161.10.00, который генерирует импульсы нано- и микросекундного диапазонов в ближней инфракрасной области спектра излучения. Блок Б5-21 (6) обеспечивает питание источника фонового излучения, вырабатывающего немодулированное излучение в диапазоне 0,35...3,8 мкм необходимой мощности.

Для исследования параметров фотоприемников при воздействии климатических условий используется камера тепла и холода (температурный диапазон $-60...+100^{\circ}\text{C}$). Полезный объем камеры (рис. 2) составляет 55 дм³ [2]. При климатических испытаниях фотоприемники размещаются внутри этой камеры, а импульсы лучистого потока инфракрасной области спектра подаются на фотоприемник через заграждающий узел 4. Сигналы, вырабатываемые излучателем, можно также вводить внутрь камеры и с помощью оптоволоконного кабеля.

Для улучшения эксплуатационных характеристик ИКФ-009 применяются сменные типы излучателей с различной длиной волны, мощность излучения которых определяется с помощью УФ-радиометра [3] и

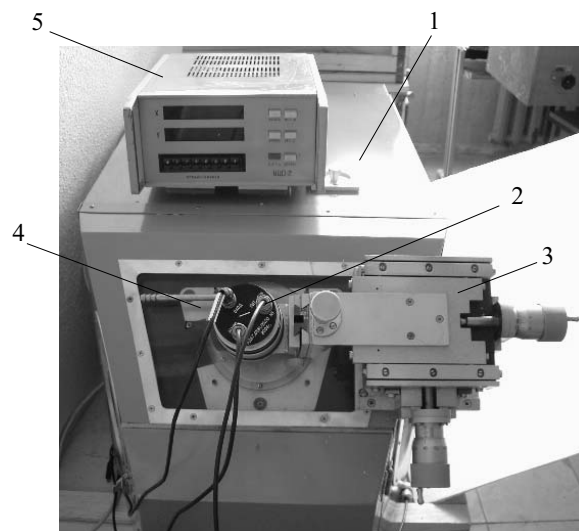


Рис. 2. Камера тепла и холода с координатным столиком:

1 — камера тепла и холода; 2 — излучатель; 3 — координатный столик; 4 — заграждающий узел; 5 — переносное цифровое устройство

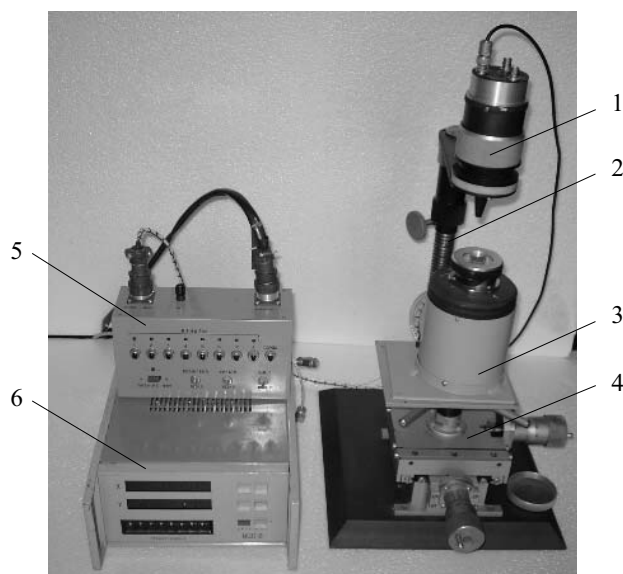


Рис. 3. Штатив с координатным столиком:
1 — излучатель; 2 — штатив; 3 — устройство для измерений; 4 — координатный столик; 5 — коммутатор; 6 — переносное цифровое устройство

фотометра-радиометра «Кварц-01» (ОАО «Кварц», г. Черновцы). Излучатель 2 крепится на координатный столик 3, размещенный на окне камеры тепла и холода, что дает возможность перемещать источник излучения по приемным площадкам фотоприемников.

Измерение фотоэлектрических параметров в нормальных климатических условиях производится вне камеры тепла и холода, при этом излучатель крепится к штативу 2 (рис. 3), а фотоприемник с колодкой размещаются на другом координатном столике. Передвижение фотоприемника по координатам X и Y осуществляется с помощью микровинтов, связанных с электронно-оптическим преобразователем. Электрический сигнал преобразователя подается на цифровое пересчетное устройство 6, табло которого отображает значение линейного перемещения фотоприемника. Перемещение фотоприемника по координате Z осуществляется с помощью микровинта до получения максимального сигнала.

Измерительные приборы 14, 16 и 17 на рис. 1 относятся к регистрирующему устройству для измерения параметров электрических импульсов на выходе приемника излучения, а также его шумовых характеристик.

Определение временных характеристик приемников излучения в реальном времени осуществляется осциллографом С1-122А. Оценка длительности нарастания и спада фотосигнала производится по уровню 0,1 и 0,9, а длительности импульсной характерис-

тики — примерно на уровне 0,1 пикового значения фотосигнала. В измерительном комплексе ИКФ-009 использован режим внешней синхронизации, при котором открываются широкие возможности для исследования временных характеристик фотосигнала. Достигнутая погрешность измерения временных параметров не превышает $\pm 4\%$.

Измерение напряжения шума осуществляется микровольтметром типа ВЗ-57 при отсутствии подачи на фоточувствительный слой приемника излучения импульсного фотосигнала и воздействия фонового сигнала. Мощность источника фонового излучения устанавливается с помощью специального фотодиода, откалиброванного по спектральной чувствительности.

Для измерения параметров многоплощадочных приемников излучения используется координатный столик с электронным отсчетом, имеющий возможность перемещать приемник излучения по координатам X , Y и Z с точностью ± 10 мкм.

Входящие в состав ИКФ-009 измерительные приборы и устройства установлены на приборной стойке и соединены между собой электрическими проводами и кабелями. Выбранная система компоновки измерительного комплекса позволяет:

- улучшить взаимную экранировку между узлами и приборами, в результате чего уменьшаются паразитные связи и уровень наводок;

- широко использовать нормализацию узлов и приборов, что упрощает возможность модернизации при определении параметров различных типов фотоприемных устройств;

- повысить производительность работы оператора и снизить вероятность появления грубых ошибок при измерениях;

- существенно упростить наладку и ремонт аппаратуры, а также ее поблочную проверку, что позволяет быстро обнаружить неисправность и оперативно ее устранить.

Использование комплекса ИКФ-009 позволяет значительно сократить время и стоимость этапов НИР и ОКР при разработке новых приемников излучения и повысить достоверность измеряемых параметров при высокой надежности эксплуатации.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Блинов И. Г., Кожитов Л. В. Оборудование полупроводникового производства. — М.: Машиностроение, 1986.
2. Дунаенко А. Х., Фотий В. Д., Ащеулов А. А. Камера тепла и холода для изделий фотоэлектронной техники // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2003. — № 6. — С. 51—52.
3. Ащеулов А. А., Бутенко В. К., Докторович И. В. и др. Ультрафиолетовый радиометр диапазона 300...400 нм // Там же. — 2004. — № 4. — С. 31—32.

ПАМЯТНЫЕ ДАТЫ В 2005 ГОДУ

- 2 декабря — 125 лет со дня рождения Н. Д. Папалекси (1880—1947), одного из основоположников отечественной радиофизики и радиотехники.
- 8 декабря — 100 лет со дня рождения Ю. Б. Кобзарева (1905—1992), ученого в области радиотехники и радиофизики.
- 9 декабря — 40 лет со времени основания (1965) Московского государственного института электронной

- техники (технического университета).
- 27 декабря — 120 лет со дня рождения П. В. Шамова (1885—1982), ученого в области ТВ-техники, одного из основоположников советской школы телевидения.
- 200 лет со дня смерти К. Шаппа (1763—1805), французского механика, изобретателя оптического телеграфа.

Д. т. н. В. Г. ВЕРБИЦКИЙ, к. т. н. В. И. ЗОЛОТАРЕВСКИЙ,
Л. И. САМОТОВКА, Б. А. БАЛАЙ, А. Ф. ВОЦИНКИН,
В. Л. КОБА, Е. С. ТОВМАЧ, А. А. ЯВЕЦКИЙ

Украина, г. Киев, Институт микроприборов
E-mail: ut4ui@yandex.ru

Дата поступления в редакцию
20.10.2004 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. М. ПОПОВ
(Институт микроприборов, г. Киев)

КМОП БИС 16-РАЗРЯДНОГО МИКРОПРОЦЕССОРА, УСТОЙЧИВОГО К ВОЗДЕЙСТВИЮ γ -РАДИАЦИИ

Приводятся результаты проектирования и испытаний КМОП БИС 16-разрядного микропроцессора, аналога 1810ВМ86, при воздействии накопленной дозы γ -радиации до 10^6 рад.

Фактором, сдерживающим широкое применение МДП-приборов (в частности КМОП ИС) в аппаратуре, эксплуатируемой в условиях воздействия ионизирующего излучения, является их относительно невысокая радиационная стойкость, которая в большинстве случаев характеризуется дозой γ -излучения порядка 10^4 рад. В связи с этим широко ведутся исследования влияния ионизирующего излучения на характеристики КМОП ИС с целью разработки рекомендаций по обеспечению их работоспособности в аппаратуре с заданными требованиями по радиационной стойкости [1].

Институт микроприборов разработал конструкцию и технологию изготовления КМОП БИС 1834ВМ86, функционирующую в условиях радиационного воздействия с общей накопительной дозой γ -излучения вплоть до 10^6 рад.

БИС 1834ВМ86 является полным функциональным аналогом БИС 1810ВМ86 [2], представляет собой однокристалльный высокопроизводительный 16-разрядный микропроцессор, выполнен по КМОП-технологии с n -карманом, самосовмещенным поликремниевым затвором и двумя уровнями алюминиевых токопроводящих шин.

В отличие от аналога, имеющего нижнюю границу по частоте следования тактовых сигналов, БИС 1834ВМ86 может работать при любой малой частоте, что обусловлено микросхемотехникой конструкций узлов БИС, работающих в квазистатическом электрическом режиме. Прекращение подачи тактового сигнала в любой момент работы не приводит к потере информации, т. к. микропроцессор сохраняет ее во внутренних регистрах. При возобновлении подачи тактового сигнала процессор продолжает работать, как будто никаких остановок и не было. Таким образом, пользователь получает удобное средство отладки программно-аппаратных решений, используя пошаговый режим с остановкой микропроцессора в любом состоянии на сколь угодно длительное время.

Полная функциональная идентичность выводов с микропроцессором 1810ВМ86 позволяет использовать 1834ВМ86 в качестве центрального процессор-

ного устройства при построении средств вычислительной техники АСУТП и, кроме того, для использования в робототехнических и космических системах, устойчивых к накопленной дозе γ -радиации.

Проектирование топологической конструкции элементов КМОП ИС 1834ВМ86, в том числе и элементов защиты функциональной схемы от статического электричества, тиристорного эффекта, выполнено на объемном монокристаллическом кремнии КДБ12(100). Конструкторско-технологические ограничения (КТО) разработаны с учетом максимально допустимых (не превышающих $\pm 0,15$ мкм) отклонений линейных размеров элементов КМОП ИС, изготовленных на пластинах монокристаллического кремния, от размеров, заданных в проектной документации в виде исходной информации, представляющей координаты точек топологических конструкций элементов в декартовой системе координат. При этом учитывалось, что фотолитографические процессы производства КМОП ИС будут выполняться методом проекционной фотолитографии с использованием позитивного фоторезиста, а также с учетом полной адаптации технологического маршрута и всех технологических режимов к применяемым в массовом, серийном производстве интегральных схем по типовой КМОП ИС-технологии с n -карманной изоляцией p -канальных от n -канальных МОП-транзисторов.

Минимальные значения КТО рассчитаны и обоснованы исходя из требований обеспечения необходимых уровней пробивных напряжений стоковых p - n -переходов, напряжений смыкания между стоками-истоками не менее 10 В, приемлемых величин сопротивлений токоведущих шин, затворов. Учтена необходимость исключения взаимных влияний пассивных "паразитных" элементов на активные и между активными элементами МОП-транзисторов, обеспечения напряжения питания U_{CC} КМОП БИС не более 6,0 вольт, а также обеспечения достаточного уровня процента выхода годных в производстве и эксплуатации электрических параметров в условиях функционирования КМОП ИС 1834ВМ86 на частоте тактовых сигналов не менее 10 МГц в диапазоне температур $-60...+85^\circ\text{C}$.

Минимально допустимые линейные размеры элементов КМОП ИС представлены в табл. 1. В условных обозначениях (например АВ12) первая буква — наименование элемента А, вторая буква — элемента В, цифры — нумерация элементов или размеров, затворов между элементами. Обозначения, использован-

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

ные в табл. 1: ИЛ — ионное легирование; P, p^+, N, n^+, p, n — тип проводимости области полупроводника.

Указанные в таблице КТО рассчитаны исходя из того, что технологические режимы создания в объемном монокристаллическом кремнии активных областей и элементов должны обеспечивать:

— поверхностное сопротивление N -кармана в пределах $2000 \pm 300 \text{ Ом}/\square$ при глубине залегания p - n -перехода $5 \pm 0,5 \text{ мкм}$;

— поверхностное сопротивление областей p^+ -типа проводимости в пределах $90 \pm 10 \text{ Ом}/\square$ при глубине залегания p - n -переходов $0,5 \pm 0,1 \text{ мкм}$;

— поверхностное сопротивление областей n^+ -типа проводимости в пределах $50 \pm 10 \text{ Ом}/\square$ при глубине залегания p - n -переходов $0,5 \pm 0,1 \text{ мкм}$;

— поверхностное сопротивление областей n -типа проводимости поликремниевых токоведущих шин не более $30 \text{ Ом}/\square$;

Таблица 1

Конструктивно-технологические ограничения для проектирования топологии элементов микросхемы 1834VM86 (10 МГц)

Области элементов	Параметры (характеристики) областей. Комбинация областей в топологии	Минимальный размер, мкм
A11 A21	Слой 1. А Области карманов, легированных фосфором Ширина N -кармана Расстояние между N -карманами	4,8 9,6
B11 B12 B13 B21 B22 AB11 AB12 AB21 AB22	Слой 2. В Активные области Ширина p^+ -областей Ширина n^+ -областей внутри кармана Ширина n^+ -областей вне кармана Расстояние между смежными активными областями одного типа проводимости Расстояние между смежными активными областями разного типа проводимости Перекрывание N -карманом p^+ -активной области Перекрывание N -карманом n^+ -активной области Расстояние p^+ -активных областей в P -подложке от N -кармана Расстояние n^+ -активных областей в P -подложке от N -кармана	3,2 3,2 6,4 1,6 2,4 2,0 0 2,4 6,4
AC1	Слой 3. С Пассивные области, легированные бором Перекрывание маской под пассивные области p -типа N -кармана	2,4
D11 D21 D31 DB1 DB2 DB3	Слой 4. Д Затворы и проводники из поликремния Ширина поликремниевых затворов Расстояние между поликремниевыми затворами Расстояние между поликремниевой шиной и смежной активной областью Перекрывание поликремниевым затвором полевого окисла в направлении ширины канала МОП-транзистора (МОПТ) Ширина истоковой, стоковой области n^+ -типа Ширина истоковой, стоковой области p^+ -типа	2,4 2,0 0,4 2,0 4,4 3,2
BE1 BE2 BE3 E11	Слой 5. Е Области ИЛ фосфором Расстояние от края окна под ИЛ фосфором истоков и стоков n^+ -канальных транзисторов до края активной области Перекрывание окном под ИЛ фосфором n^+ -активных областей Перекрывание окном под ИЛ фосфором p^+ -активных областей Расстояние между окнами под ИЛ фосфором	2,0 0,8 1,6 2,4
F11 FB1 FE1 FB2	Слой 6. F Области ИЛ бором Расстояние между окнами под ИЛ бором Перекрывание окном под ИЛ бором p^+ -активных областей Расстояние между окнами под ИЛ бором и окнами под ИЛ фосфором в контактах к N -карману и P -подложке Расстояние между окнами под ИЛ бором и n^+ -активными областями	2,4 0,8 0 1,6
G11 G21 GB1 GE1 GD1 GD2	Слой 7. G Контактные окна 1 Размер контактного окна 1 Расстояние между контактными окнами Перекрывание активной областью p -типа контактного окна Перекрывание окном под ИЛ фосфором контактного окна Перекрывание поликремниевой шиной контактного окна Расстояние между контактным окном и затвором транзистора	1,6×1,6 2,4 1,6 1,6 1,6 2,0
H11 H21 HG1	Слой 8. H Контактные площадки и проводники первого уровня Ширина шины металлизации Расстояние между шинами Перекрывание металлизированной шиной контактного окна 1	5,0 2,0 2,0
J11 J21 JG1 JH1 JB1 JD1 JB2 JD2	Слой 9. J Контактные окна 2 Размер контактного окна 2 Расстояние между контактными окнами 2 Расстояние между контактными окнами 1 и контактными окнами 2 Перекрывание контактного окна 2 металлизированной шиной первого уровня Расстояние между контактным окном 2 и краем активной области Расстояние между контактным окном 2 и краем поликремния Перекрывание активной областью контактного окна 2 Перекрывание поликремниевой шиной контактного окна 2	2,4×2,4 3,2 3,2 2,0 1,6 1,6 2,0 2,0
I11 I21 IJ1	Слой 10. I Контактные площадки и проводники второго уровня Ширина шины металлизации Расстояние между шинами Перекрывание металлизированной шиной 2 уровня контактного окна 2	5,6 2,0 2,0
K11	Слой 11. K Окна в пассивирующем покрытии Перекрывание окна в пассивирующем покрытии контактной площадкой 2 уровня	9,6

— двухуровневые металлические токоведущие шины на основе материала Al+1%Si ;

— подзатворный диэлектрик — двуокись кремния толщиной 400–500 Å с относительной диэлектрической проницаемостью 3,85—3,95.

Радиационная стойкость КМОП ИС к накопленной дозе γ -радиации во многом определяется как конструкцией ее элементов, так и технологией изготовления. Воздействие γ -радиации на МОП-структуры приводит к заметному изменению их электрических характеристик, что в основном обусловлено накоплением пространственного заряда как на границе раздела "диэлектрик—полупроводник", так и в объеме двуокиси кремния, а также уменьшением подвижности носителей заряда в приповерхностной области полупроводника [3, с. 97, 120—123].

Одной из основных характеристик МОП-структуры, наиболее подверженной изменениям от воздействия γ -радиации, является пороговое напряжение: в КМОП-транзисторах на тонком подзатворном диэлектрике — пороговое напряжение активного n - или p -канального МОП-транзистора, а на толстом защитно-разделительном диэлектрике — пороговое напряжение транзистора, образующегося между элементами КМОП ИС (так называемый "паразитный" МОП-транзистор).

При воздействии радиации на КМОП ИС в тонком слое подзатворного диэлектрика (чаще всего на границе раздела SiO_2 —Si) образуется положительный заряд, который приводит к понижению пороговых напряжений n -МОПТ и повышению пороговых напряжений p -МОП-транзисторов. Поэтому для КМОП ИС с напряжением питания $5,0 \pm 10\%$ В, стойких к радиационному воздействию, пороговые напряжения n -МОП-транзисторов должны быть в пределах 0,8—1,0 В, а p -МОП-транзисторов — в пределах 0,5—0,7 В.

Управление пороговым напряжением достигается с помощью подлегирования каналов МОП-транзисторов, т. е. изменением поверхностной концентрации примесей в подложке p -типа на границе раздела "подзатворный диэлектрик—подложка МОП-транзистора" или в кармане n -типа проводимости. Для устранения дополнительной концентрации дефектов, возникающих в диэлектрических пленках на границе раздела "диэлектрик—полупроводник", подлегирование каналов МОП-транзисторов выполняется до создания подзатворной двуокиси кремния.

Повысить пороговое напряжение n -канального паразитного МОП-транзистора можно путем увеличения концентрации примесей бора под защитно-разделительным слоем двуокиси кремния (LOCOS) до $(3...5) \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ (см. обл. p^+ на рис. 1).

При этом необходимые пробивные напряжения стокowych p - n -переходов обеспечиваются уровнем легирования подложки p -типа проводимости, а также величиной расстояния (l) от внешнего контура стокового p - n -перехода до сильнолегированной области p^+ -типа проводимости. Расстояние $l \geq 2$ мкм обеспечивает величину пробивных напряжений p - n -переходов не менее 10 В при концентрации примесей в подложке p -проводимости не более 10^{16} см^{-3} .

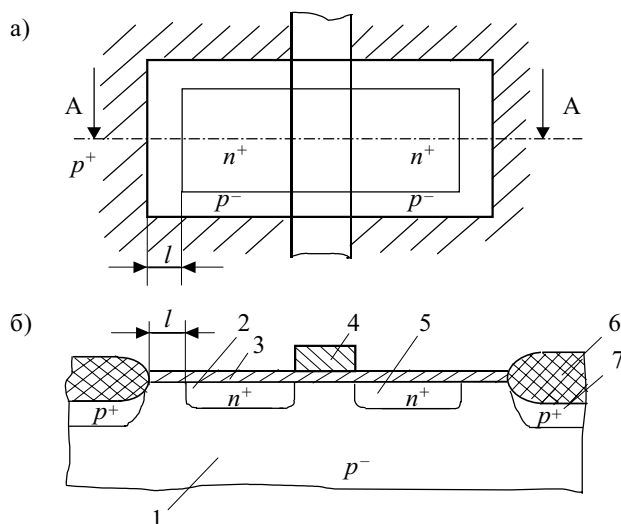


Рис. 1. Топологическая схема (а) и разрез (б) радиационно стойкого активного n -МОП-транзистора:

1 — подложка монокристаллического кремния p -типа проводимости КДБ12 (100); 2 — сток МОПТ; 3 — подзатворный диэлектрик; 4 — поликремниевый затвор n -типа проводимости; 5 — исток МОПТ; 6 — двуокись кремния (LOCOS); 7 — область подлегирования с целью повышения значений "паразитного" порогового напряжения

Уменьшение толщины подзатворного окисла до 400—450 Å приводит к существенному снижению чувствительности порогового напряжения к воздействию радиации. Так, доза γ -излучения 10^4 рад для подзатворного диэлектрика толщиной 1500 Å изменяет пороговое напряжение МОПТ на такую же величину, что и доза 10^6 рад для подзатворного диэлектрика толщиной 450 Å. Температурные, плазмохимические режимы обработки и создания элементов КМОП ИС после изготовления подзатворного диэлектрика существенно влияют на радиационную стойкость МОП-структуры. Последующие температурные воздействия в технологическом процессе производства КМОП ИС не должны превышать 850°C с целью снижения степени накопления дефектов на границе раздела Si— SiO_2 .

Результаты проведенных исследований влияния радиационно-термических обработок на величины пороговых напряжений тестовых n -канальных МОП-транзисторов БИС 1834ВМ86 представлены в табл. 2. Радиационное воздействие, в том числе и повторное, проводилось от источника γ -излучения ^{60}Co мощностью 90 рад/с до набора общей дозы $1,26 \cdot 10^6$ рад, а последующий отжиг проводился при $T=400^\circ\text{C}$ в течение

Таблица 2
Влияние радиационно-термических обработок на пороговое напряжение

Номер образца	Исходное пороговое напряжение, В (толщина окисла 400—450 Å)	Пороговое напряжение после облучения, В	Пороговое напряжение после облучения, последующего отжига и повторного облучения, В
1	0,85	0,50	0,6
2	0,83	0,50	0,61
3	0,80	0,52	0,67
4	0,87	0,60	0,68

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

20 мин. Как видно из таблицы, после облучения МОП-транзисторов γ -квантами дозой $1,26 \cdot 10^6$ рад и низкотемпературного отжига последующее γ -облучение с такой же дозой приводит к меньшему сдвигу порогового напряжения n -канальных транзисторов относительно исходных значений.

Для p -канальных МОП-транзисторов эффект уменьшения сдвига порогового напряжения после радиационно-термического воздействия менее выражен.

Такие параметры МОП-транзисторов как удельная крутизна, активное сопротивление области стока, пороговое напряжение определялись методом, представленным в работе [4].

Последовательное применение двух радиационно-термических обработок приводит к дальнейшему повышению стойкости МОП-транзисторов и БИС в целом к воздействию γ -радиации. Это повышение радиационной стойкости объясняется разрывом напряженных связей в структурах $\text{SiO}_x\text{—Si}$ на границе раздела "подзатворный диэлектрик—полупроводник" с восстановлением валентных связей и снижением концентрации напряженных связей после термических обработок [3, с. 200].

Испытания КМОП БИС 1834ВМ86, подвергнутых двум радиационно-термическим воздействиям в ус-

ловиях накопления дозы γ -радиации, проводились на установке "Гамма МРХ-25М". Схема динамической электрической нагрузки приведена на **рис. 2** (см. также **табл. 3**). Параметры электрического режима показаны в **табл. 4**.

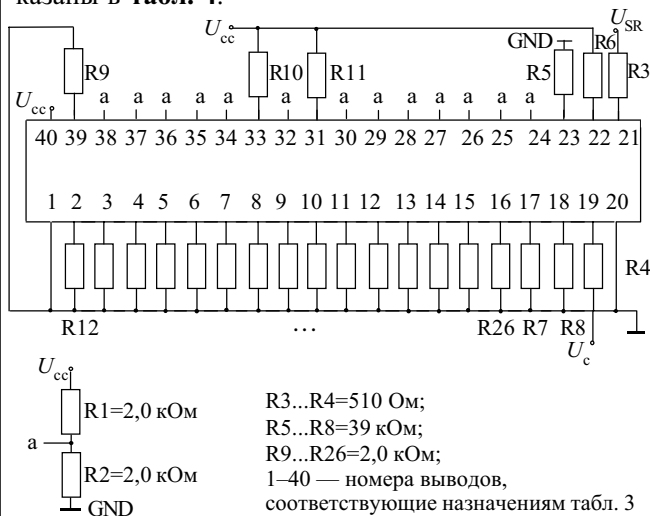


Рис. 2. Электрическая схема включения КМОП ИС 1834ВМ86 при радиационном воздействии

Таблица 3

Назначения выводов схемы рис. 2

Номер вывода	Назначение вывода		Обозначение		Тип вывода	
	Минимальный режим	Максимальный режим	Минимальный режим	Максимальный режим	Минимальный режим	Максимальный режим
1, 20	Общий вывод		0V		—	
2—16	Канал адреса/данных		A/D14 — A/D0		Вход/выход с тремя состояниями	
17	Немаскируемый запрос прерывания		NM1		Вход	
18	Маскируемый запрос прерывания		INT			
19	Тактовый сигнал		C			
21	Сброс		SR			
22	Готовность		RDY			
23	Проверка		TEST			
24	Подтверждение прерывания	Состояние очереди команд 1	INTA	QS1	Выход	
25	Разрешение фиксации адреса	Состояние очереди команд 0	ALE	QS0		
26	Разрешение передачи данных	Состояние цикла канала 0	DEN	SA0	Выход с тремя состояниями	
27	Выдача/прием данных	Состояние цикла канала 1	DT/R	SA1		
28	Признак обращения к ЗУ или УВВ	Состояние цикла канала 2	M/I0	SA2		
29	Запись	Программная блокировка	WR	LOCK		
30	Подтверждение захвата	Запрос/разрешение доступа к магистрали 1	HLDA	RQ/GT1	Выход	Вход/ выход
31	Захват	Запрос/разрешение доступа к магистрали 0	HOLD	RQ/GT0	Выход	Вход/ выход
32	Чтение		RD		Выход с тремя состояниями	
33	Режим управления минимальный/ максимальный		MN/MX		Вход	
34	Разрешение передачи по старшей половине канала A/D/состояние		BHE/SA7		Выход с тремя состояниями	
35 36—38	Канал адреса/состояния		A19/SA6 — A16/SA3			
39	Канал адреса/данных		A/D15		Вход/выход с тремя состояниями	
40	Напряжение питания		Ucc		5V	

Таблица 4
 Параметры электрического режима схемы рис. 2

Параметр	Значение параметра	Погрешность поддержания
Напряжение питания (U_{CC}), В	5,5	$\pm 5\%$
Напряжение тактовых сигналов верхнего уровня (U_{CH}), В	5,0	$\pm 10\%$
Напряжение тактовых сигналов нижнего уровня (U_{CL}), В	0,2	$\pm(10\% U_{CL} + 0,2 \text{ В})$
Напряжение сигнала "Reset" верхнего уровня (U_{SRH}), В	5,0	$\pm 10\%$
Напряжение сигнала "Reset" нижнего уровня (U_{SRL}), В	0,2	$\pm(10\% U_{CL} + 0,2 \text{ В})$
Период следования тактовых импульсов T_c , мкс	0,5	$\pm 10\%$
Длительность тактовых импульсов высокого уровня t_{CH} , мкс	0,2	$\pm 10\%$
Период следования сигнала "Reset" T_{SR} , мс	40	$\pm 10\%$
Длительность импульсов "Reset" t_{SR} , мс	0,1	$\pm 10\%$

Таблица 5
 Параметры БИС до и после радиационного воздействия

Параметры	До воздействия		После воздействия	
	min	max	min	max
Ток потребления в статическом режиме I_{CC} , мкА	40	310	80	330
Выходное напряжение низкого уровня U_{OL} , В	0,174	0,226	0,170	0,194
Выходное напряжение высокого уровня U_{OH} , В	4,22	4,3	4,3	4,31
Входной ток низкого уровня I_{IL} , мкА	220	250	200	220
Входной ток высокого уровня I_{IH} , мкА	-150	-160	-120	-130
Ток утечки на входе I_L , выходной ток в состоянии "выключено" I_{OZ} , мкА	Единицы нА		Единицы нА	

Значения основных параметров БИС 1834ВМ86 до и после радиационного воздействия γ -излучения дозой $1,26 \cdot 10^6$ рад приведены в табл. 5, а эксплуатационные параметры радиационно стойкого КМОП-микрпроцессора приведены в табл. 6.

Контроль функционирования и временных параметров БИС проводился на частоте 8 МГц как до, так и после воздействия накопленной дозы $1,26 \cdot 10^6$ рад. Отказов в работе БИС, в том числе и кратковременных, в температурном диапазоне $-60...+125^\circ\text{C}$ не наблюдалось.

Таким образом, разработка радиационно стойких БИС с напряжением питания не более 6,0 В на основе подложек объемного монокристаллического кремния p -типа проводимости связано с выбором оптимальной конструкции МОП-элементов БИС, а также с применением радиационно-термических обработок в процессе изготовления кристаллов КМОП БИС. Применение двух радиационно-термических обработок с уровнем накопленной дозы γ -радиации $1,26 \cdot 10^6$ рад и температурой отжига 400°C в течение 20 мин стабилизирует электрические параметры КМОП БИС.

Таблица 6
 Эксплуатационные параметры и основные характеристики радиационно стойкого КМОП-микрпроцессора 1834ВМ86

Количество элементов, шт.	35000
Количество регистров общего назначения	8
Разрядность регистров общего назначения	16
Количество каналов обмена информацией	2
Разрядность адреса	20
Разрядность данных	16
Формат команд, байт	1—6
Количество базовых команд	135
Объем адресуемой памяти, Мбайт	1
Количество уровней прерывания	256
Число режимов адресации	24
Частота импульсов тактовых сигналов, МГц	0—10
Мощность потребления на частоте 10 МГц, мВт	250
Наличие средств мультипроцессорирования	Имеются
Выходное напряжение низкого уровня $ U_{OL} $, В	$\leq 0,4$
Выходное напряжение высокого уровня $ U_{OH} $, В	$\geq 3,5$
Входной ток высокого уровня $ I_{IH} $, мкА	-40...-400
Входной ток низкого уровня $ I_{IL} $, мкА	40...400
Ток утечки высокого (низкого) уровня на входах $ I_{LH}(I_{LL}) $, мкА	$\leq \pm 1,0$
Выходной ток низкого уровня в состоянии "выключено" I_{OZ} , мкА	≤ -10
Ток потребления I_{CC} , мкА	≤ 500
Динамический ток потребления, мА/МГц	≤ 10
Емкость входа/выхода микросхемы, пФ	≤ 20
Напряжение питания U_{CC} , В	4,5—5,5

Как показали испытания КМОП БИС 1834ВМ86 (см. табл. 4), уход основных электрических параметров незначителен.

Выбранные конструктивно-технологические ограничения и некоторые особенности технологического процесса изготовления позволили спроектировать и изготовить образцы КМОП БИС 16-разрядного микрпроцессора 1834ВМ86 с предельно допустимой тактовой частотой до 10 МГц и устойчивого к радиационному воздействию с общей накопленной дозой γ -излучения до $1,0 \cdot 10^6$ рад.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Лавренцов В. Д., Хорохина Л. Н., Юсов Ю. П. Работоспособность МДП приборов при воздействии ионизирующих излучений в реальных условиях эксплуатации // Зарубежная электронная техника. (М: ЦНИИ «Электроника».)— 1991.— № 1—2.
2. Хвощ С. Т., Варлинский Н. Н., Попов Е. А. Микропроцессоры и микроЭВМ в системах автоматического управления. Справочник.— Л.: Машиностроение, 1987.
3. Коршунов Ф. П., Богатырев Ю. В., Вавилов В. А. Воздействие радиации на интегральные микросхемы.— Мн.: Наука и техника, 1986.
4. А. с. 1716896 СССР. Способ определения электрофизических параметров МДП-транзистора / Л. И. Самотовка, В. И. Золотаревский, Г. Б. Сердюк.— 01.11 91 г.

Дата поступления в редакцию
30.03—18.11 2004 г.

К. т. н. В. В. РЮХТИН, к. т. н. Ю. Г. ДОБРОВОЛЬСКИЙ

Украина, г. Черновцы, ЦКБ «Ритм», НПФ «Тензор»
E-mail: rhythmrs@chv.ukrpack.net

Оппоненты к. т. н. А. А. МЕРЖВИНСКИЙ
(Ин-т кибернетики им. В. М. Глушкова, г. Киев),
А. А. ВОРОНЬКО (Центр оптоэлектронных
технологий, г. Киев)

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ ТЕРМОСТАБИЛИЗИРОВАННЫХ ГЕРМАНИЕВЫХ ФОТОДИОДОВ

Рассмотрены подходы к конструированию лавинных и нелавинных германиевых фотодиодов с применением эпитаксиальных структур и термоэлектрического охлаждения.

Развитие систем оптической связи предусматривает использование различных длин волн оптического излучения, в том числе ближнего инфракрасного диапазона. К широко используемым длинам волн относятся и длина волны 1,5 мкм, соответствующая максимуму поглощения германия, поэтому для регистрации оптического излучения этой длины волны используются, как правило, германиевые фотодиоды.

В настоящей работе рассмотрены подходы к конструированию лавинных и нелавинных германиевых фотодиодов.

Одним из основных параметров фотодиодов является порог чувствительности ($\Phi_{\text{п}}$) — величина, обратная обнаружительной способности, определяющая уровень светового потока, при котором среднеквадратичное значение сигнала равно среднеквадратичному значению шума. Чем ниже значение этого параметра, тем выше качество фотодиода.

Низкий порог чувствительности может быть получен, если избыточные шумы уменьшены до минимума, т. е. имеются только дробовые шумы. Средне-

квадратическое значение флуктуации тока дробовых шумов $I_{\text{ш}}^2$ фотодиода определяется как [1, с. 64]:

$$\overline{I_{\text{ш}}^2} = 2qI\Delta f, \quad (1)$$

где q — заряд электрона;
 I — ток через p - n -переход;
 Δf — полоса частот.

С другой стороны, согласно определению порога чувствительности, для монохроматического излучения [1, с. 64]

$$\Phi_{\text{п}} S_{I_{\lambda}} = \sqrt{I_{\text{ш}}^2}, \quad (2)$$

где $S_{I_{\lambda}}$ — токовая монохроматическая чувствительность;
 $I_{\text{ш}}$ — плотность тока шума в единичной полосе частот.

Отсюда

$$\Phi_{\text{п}} = [2q(I_t + I_{\text{ф}})\Delta f]^{1/2} S_{I_{\lambda}}^{-1}, \quad (3)$$

где I_t — темновой ток фотодиода;
 $I_{\text{ф}}$ — фототок фотодиода.

При обнаружении слабых световых сигналов, промодулированных с высокой частотой, зависимость пороговой чувствительности от темнового тока, который в данном случае определяет генерационно-рекомбинационный шум, усиливается.

Таким образом, для получения низких значений пороговой чувствительности в полосе частот, где преоб-

Таблица 1

Обозначение фотодиода, предприятие-изготовитель, страна	Диаметр фоточувствительного элемента, мм	Темновой ток, мкА	Токовая монохроматическая чувствительность, А/Вт	Рабочая длина волны, мкм	Рабочее напряжение, В	Рабочая температура, °С	Источник информации
B1918-01 , Hamamatsu, Япония	1	2	0,8	1,55	0,01	20	[2]
B1720-02 , Hamamatsu, Япония	1	0,3	0,8	1,55	0,01	20	[2]
B2538 , Hamamatsu, Япония	5	0,09	0,8	1,55	0,01	-10	[2]
ФД-351 , ГНЦ РФ ГУП «НПО «Орион», Россия	1	10	0,5 0,55	1,06 1,55	0,01	20	[3]
ФДГ-500СТ , ФГУП НИИ «Полус», Россия	0,8	0,05	0,9	1,5	0,01	5	[4]
ФД-312 , ОАО «Кварц», Украина	0,1	0,4	0,5	1,3	8	20	[5]

ладают дробовые шумы, необходимо обеспечивать минимально возможные значения темновых токов и максимально возможные значения токовой монохроматической чувствительности. Обе величины зависят от температуры, однако темновой ток с изменением температуры меняется больше, чем чувствительность.

Таким образом, уменьшение темнового тока германиевого фотодиода и повышение его чувствительности являются актуальной задачей, решение которой способно существенно увеличить пороговые характеристики фотоприемника, определяющие его качество.

Решением поставленной задачи заняты разработчики в разных странах. Нами рассмотрены результаты, полученные одним из ведущих мировых производителей фирмой Hamamatsu, ведущими российскими производителями и отечественным производителем (табл. 1) [2—5]. Анализ показывает, что для обеспечения необходимого технического уровня разрабатываемый фотодиод должен иметь темновой ток на уровне десятков нА, а токовую монохроматическую чувствительность — на уровне не менее 0,8 А/Вт на длине волны 1,55 мкм.

Как правило, проблема снижения темнового тока и повышения чувствительности решается как путем технологических и конструктивных подходов, так и путем снижения температуры кристалла фотодиода.

Как известно [6, с. 95—100], зависимость темнового тока генерационного происхождения от температуры приближенно определяется из соотношения $I_d \approx e^{-E_g/kT}$, а диффузионного — $I_d \approx e^{-E_g/2kT}$, где E_g — ширина запрещенной зоны полупроводника, k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура. Отсюда следует очевидный вывод о том, что охлаждение германиевого фотодиода могло бы способствовать уменьшению темнового тока.

В случае германиевых фотодиодов наблюдается довольно большая зависимость обратного тока от температуры, поскольку ширина запрещенной зоны германия составляет 0,69 эВ при 300 К, что существенно влияет на температурную зависимость генерации неосновных носителей заряда в нем. На рис. 1, а приведена зависимость темнового тока от температуры для двух видов германиевых фотодиодов — изготовленных из монокристаллического германия *p*-типа проводимости и изготовленных на основе эпитаксиальной структуры. Результаты получены на фотодиодах с площадью фоточувствительного элемента 2 мм².

Как видно на рисунке, при комнатной температуре величина темнового тока составляет примерно $8 \cdot 10^{-5}$ А для фотодиода на базе эпитаксиальной структуры и около $1 \cdot 10^{-4}$ А для фотодиода на базе монокристаллического германия *p*-типа проводимости. Понизив температуру кристалла фотодиода до -10°C можно достичь значения темнового тока 10^{-5} А в первом случае и $3 \cdot 10^{-6}$ А во втором. Изменение чувствительности в этом случае незначительно. Как видно на рис. 1, б, на длине волны 1,3 мкм значения чувствительности составляют 0,71 А/Вт при 20°C и 0,73 А/Вт при -10°C для фотодиодов, изготовленных на основе эпитаксиальной структуры, и соответственно 0,72 и 0,74 А/Вт для фотодиодов, изготовленных на основе монокристаллического германия. Таким образом, с

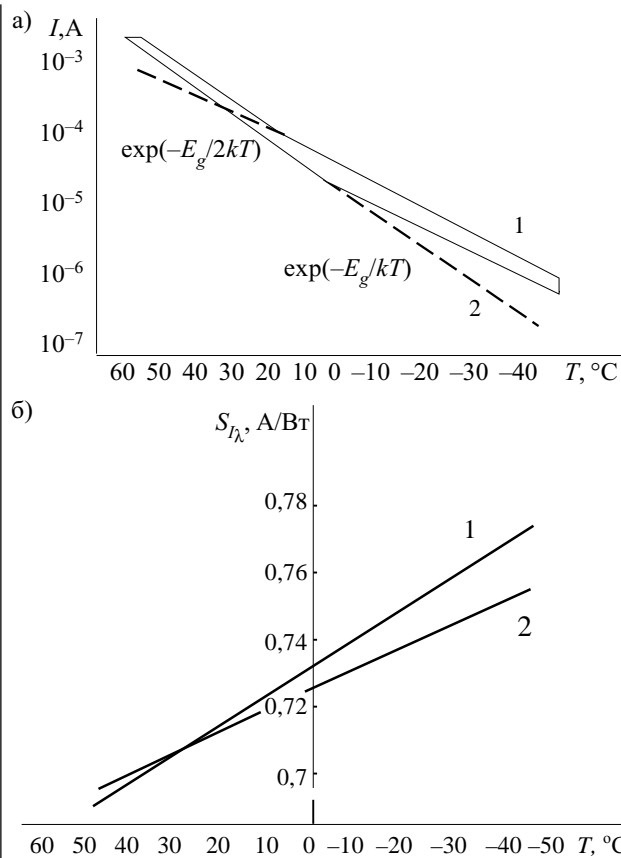


Рис. 1. Зависимость темнового тока (а) и токовой монохроматической чувствительности (б) германиевого фотодиода от температуры:

1 — фотодиод из монокристаллического германия *p*-типа проводимости; 2 — фотодиод на эпитаксиальной структуре

применением охлаждения можно уменьшить темновой ток германиевого фотодиода практически на порядок при небольшом увеличении чувствительности.

Изготовление германиевых фотодиодов для оптических систем связи, в т. ч. лавинных фотодиодов, обладает рядом особенностей. Кроме особенностей технологического характера, таких как использование медленного охлаждения кристалла фотодиода после термических операций, подготовка поверхности (отмывка ее перед началом каждого технологического этапа) и других, необходимо учитывать физическую природу поглощения электромагнитного излучения в германии, а также природу генерации темнового тока в нем, величина которого сказывается на величине шума фотодиода и, соответственно, на его пороговых характеристиках.

На рис. 2 приведен профиль распределения концентраций легирующей примеси по толщине пластины в фотодиоде на основе монокристаллического германия с исходной концентрацией примеси неосновных носителей заряда $N_D \approx 10^{16}$ см⁻³. На рис. 3 видно, что основная часть излучения с рабочей длиной волны $\lambda=1,3$ мкм (как и 1,5 мкм) поглощается в области высоких концентраций. Это приводит к уменьшению чувствительности таких фотоприемников за счет высокого уровня рекомбинации фотогенерированных носителей заряда. С другой стороны, уменьшение кон-

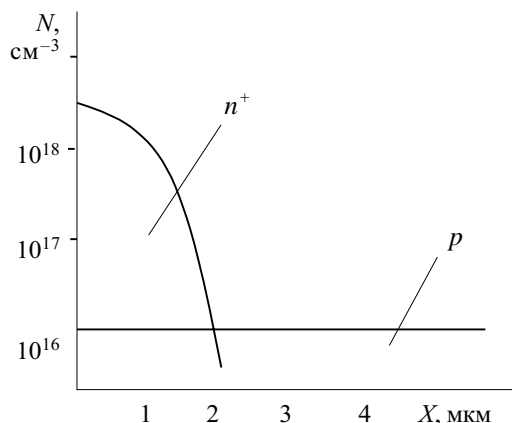


Рис. 2. Распределение концентрации легирующей примеси для фотодиода на основе германия p -типа проводимости

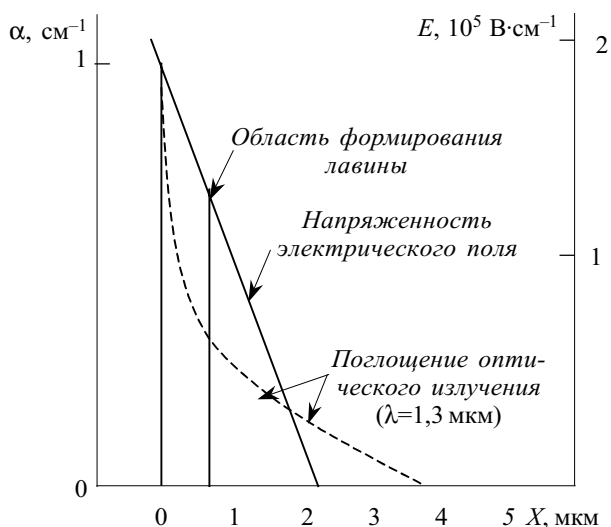


Рис. 3. Распределение напряженности электрического поля E и поглощения оптического излучения α по глубине структуры X лавинного фотодиода на основе германия p -типа проводимости

центрации доноров при создании p - n -перехода способствует одновременному увеличению диффузионной составляющей темнового тока.

Исследование различных вариантов конструкции фотодиодов показало, что снижение диффузионной составляющей возможно, если в качестве подложки (исходного германиевого материала) использовать эпитаксиальные структуры p - p^+ или n - n^+ с концентрацией носителей в $p^+(n^+)$ -области 10^{17} — 10^{18} см^{-3} . При толщине $p^+(n^+)$ -области $h_p(h_n) \cong W$ (области пространственного заряда) объемный темновой ток в таких условиях должен определяться генерационной составляющей.

В результате проведенных исследований в ЦКБ «Ритм» были разработаны принципы конструирования термостабилизированных лавинных и нелавинных германиевых фотодиодов для метрологических задач. В частности, реализована конструкция лавинного фотодиода.

На рис. 4 приведено распределение концентраций и напряженности электрического поля в p^+n - n^-n^+ -

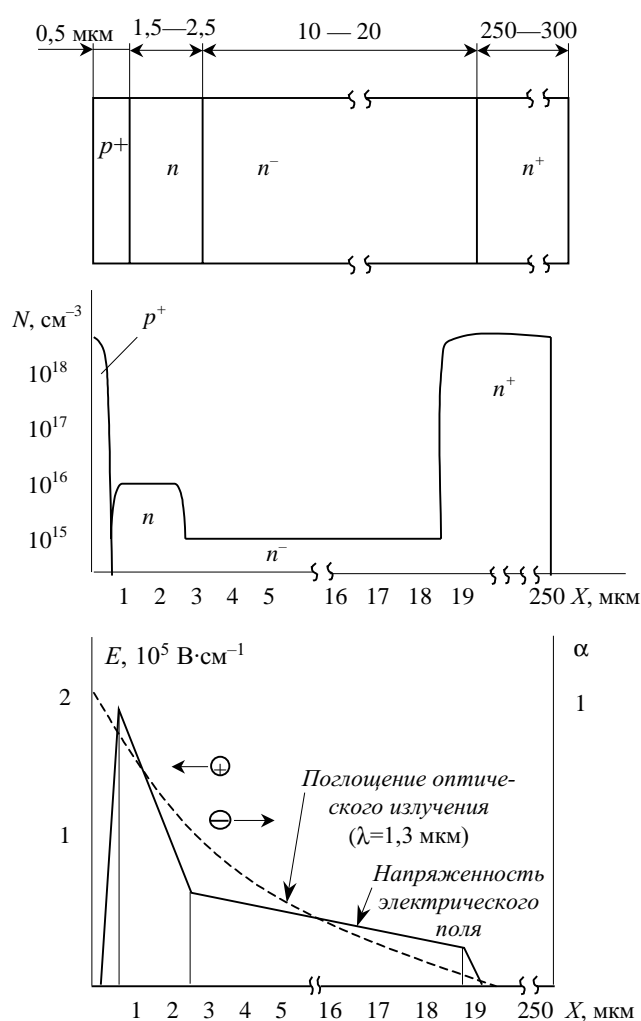


Рис. 4. Распределение концентраций N и напряженности электрического поля E в p^+n - n^-n^+ -структуре германиевого фотодиода

структуре германиевого лавинного фотодиода, изготовленного с учетом полученных результатов. Разработанный фотодиод обладает токовой монохроматической чувствительностью 10—20 А/Вт (в зависимости от величины рабочего напряжения), в то время как у его прямого аналога — лавинного фотодиода ФД 312Л [6] она составляет 5—7 А/Вт.

Аналогичная конструкция, за исключением области формирования лавины (область n -типа проводимости на рис. 4), реализована и для обычных германиевых фотодиодов. Одно из таких изделий — германиевый фотодиод с термоэлектрическим охлаждением «Призма 3», предназначенный для комплектации тестеров оптического излучения, проходящего по волоконно-оптическим линиям связи, оптимизированным на диапазон длин волн оптического излучения 0,6 — 1,85 мкм.

Конструктивно фотодиод выполнен в металлоглазном корпусе. Для термостабилизации кристалла фоточувствительного элемента использован однокаскадный термоэлектрический модуль, выполненный в слаботочном исполнении. Потребляемый ток модуля составляет 0,1—0,5 А. Суммарная холодопроизво-

длительность не менее 0,05 Вт при охлаждении фотодиода на 40°C (ток потребления 0,5 А). Площадь холодного спая 2,8×2,8 мм², площадь горячего спая 2,8×3,3 мм², высота модуля 2,6 мм.

Термоэлектрический модуль, которым снабжен фотодиод, обеспечивает перепад температуры между горячей и холодной гранями до 40°C, однако в соответствии с требованиями, выдвинутыми потребителем фотодиода, устанавливается рабочая температура около 10°C. Мощность, которую потребляет при этом охладитель, не превышает 0,25 Вт при токе 0,5 А. В корпус фотодиода встроен датчик температуры на базе транзистора КТС 395А (или его аналога КТ-129) в диодном включении. Выводы всех элементов устройства изолированы друг от друга и от корпуса. Минимальная наработка на отказ разработанных фотодиодов составляет не менее 10000 часов.

Схематическое изображение разработанного фотодиода приведено на рис. 5, где 1 — цоколь; 2 —

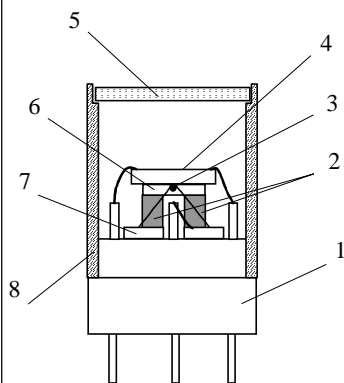


Рис. 5. Схематическое изображение конструкции фотодиода «Призма 3»

ветви термоэлектрического модуля; 3 — транзистор для контроля температуры; 4 — кристалл фотодиода; 5 — стеклянное входное окно; 6 — верхняя коммутационная пластина; 7 — нижняя коммутационная пластина; 8 — крышка.

Следует отметить, что конструкция разработанного фотодиода позволяет использовать его как в фотодиодном, так и в фотовольтаическом режимах. Однако в данной работе, согласно техническому заданию, все параметры нормированы для фотодиодного режима работы при температуре кристалла фотодиода 10°C.

В табл. 2 приведены основные характеристики фотодиода «Призма 3». Сравнение параметров разработанного охлаждаемого германиевого фотодиода и известных аналогов (табл. 1) показывает, что новый фотодиод по уровню параметров не уступает им.

Выводы

В результате исследований зависимости темнового тока германиевого фотодиода от температуры и изучения особенностей детектирования оптического излучения различными конструкциями фотодиодов разработаны подходы к конструированию лавинных и нелавинных германиевых фотодиодов.

Показано, что наиболее приемлемой является конструкция на основе эпитаксиальной структуры p-p⁺- или n-n⁺-типа проводимости с концентрацией носителей в p⁺(n⁺)-области 10¹⁷—10¹⁸ см⁻³. Толщина p⁺(n⁺)-области должна быть соизмеримой с шириной области пространственного заряда. Разработан охлаждаемый германиевый фотодиод с темновым током до 80 нА и токовой монохроматической чувствительностью до 0,85 А/Вт, что соответствует существующему уровню аналогичной техники.

Разработана конструкция лавинного фотодиода, которая обеспечивает увеличение токовой монохроматической чувствительности с 5—7 до 10—20 А/Вт.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Полупроводниковые фотоприемники: ультрафиолетовый, видимый и ближний инфракрасный диапазоны спектра / И. Д. Анисимова, И. М. Викулин, Ф. А. Заитов, Ш. Д. Курмашев.— М.: Радио и связь, 1984.
2. <http://www.sensor.al.ru/IGNIS/indiode.html>
3. Филачев А. М., Пономаренко В. П., Таубкин И. И. и др. Фотоприемники и фотоприемные устройства для приема импульсного излучения в спектральном диапазоне 0,3—11 мкм // Прикладная физика.— 2002.— № 6.— С. 55.
4. <http://www.polyus.msk.ru/RU/phdiodr.html>
5. Фотоприемники и фотоприемные устройства / Каталог ОАО «Кварц».— 2000—2001.— С. 61.
6. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Т. 1.— М: Мир, 1984.

Таблица 2

Параметр	Среднеизмеренное значение
Рабочее напряжение, В, не более	0,01
Темновой ток, мкА, не более	0,08
Токовая монохроматическая чувствительность на длине волны 1,55 мкм, А/Вт	0,85
Порог чувствительности, Вт·Гц ^{1/2} , не более	6·10 ⁻¹³
Нелинейность энергетической характеристики, %, при мощности падающего излучения:	
10 ⁻⁶ —10 ⁻³ Вт, не более	1
10 ⁻³ —3·10 ⁻³ Вт, не более	2
Температура кристалла фотодиода, °С, не более	10

П. А. ЕМЦЕВ

Украина, НТУУ "Киевский политехнический институт"
E-mail: yemtsev@gmx.netДата поступления в редакцию
15.09 2004 г.Оппонент к. т. н. В. И. ТИМОФЕЕВ
(НТУУ "КПИ", г. Киев)

МАЛОСИГНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ТРАНЗИСТОРА В РАЗРАБОТКЕ СВЧ МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Методика определения параметров малосигнальной модели транзистора позволяет при минимальном количестве исходных данных получить модель, пригодную для практического применения.

Процесс разработки любого устройства СВЧ начинается с моделирования его работы. В то же время ни одна из систем автоматизированного проектирования устройств СВЧ не обладает исчерпывающей библиотекой активных компонентов. Основной причиной этой ситуации является то обстоятельство, что процесс моделирования активных компонентов является трудоемким, требует наличия дорогостоящего оборудования (обычно — векторного анализатора цепей и измерителя характеристик по постоянному току). Поэтому стоимость создания библиотек компонентов может быть соизмерима со стоимостью создания самого программного обеспечения или даже превышать ее.

В сложившейся ситуации процесс проектирования часто начинается с моделирования активных компонентов, которые предполагается использовать в устройстве. Если имеется в наличии упомянутое выше измерительное оборудование, то появляется возможность самостоятельного построения необходимой модели.

Транзистор ATF-36077 с высокой подвижностью электронов (производитель — Hewlett Packard) является малошумящим прибором с высоким коэффициентом усиления, предназначенным, по сведениям производителя, для построения малошумящих усилителей (МШУ) в диапазоне 2—18 ГГц. В документации приводятся следующие данные: параметры рассеяния и шумовые параметры в диапазоне 1—18 ГГц в рабочем режиме при одном значении смещения и параметры рассеяния в диапазоне 11—13 ГГц для случая напряжения на затворе ниже напряжения отсечки. Эти данные можно использовать в процессе проектирования, однако, как будет показано ниже, приме-

Автор выражает благодарность И. К. Сундучкову за помощь в получении экспериментальных результатов.

нение малосигнальной модели позволяет исследовать поведение транзистора в более широком диапазоне частот.

Так как S -параметры приведены для одного значения смещения, рекомендуемого производителем, то возможно построение лишь малосигнальной модели. Такая модель окажется полезной для разработки МШУ и усилителей малых сигналов, где вероятность попадания на вход большого сигнала (и, как следствие, проявление нелинейных эффектов в усилителе) достаточно низка.

В данной публикации приводится методика определения параметров малосигнальной модели транзистора, позволяющая при минимальном количестве исходных данных получить модель, пригодную для практического применения при разработке малошумящих усилителей диапазона СВЧ.

Модель и методика определения параметров

Эквивалентная схема модели (рис. 1) представляет собой несколько модифицированную эквивалентную схему классической малосигнальной модели. (Информацию о малосигнальных моделях можно найти в [1, 2].) Методика определения параметров в целом похожа на описанную в [1].

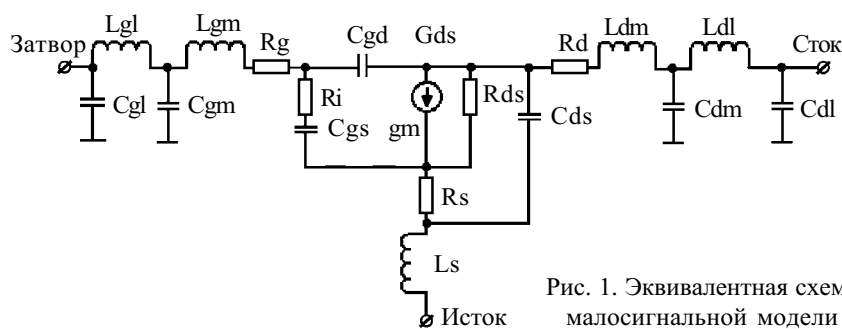


Рис. 1. Эквивалентная схема малосигнальной модели

C_{gl} — емкость вывода затвора; L_{gl} — индуктивность вывода затвора; C_{gm} — емкость металлизации области затвора; L_{gm} — индуктивность металлизации области затвора; R_g — сопротивление затвора; R_i — сопротивление затвор-исток; C_{gs} — емкость затвор-исток; R_s — сопротивление истока; L_s — индуктивность вывода истока; C_{gd} — емкость затвор-сток; G_{ds} — выходная проводимость; g_m — крутизна проходной характеристики; R_{ds} — сопротивление канала сток-исток; C_{ds} — емкость сток-исток; R_d — сопротивление стока; L_{dm} — индуктивность металлизации области стока; C_{dm} — емкость металлизации области стока; L_{dl} — индуктивность вывода стока; C_{dl} — емкость вывода стока

Данные производителя ATF-36077 содержат результаты измерений в «выключенном» состоянии и в рабочем режиме. Измерения «выключенного» транзистора (т. е. находящегося при нулевом напряжении «сток-исток» и отрицательном ниже напряжения отсечки напряжении «затвор-исток») в спецификации производителя приводятся для узкого диапазона частот — 11—12 ГГц, поэтому использовались лишь результаты измерения транзистора в рабочем режиме.

В этом случае сначала определяются емкости входная (состоящая из C_{gs} , C_{gl} и C_{gm}), выходная (состоящая из C_{ds} , C_{dl} и C_{dm}) и проходная (C_{gd}). Результаты машинного расчета этих емкостей в диапазоне 5—12 ГГц сведены в табл. 1.

Таблица 1
Результаты расчета емкостей

$C_{вх}$, пФ	0,07—0,47
$C_{вых}$, пФ	0,05—0,21
$C_{пр}=C_{gd}$, пФ	0,007—0,060

Расчетные значения емкостей имеют значительный разброс. Это не является критичным, т. к. цель на данном этапе — найти начальные значения для последующей оптимизации.

Затем можно определить значения индуктивностей металлизации и емкостей между металлизацией контактных площадок затвора и стока и подложкой путем электромагнитного моделирования в пакете Sonnet. Это наиболее простой способ определения параметров реактивностей, вносимых металлизацией.

Начальные значения элементов g_m и R_{ds} с успехом определяются из результатов измерений по постоянному току.

Начальные значения индуктивностей выводов L_{gl} и L_{dl} можно найти из рассмотрения конструкции корпуса, полагая, что на 1 мм длины приходится 1 нГн индуктивности [3, с. 192]. Конечно же, необходимо учитывать, что пайка выполняется на некотором расстоянии от корпуса, впрочем, часто весьма близком

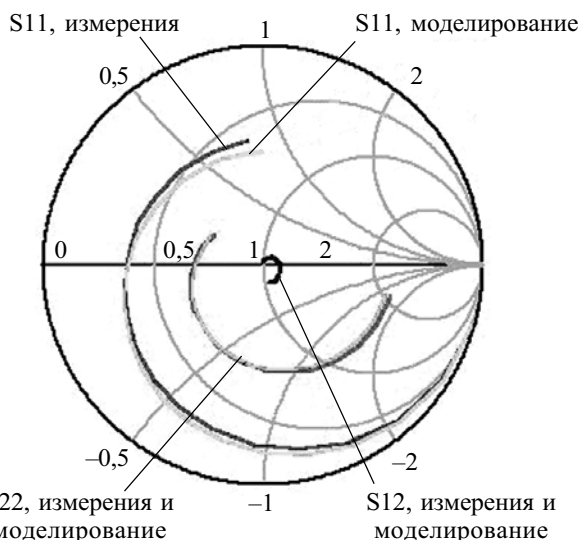


Рис. 2. Результаты измерений и моделирования параметров S_{11} , S_{12} , S_{22} корпусированного транзистора ATF-36077 в диапазоне частот 1...18 ГГц

— около 0,5—1 мм. Индуктивность выводов истока L_s можно принять равной десятой части от индуктивностей выводов затвора или стока, т. к. выводов истока два и они гораздо шире.

Определение значений сопротивлений R_g , R_i , R_s , R_d — задача, не всегда имеющая однозначное решение. Можно порекомендовать «flyback-метод», описанный в [4, с. 355]. В данном случае использовались значения сопротивлений, типичные для маломощных транзисторов с высокой подвижностью электронов [5].

После нахождения всех начальных значений осуществлялась оптимизация с целью получения минимального отклонения между данными измерений и моделирования. Результирующие кривые представлены на рис. 2 и 3. Об отклонении результатов моделирования от результатов измерений можно судить по рис. 4.

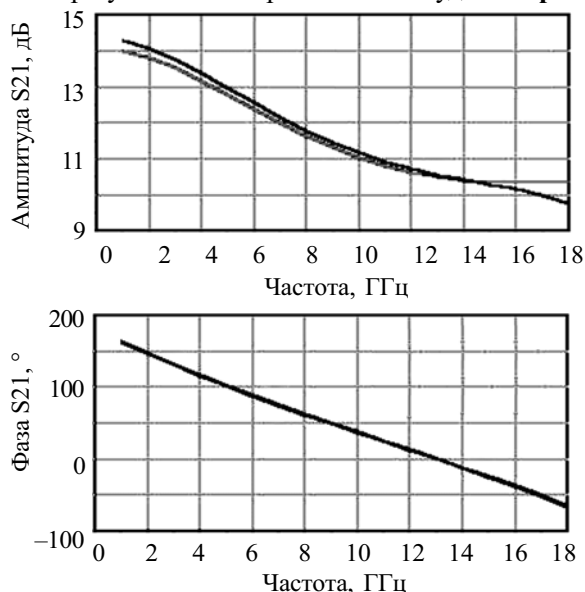


Рис. 3. Результаты измерений и моделирования параметра S_{21} корпусированного транзистора ATF-36077

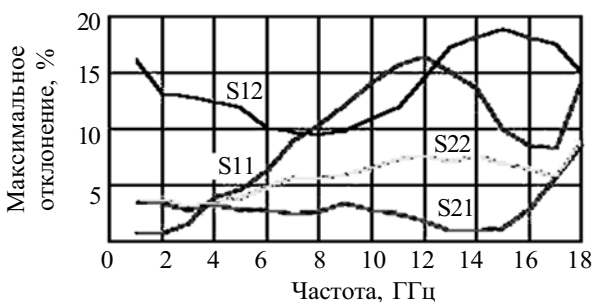


Рис. 4. Максимальное относительное отклонение результатов моделирования от результатов измерений

Результаты измерений и моделирования соответствуют друг другу точно, поэтому можно предположить, что параметры элементов определены корректно. Их значения сведены в табл. 2, где τ — время задержки.

Транзистор ATF-36077 может быть использован и на более высоких частотах, чем рекомендовано изготовителем. Быстродействие прибора в значительной степени ограничено паразитными элементами корпуса. Повысить быстродействие представляется воз-

Таблица 2

Значения параметров элементов эквивалентной схемы после оптимизации

Cgl, пФ	Lgl, пГ	Cgm, пФ	Lgm, пГ	Rg, Ом	Ri, Ом	Cgs, пФ	Rs, Ом	Ls, пГ	Cgd, пФ
0,144	464	0,05	100	1	3	0,21	3	44,4	0,0243
gm, А/В	τ , пс	Rds, Ом	Cds, пФ	Rd, Ом	Ldm, пГ	Cdm, пФ	Ldl, пГ	Cdl, пФ	
0,0857	6,1	146	0,168	3	100	50	312	0,1	

можным путем удаления корпуса, т. е. в бескорпусном варианте. В этом случае чтобы модель сохранила адекватность, необходимо исключить элементы, описывающие корпус и выводы. Это — Cgl, Lgl, Ls, Ldl, Cdl. Таким образом, модель позволяет предсказать параметры транзистора без корпуса, т. е. получить информацию, не приведенную в спецификации производителя. В этом проявляется одно из главных преимуществ использования модели перед использованием непосредственно матриц рассеяния.

Результаты моделирования S-параметров транзистора без корпуса показаны на рис. 5.

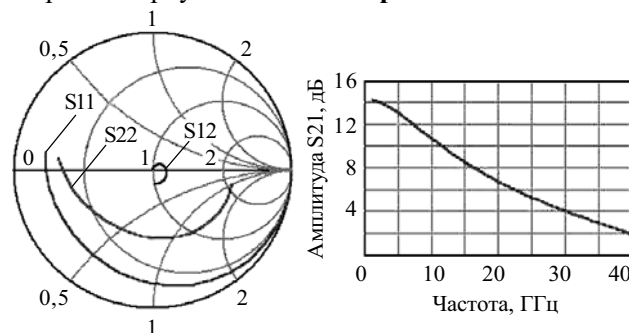


Рис. 5. Результаты моделирования транзистора ATF-36077 в бескорпусном варианте в диапазоне частот 1...40 ГГц

Очевидно, что усиление остается достаточно высоким вплоть до частоты 40 ГГц, т. е. транзистор можно использовать на значительно более высоких частотах, чем рекомендовано изготовителем.

Для проверки правильности приведенных положений было проведено сопоставление данных измерений и моделирования однокаскадного усилителя для диапазона 26...37 ГГц с использованием транзистора ATF-36077 без корпуса. Материал, использованный для подложки, — кварц с диэлектрической проницаемостью 3,78. Усилитель был настроен для получения усиления в максимально широком диапазоне частот. Топология усилителя приведена на рис. 6.

Моделирование работы усилителя проводилось в системах ADS 1.1 и Sonnet 6.0. Сначала было проведено моделирование волновых характеристик металлизации как схемы с четырьмя портами (вход, вы-

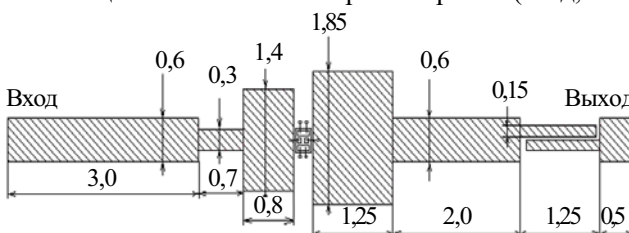


Рис. 6. Топология усилителя на ATF-36077

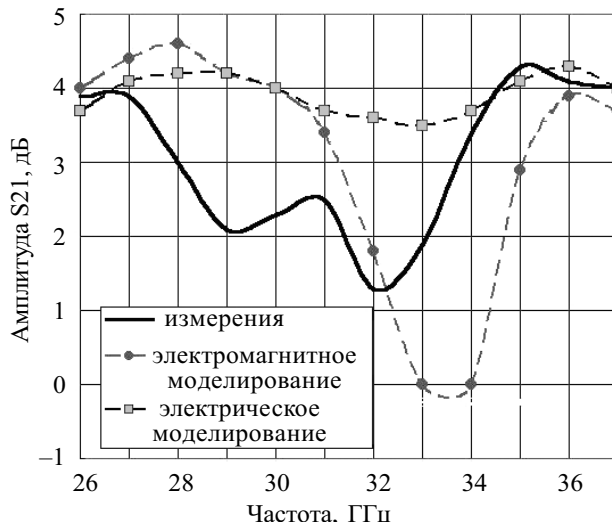


Рис. 7. Параметр S21 усилителя на ATF-36077

ход и контакты затвора и стока транзистора). Затем файл в формате S4P переносился в ADS, где и осуществлялось моделирование электрических характеристик. Также было опробовано моделирование только электрических характеристик, для чего были использованы элементы библиотеки микрополосковых элементов ADS. Результаты измерения и моделирования параметра S21 этого усилителя приведены на рис. 7.

Заключение

Представленная методика определения параметров обладает следующими положительными особенностями:

- минимальным количеством данных, необходимых для ее построения.
- достаточной адекватностью полученной модели;
- сравнительной простотой.

Методика включает следующие стадии:

1. Определение начальных значений входной, выходной и проходной (Cgd) емкостей.
2. Определение начальных значений емкостей Cgm, Cdlm и индуктивностей Lgm, Ldm путем электромагнитного моделирования (рекомендуется программа Sonnet).
3. Определение начальных значений индуктивностей Lgl, Ldl и Ls.
4. Определение начальных значений емкостей Cgs, Cds, Cgl и Cdl.
5. Определение начальных значений gm и Gds из результатов измерений по постоянному току.
6. Определение начальных значений сопротивлений Rg, Rd, Ri и Rs.
7. Финальная оптимизация параметров.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Емцев П. А. Моделирование транзисторов с высокой подвижностью электронов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2003.— № 6.— С. 20—26.
2. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств.— М.: Радио и связь, 1987.
3. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике.— М.: Мир, 1990.
4. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия.— М.: Мир, 1991.
5. EC2612. 40 GHz Super Low Noise HEMT. Transistor specification.

К. т. н. Г. В. КУЦЕНКО

Украина, г. Киев, НТК "Импульс"
E-mail: ntkimpuls@ukr.net

Дата поступления в редакцию
17.06 2004 г.

Оппонент Ю. В. ПРОКОФЬЕВ
(Институт микроприборов, г. Киев)

СХЕМНОЕ РЕШЕНИЕ ПОСТРОЕНИЯ КАСКАДНОГО РЕГИСТРА СДВИГА

Предлагается изготавливать в виде микросхемы устройства, сочетающие в себе регистр приема последовательного кода и счетчик времени.

Снижение потребляемой мощности вычислительных устройств связано с решением таких задач как снижение массы источников питания, повышение надежности за счет снижения нагрева отдельными логическими схемами. Уменьшение потребляемой мощности позволяет повысить плотность логических схем. То есть потребляемая мощность является одним из важнейших параметров интегральных логических схем, а ее снижение представляет серьезную научно-техническую проблему.

Последним достижением в области создания маломощных логических элементов явилось создание интегральных схем на одном кристалле с использованием биполярных и МОП (металл — окисел — полупроводник) транзисторов. Это направление получило название БиМОП- или БиКМОП-технологии, которое позволило получить логические элементы, потребляющие ток только в процессе переключения и имеющие большую нагрузочную способность.

Так как устройства, построенные с использованием таких логических схем, потребляют мощность только в процессе переключения, то естественным является такая организация их работы, при которой переключения элементов сводились бы к минимуму при сохранении других их характеристик. Внедрение указанных выше технологий позволило примерно вдвое уменьшить емкостную нагрузку, при этом динамическая мощность [1] также уменьшилась вдвое [2]:

$$P_{\text{дин}} \cong Kft_{\phi}, \quad (1)$$

где K — обобщенный коэффициент;
 f — частота работы;
 t_{ϕ} — время переходных процессов.

Эффект уменьшения потребляемой мощности можно получить и схемными решениями, например, для регистров сдвига — путем использования алгоритма сдвига [3].

Известно, что регистры в микроэлектронике строятся с использованием потенциальной системы элементов, при которой на один разряд регистра используют два триггера, основной и вспомогательный, а сдвиг осуществляется «косыми» пересылками меж-

ду этими триггерами. Применение алгоритма [3] позволяет получить устройство, которое может быть использовано в контроллерах синхронного последовательного приема кодов, преобразователях последовательного кода в параллельный и наоборот. Оно может быть использовано как отдельная микросхема. Однако существующее схемное решение не позволяет получить различную разрядность микросхем путем их объединения.

Предлагается такое схемное решение, которое позволит для увеличения разрядности производить каскадное соединение устройств.

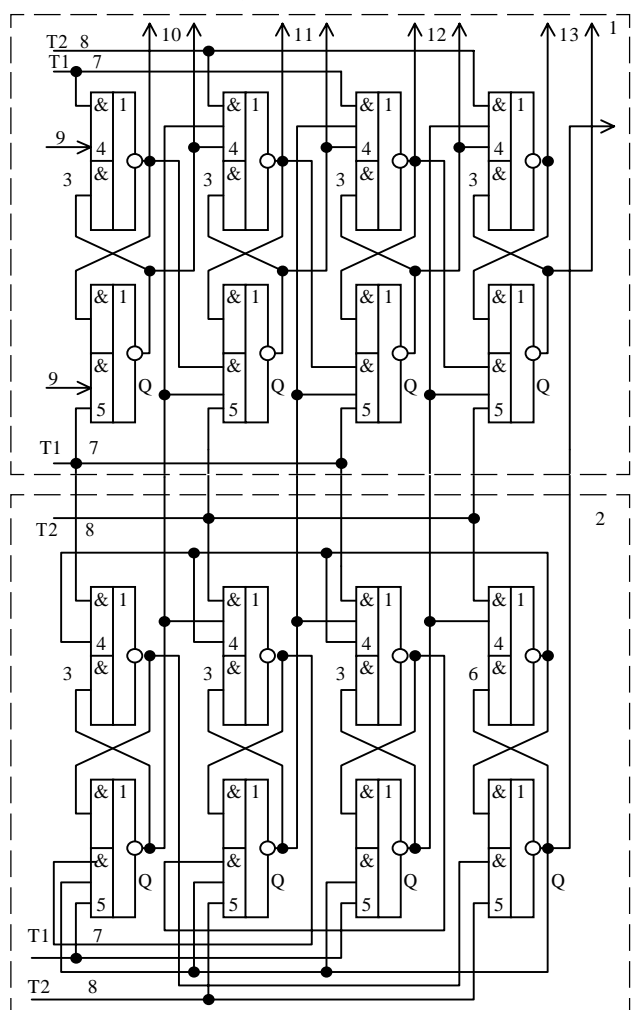


Рис. 1. Последовательно-параллельный регистр

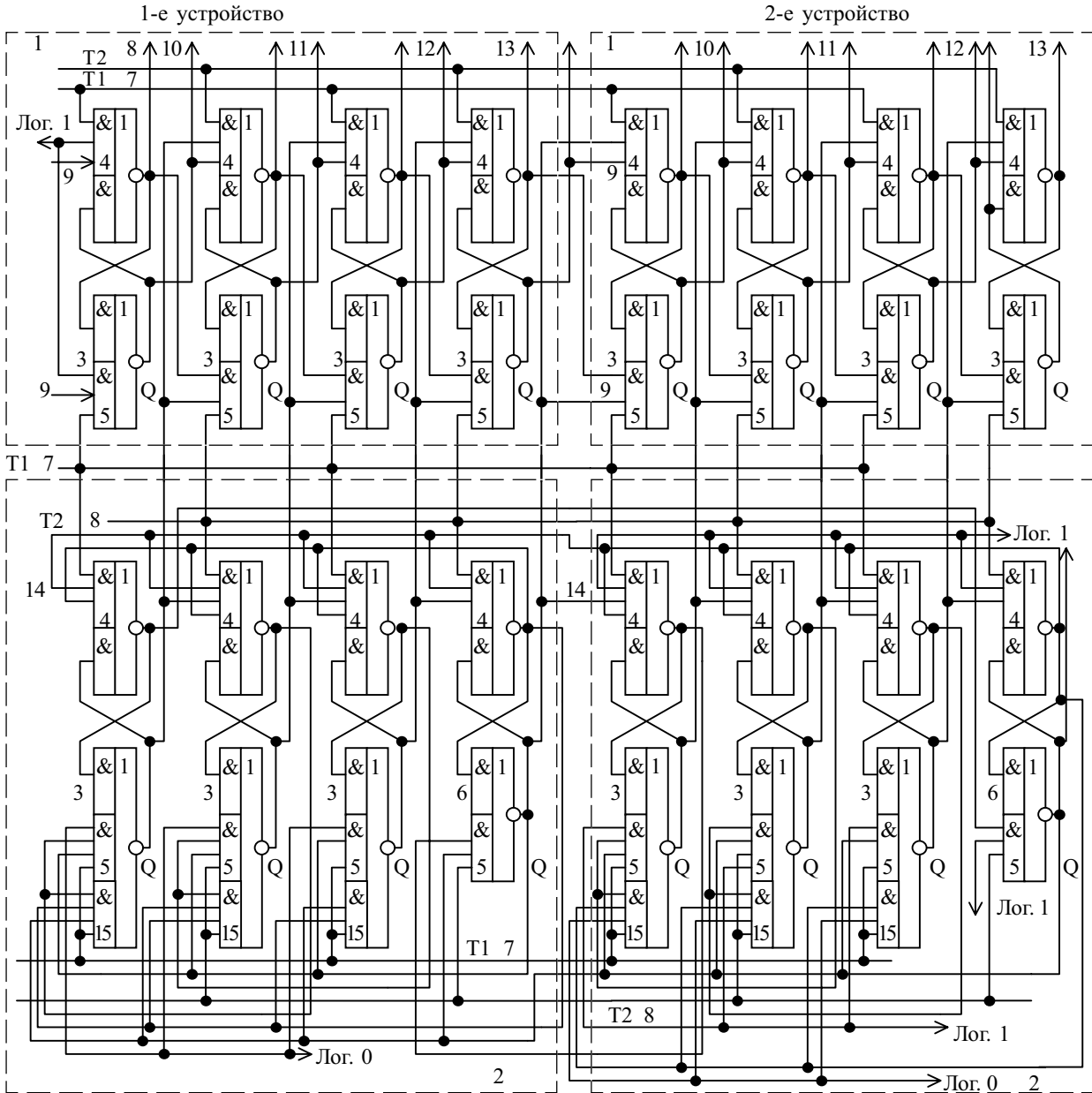


Рис. 2. Каскадное соединение регистров

Предложенное устройство содержит два последовательно-параллельных сдвигающих регистра (рис. 1), соединенных в каскад (рис. 2). Каждый последовательно-параллельный регистр содержит информационный регистр 1 приема входной информации, регистр управления 2 (регистры собраны на триггерах 3 с вентилями записи 4 единицы и вентилем записи нуля 5), триггер управления 6, шины тактовых импульсов T1, T2 7 и 8, входные шины парафазного кода 9, выход-

ные шины парафазного кода 10, 11, 12, 13, дополнительные входы 14 вентилей записи единицы 4 триггеров 3 регистра управления и дополнительного вентиля 15 записи нулей тех же триггеров.

На рис. 3 приведены этапы 1—7 приема входного четырехразрядного кода 1, 2, 3, 4 (разряды) информационным регистром 1.

На рис. 4 приведены временные диаграммы работы одного устройства при непрерывном поступлении информации:

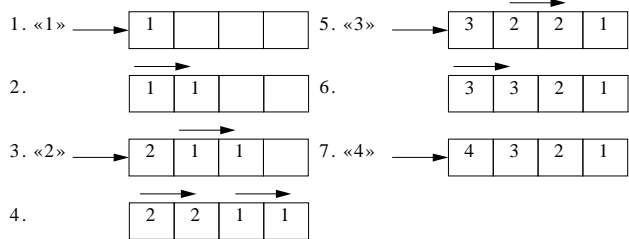


Рис. 3. Алгоритм сдвига

- а — входной последовательный код;
- б — код, принятый первым информационным триггером;
- в — выходной сигнал первого триггера регистра управления;
- г — код, принятый вторым информационным триггером;
- д — выходные сигналы второго триггера регистра управления;
- к — код, принятый третьим информационным триггером;
- а1 — выходные сигналы третьего триггера регистра управления;
- б1 — код, принятый четвертым информационным триггером;
- в1 — выходные сигналы триггера управления.

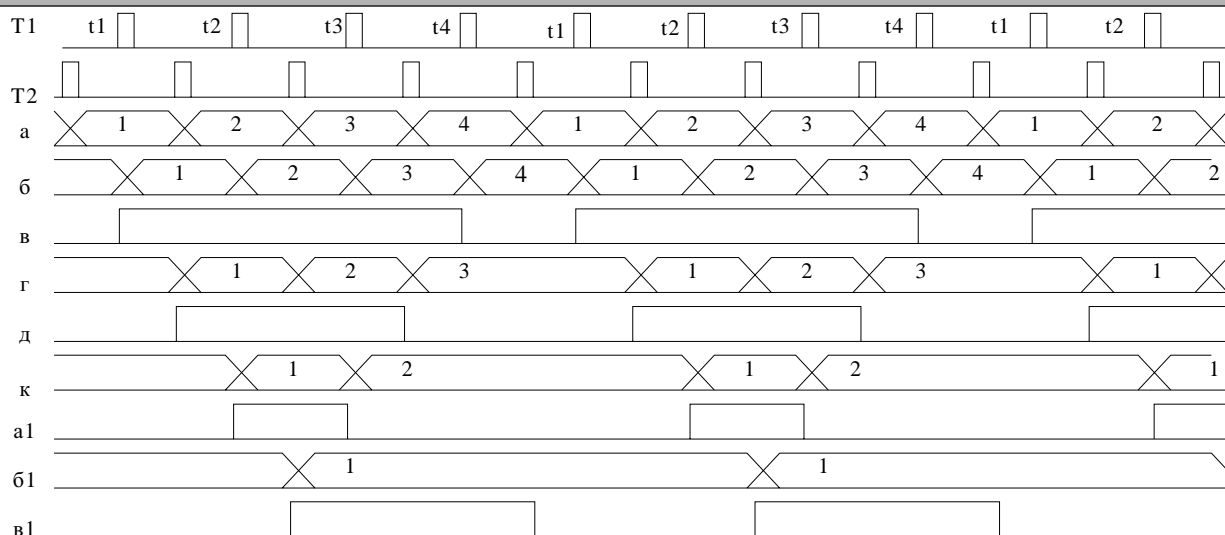


Рис. 4. Временные диаграммы работы последовательно-параллельного регистра

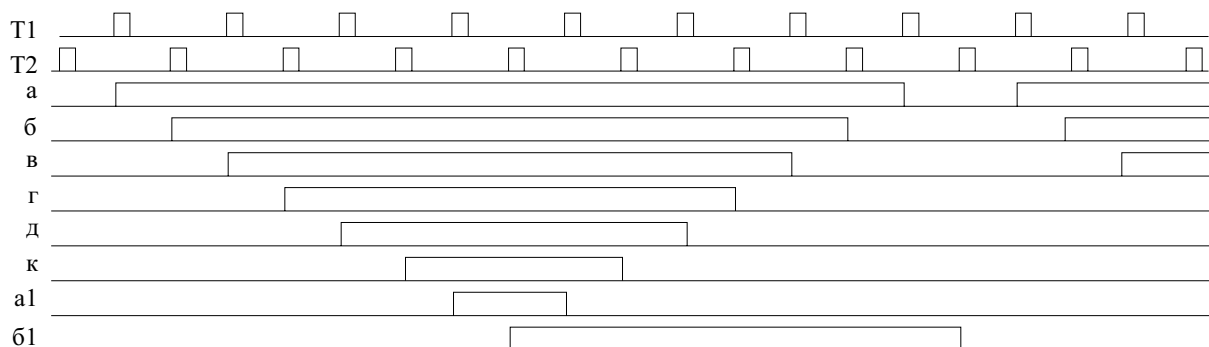


Рис. 5. Временные диаграммы работы регистра управления

На рис. 5 приведены временные диаграммы совместной работы двух регистров управления предложенного устройства:

- а — выходной сигнал первого триггера регистра управления первого устройства;
- б — выходной сигнал второго триггера регистра управления первого устройства;
- в — выходной сигнал третьего триггера регистра управления первого устройства;
- г — выходной сигнал триггера управления регистра управления первого устройства;
- д — выходной сигнал первого триггера регистра управления второго устройства;
- к — выходной сигнал второго триггера регистра управления второго устройства;
- а1 — выходной сигнал третьего триггера регистра управления второго устройства;
- б1 — выходной сигнал триггера управления регистра управления второго устройства.

Устройство работает по приведенному на рис. 3 алгоритму. Входной сигнал парафазным кодом по шинам 9 (рис. 2) принимается первым разрядом триггера 3 информационного регистра 1 вентилями 4 и 5 в такты T1, момент времени t1 (рис. 4). В такт T2, шина 8, информация из первого триггера переписывается во второй триггер; в следующий такт T1, шина 7, информация принимается первым триггером, а из второго триггера переписывается в третий, момент времени t2. Следующим тактом T2 информация из первого триггера переписывается во второй, а из третьего — в четвертый триггер, далее первый триггер принимает вновь

поступившую информацию, информация из второго триггера переписывается в третий; принятая информация четвертым триггером не изменяется.

В последний момент t4 входная информация принимается только первым триггером, принятая информация вторым, третьим и четвертым триггерами не изменяется. Разрешение и запрет на подачу таких управляющих сигналов осуществляется единичными Q выходами триггеров 3 регистра управления 2, как показано на рис. 4, диаграммы в, д, а1.

Режим работы этих триггеров определяется триггером управления б (диаграмма в1, рис. 4), а его циклический режим определен введением связи из нулевого выхода первого триггера на вход вентиля записи нуля в триггер управления б. Принятый последовательный код снимается с выходных шин 10, 11, 12, 13 парафазным кодом.

При каскадном объединении двух устройств информационные выходы 13 последнего разряда информационного регистра соответственно соединены с парафазными входами 9 первого триггера информационного регистра второго устройства. Разрешение на прием этой информации осуществляет единичный выход триггера управления регистра управления первого устройства, который соединен с единичным входом первого триггера регистра управления второго устройства. При таком соединении два устройства работают как одно по приведенному ранее алгоритму, но с удвоенной разрядностью. Триггер управ-

ления регистра управления первого устройства работает в таком же режиме, как обычный триггер регистра управления (рис. 5, диаграмма г), а триггер управления второго устройства работает как триггер управления двух устройств, как показано на рис. 5, диаграмма б1. Такой режим триггеров управления определяется введением в вентили записи единицы 4 дополнительного входа 14 и дополнительного вентиля записи нуля 15 триггеров регистра управления.

Триггеры регистра управления первого устройства устанавливаются в единичное состояние при дополнительном условии нулевого состояния триггера управления б второго устройства, это условие отсутствует для триггеров второго устройства, где эти входы объединены в шину 14 и соединены с выходом сигнала логической единицы. Для первого устройства условием переключения триггеров регистра управления является наличие нулевого состояния своего триггера управления и единичного состояния триггера управления второго устройства на входах вентилей 15, при этом вентили 5 исключаются из работы путем подачи сигнала логического нуля на их входы.

Переключение триггеров регистра управления второго устройства осуществляется как в обычном режиме, с помощью вентилей 5, подачей на них сигнала логической единицы; вентили 15 исключаются из работы подачей на входы сигналов логического нуля.

Быстродействие устройства при каскадном соединении не изменяется.

Дальнейшее увеличение разрядности связано с увеличением количества логических входов вентилей 3, 4, 15. Из временных диаграмм рис. 4 видно, что при приеме входного кода первый разряд информационного регистра переключается непрерывно с каждым входным разрядом (считаем, что следует чередующаяся последовательность нулей и единиц), второй разряд переключается три раза (такты T2), третий — два (такт T1), а четвертый — один раз (такт T2).

В сравнении с работой классического двухтактного регистра общее количество переключений триггеров в приведенном устройстве гораздо меньше, меньше также и количество переключений триггеров в каждый момент времени. Если считать, что элементы увеличивают потребляемую мощность в момент переключения, то для приведенного устройства уменьшается потребляемая мощность и увеличивается помехоустойчивость [4, с. 268].

При непрерывном сдвиге (например в контроллерах последовательного синхронного приема [5, с. 178]) n -разрядного числа с учетом вывода предыдущей информации каждый разряд классического регистра, как основного, так и вспомогательного, переключается n раз. Общее число переключений при классическом сдвиге

$$S_k = 2n^2. \quad (2)$$

Общее число переключений при сдвиге с использованием приведенного алгоритма определяется как сумма членов арифметической прогрессии и равно

$$S_A = \frac{(n+1)n}{2}. \quad (3)$$

Динамическая мощность устройства с использованием классического сдвига

$$P_k \approx K2n^2f_k. \quad (4)$$

Динамическая мощность устройства с использованием приведенного алгоритма

$$P_A \approx K \frac{(n+1)n}{2} f_A. \quad (5)$$

Определим зависимость между частотами сдвига при условии выделения одинаковой динамической мощности.

$$K2n^2f_k = \frac{K(n+1)n}{2} f_A; \quad f_A = f_k \frac{4}{1 + \frac{1}{n}}. \quad (6)$$

Отсюда следует, что при указанных выше условиях частоту сдвига с использованием приведенного алгоритма при большой разрядности регистра можно увеличить в 4 раза. График зависимости коэффициента увеличения частоты от разрядности регистра приведен на рис. 6.

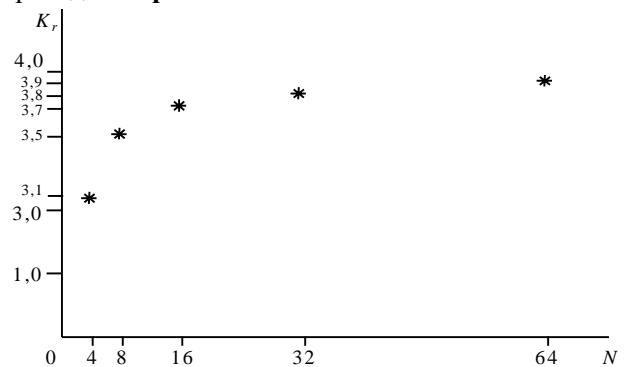


Рис. 6. Зависимость коэффициента K_r увеличения частоты от разрядности N регистра

В предложенном устройстве отсутствует счетчик тактов, необходимый для реализации, например, контроллеров [5]; его роль выполняет регистр управления, и следовательно, экономятся элементы.

Если, например, с учетом приведенного схемного решения изготовить две микросхемы с разрядностью регистров 4 и 16, а каскадным соединением получить микросхемы с разрядностью 8, 20, 32, то получаем разрядный ряд: 4, 8, 16, 20, 32.

Выводы

Приведенная схема соединения регистров позволяет изменять разрядность устройства путем каскадного соединения с сохранением их характеристик.

Устройства, работающие с приведенным алгоритмом, обладают, в сравнении с классическим регистром, следующими преимуществами:

- повышается предельная частота работы;
- уменьшается потребляемая мощность;
- повышается помехоустойчивость.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Бубенников А. Н. Возможности улучшения энергетических показателей биполярных логических элементов // Микроэлектроника.— 1990.— Т. 19, вып. 5.— С. 511—512.
2. Першенков В. С., Севастьянов А. В. Интегральные БиМОП-микросхемы // Зарубежная электронная техника.— 1989.— № 12.— С. 49—76.
3. А. с. 337825 СССР. Параллельно-последовательный сдвигающий регистр / В. П. Тесленко-Пономаренко.— 1972.— Бюл. № 15.
4. Наумов Ю. Е. Интегральные логические схемы.— М.: Сов. радио, 1970.
5. Майоров С. А., Кириллов В. В., Приблуда А. А. Введение в микроЭВМ.— Л.: Машиностроение, 1988.

К. т. н. В. П. РЕВА, д. ф.-м. н. Ф. Ф. СИЗОВ

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

Дата поступления в редакцию
29.10 2004 г.

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

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СХЕМЫ СЧИТЫВАНИЯ ДЛЯ МАТРИЦ ИК-ФОТОДИОДОВ СРЕДНЕГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Обсуждены характеристики схемы считывания для ИК фотодиодных матриц формата 128×128. Схема спроектирована по КМОП-технологии с двойным уровнем металлизации.

ИК микрофотоэлектронные технологии в значительной степени определяют научно-технологический потенциал развитых стран. Широкое применение такого рода технологий как в военной технике, так и в глобальном мониторинге окружающей среды и изменений климатических условий, в долгосрочных прогнозах урожайности сельскохозяйственных культур, в мониторинге химических процессов, ИК-астрономии, ночном вождении автомобилей, медицинской диагностике, является основой их интенсивного развития (см., напр., [1, 2]).

В ИК микрофотоэлектронных технологиях к настоящему времени получили развитие два типа технологий фотоприемных устройств (ФПУ) — гибридная и монолитная. Преобладание гибридной технологии связано с тем, что она позволяет отдельно оптимизировать параметры приемников излучения в линейке или матрице и параметров устройств считывания — как правило, кремниевых больших интегральных схем (БИС), соединенных с линейкой или матрицей фотодетекторов (например по технологии Имикростолбиков) и расположенных в фокальной плоскости. В монолитной технологии формирование фоточувствительных площадок и схемы считывания осуществляется на одном кристалле.

Особое место среди ФПУ принадлежит «смотрящим» («staring») системам, построенным на основе матричных ИК-фотоприемников. Особенности проектирования этих фотоприемников и некоторые характеристики спроектированной БИС считывания для матриц фотодиодов среднего формата (128×128 фоточувствительных пикселей) рассмотрены ниже.

Проектирование. Структура схемы считывания

В последнее время устоялось разделение структур схем считывания, предложенное специалистами фирмы Sofradir, на пять категорий [3, 4]. Данное разделение весьма условно, однако позволяет сгруппировать основные характеристики схем считывания и

Авторы выражают признательность В. Швидуну и Ю. Юрене за предоставленные результаты моделирования цифрового интерфейса и аналоговых блоков.

учесть в дальнейших разработках достоинства и недостатки применяемых архитектур схем считывания для матричных фотоприемников.

Применяемая первоначально (и используемая сейчас в некоторых ФПУ) ПЗС-архитектура (ПЗС — приборы с зарядовой связью) (рис. 1, а) позволяет одновременно считывать информацию со всех фоточувствительных элементов и затем последовательно выводить ее на видеовыход (т. е. по сути осуществлять режим мгновенного снимка — snap-shot). Однако данная архитектура не позволяет полностью использовать площадь пиксела для накопления заряда: около 2/3 площади под фоточувствительным пикселом занимает ПЗС-элемент, осуществляющий хранение и передачу информационного заряда столбца. Кроме того, эта архитектура не позволяет осуществлять произвольную выборку элементов, что для матричных архитектур бывает важно, т. к. очень часто необходимо изменить формат изображения или деселектировать дефектные элементы или элементы с низкими параметрами.

Архитектура коммутируемых пиксельных повторителей (рис. 1, б) позволяет не использовать столбцовые усилители и осуществлять коммутацию прямо на выходной видеоусилитель. Но эта архитектура также требует значительной части площади пиксела для размещения электрической схемы повторителя.

Архитектура с делением на столбцовой шине (рис. 1, в) позволяет использовать максимум площади под накопительную емкость, но требует высокочувствительного столбцового усилителя, т. к. за счет деления на его входе сигнал будет ослаблен.

Архитектура с выходным пиксельным интегрированием (рис. 1, г) позволяет использовать минимальные размеры пиксела, но применима только для систем с малыми временами интегрирования (для 100 Гц кадровой развертки в матрице 128×128 элементов время интегрирования не может превышать $t_{\text{инт}} \approx 40$ мкс при учете, что половина времени используется на выходное мультиплицирование).

Архитектура с усилением мгновенно захваченного заряда (snap-shot) (рис. 2) (архитектура мгновенной фотографии) позволяет, как и архитектура ПЗС, осуществлять вывод видеоинформации, полученной в один и тот же момент времени, но ограничивает типы применяемых входных преобразователей импеданса прямой и буферизированной прямой инжекцией. Кроме того, данная архитектура требует части площади под емкость хранения захваченной информации. На рис. 2

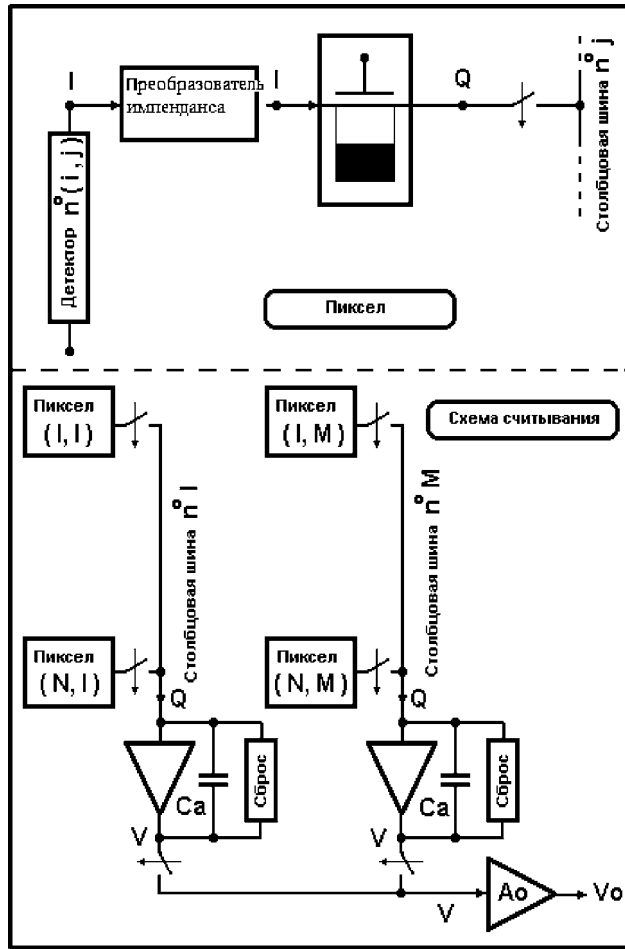


Рис. 2. Архитектура с усилением мгновенно захваченного заряда (SPA)

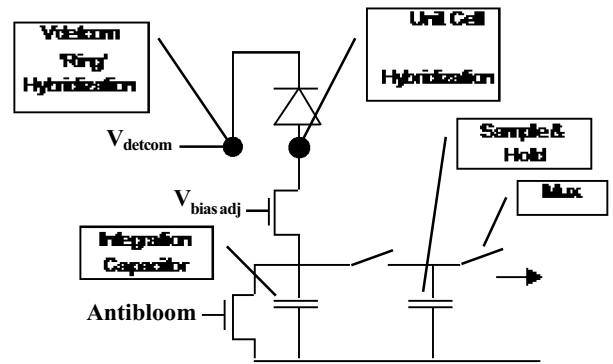


Рис. 3. Структура входного элемента для матрицы ISC9705 она не показана; более точно эта входная ячейка в данной архитектуре представлена на рис. 3, где показана структура входного элемента для матрицы ISC9705 формата 320×256 фирмы Indigo [5].

Необходимо отметить еще раз условность такого деления приведенных выше архитектур схем считывания для ИК-матриц фотодиодов. Возможны и другие решения. Так, на наш взгляд, оптимальной для схемы считывания среднего формата, например 128×128, может быть предлагаемая структура, представленная схемой рис. 4. Эта схема для гибридных ФПУ, функционирующих при криогенных температурах T , рассчитана на использование фотодиодов ИК-средневолнового ($\lambda \approx 3 \dots 5$ мкм) диапазона спектра, имеющих относительно высокий импеданс (динамическое сопротивление в отсутствие смещения $R_0 \geq 10^8$ Ом при $T \leq 100$ К). С учетом использования во входной ячейке усилителя-преобразователя с емкостной обратной связью эта архитектура — компромисс между архитектурой с коммутируемыми повторителями и архитектурой с делением на столбцовую шину.

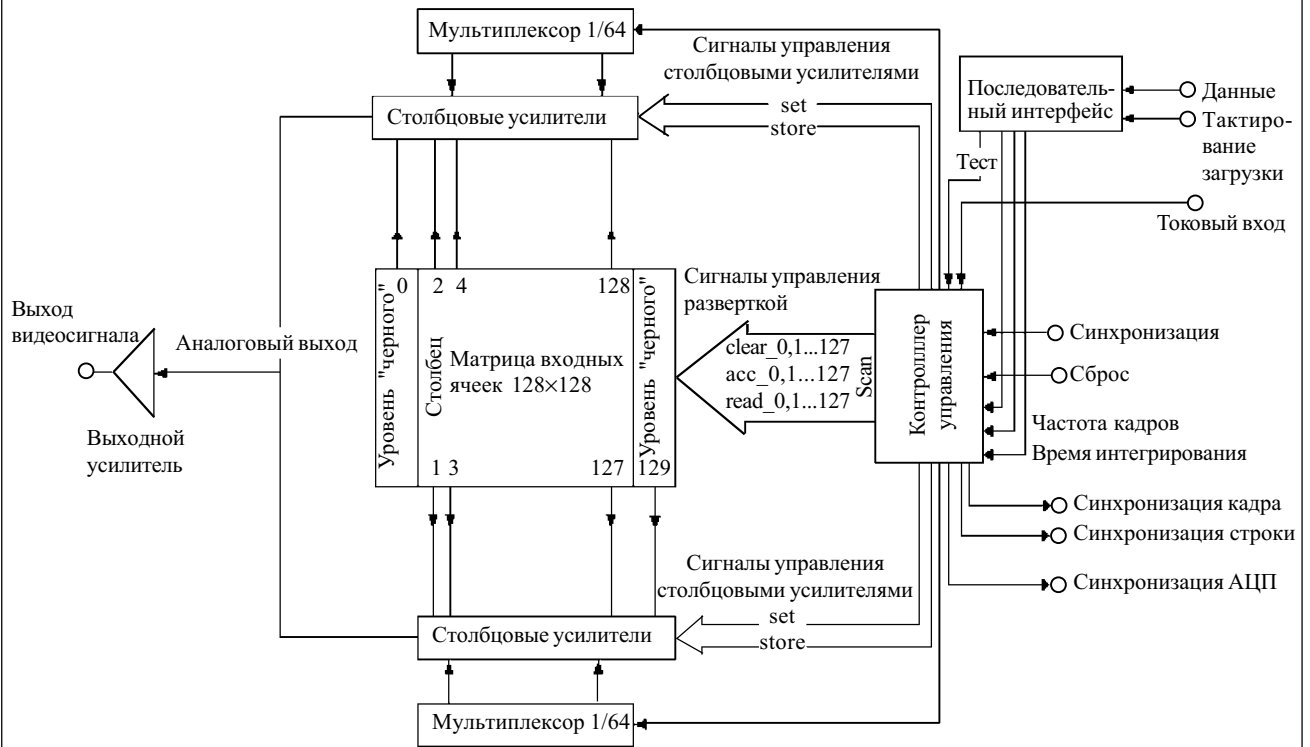


Рис. 4. Блок-схема схемы считывания с матрицы ИК-фотодиодов формата 128×128

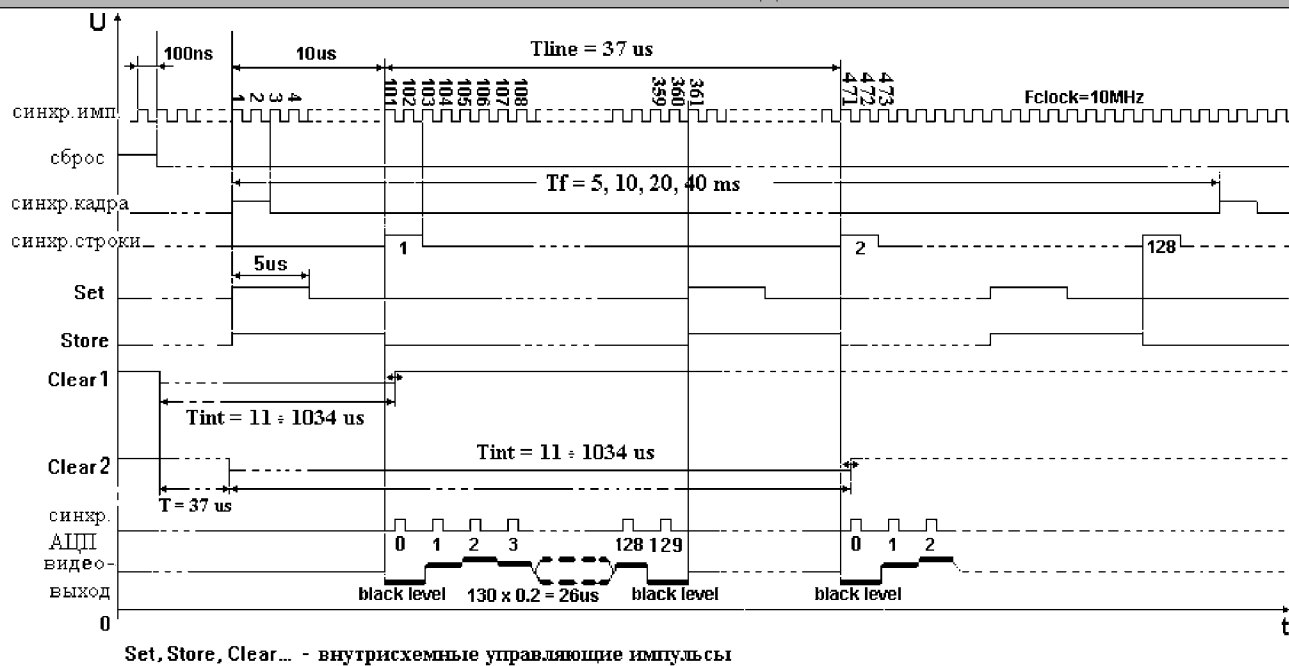


Рис. 5. Временная диаграмма работы схемы считывания

Использование последовательного интерфейса для загрузки параметров рабочего или тестового режима позволяет уменьшить количество выводов из холодной зоны криостата. Параметры режимов функционирования: частота кадров 200, 100, 50 или 25 Гц; накопительные емкости при проектных нормах 1,2 мкм позволяют реализовать времена интегрирования от 11 до 1035 мкс; тип режима — рабочий/тестовый. Наличие введенного в БИС аналогового входа позволяет протестировать схему считывания в тестовом режиме (без подключения матрицы фотодиодов). В рабочем режиме неподключенные к фотодиодам входные ячейки задают уровень «черного». Работа схемы считывания понятна из временной диаграммы рабочего режима, представленной на **рис. 5**.

Шаг в матрице фотодиодов (в сторону уменьшения расстояния между фоточувствительными пикселями) практически ограничивается дифракционным пределом (см., напр., [6, p. 28]):

$$d \approx 2,44\lambda F,$$

где $F \approx f/D$ — диафрагменное число;
 f — фокусное расстояние;
 D — относительное отверстие объектива.

Для спектрального диапазона $\lambda \approx 3...5$ мкм, с учетом современных возможностей изготовления ИК-объективов с $F \approx 1$, минимальный размер чувствительного элемента d не должен быть меньшим кружка Эйри, в котором сосредоточено около 84% интенсивности падающего на чувствительный элемент излучения. Для $\lambda \approx 5$ мкм размер фоточувствительного элемента $d \approx 12$ мкм. Этот размер фактически и определяет возможности реализации функциональных характеристик схемы считывания, т. к. под каждым фоточувствительным элементом матрицы фотодиодов необходимо разместить ячейку схемы считывания, включающую в себя, в зависимости от конструкции входного устройства, от 3 — 4 до 10 — 12 транзисторов.

Правила проектирования БИС, к которым относятся современные схемы считывания для ИК-фотодиодов, рекомендуют, чтобы минимальная площадь, занимаемая одним транзистором (с учетом потерь площади на межсоединения), составляла не менее $20R$, где R — минимально допустимый размер (проектная норма). Тогда, без учета необходимых потерь площади на накопительный конденсатор, следует, что проектные нормы применяемых технологий для матрицы фотодиодов 128×128 должны находиться в пределах $2,5—0,25$ мкм. Анализ возможностей реализации схемотехнических решений получения относительно высокой частоты полного кадра (до 200 Гц) и времен накопления $\tau = 10^4$ мкс показал целесообразность применения в данном случае «умеренных» проектных норм — 1,2 мкм.

Выбор конструкции входного устройства

Конструкция входного устройства выбиралась с учетом характеристик ИК-фотодиодов. Для фотодиодов на основе InSb или HgCdTe (спектральный диапазон $\lambda \approx 3...5$ мкм) типичные значения произведения сопротивления фотодиодов в отсутствие смещения (R_0) на их площадь составляют величину $R_0 A \geq 10^3$ Ом, где A — площадь фоточувствительной площадки. Поэтому при размерах фотодиодов (12×12) — (40×40) мкм их динамическое сопротивление (R_0) в отсутствие смещения будет не менее 10^8 Ом. При необходимом для функционирования ФПУ обратном смещении R_0 увеличивается.

При таких сопротивлениях наиболее часто используемыми входными устройствами являются устройства с буферизированной прямой инжекцией и усилителем с емкостной обратной связью (СТИА) [7, 8]. Использование усилителя с емкостной обратной связью позволяет произвести преобразование "заряд — напряжение" прямо во входной ячейке. Это снижает требования к дальнейшим каскадам усиления и по-

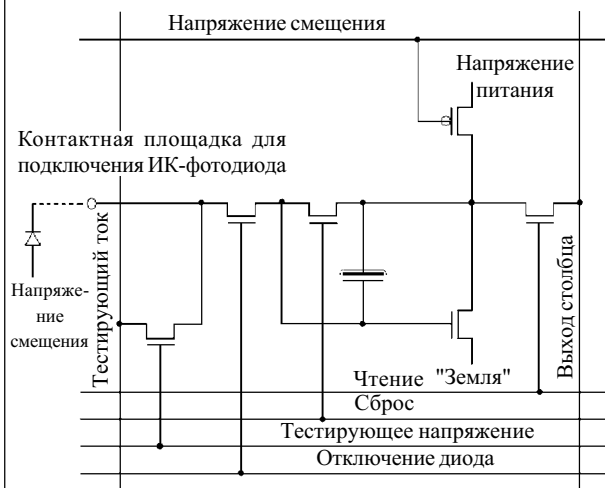


Рис. 6. Усилитель с емкостной обратной связью зволяет повысить быстродействие считывания и минимизировать площадь, занимаемую столбцовыми и выходными усилителями.

На рис. 6 приведена использованная схема входного каскада СТИА, которая включает все необходимые элементы для организации съема информации с ИК-фотодиодов. При использовании 1,2 мкм комплементарной "металл—окисел—полупроводник" (КМОП) технологии с двумя уровнями металлизации расчетный собственный шум такой ячейки составляет не более 200 мкВ, динамический диапазон — не менее 80 дБ. Использование накопительного конденсатора емкостью $C \approx 1,8$ пФ позволяет в зависимости от угла зрения ФПУ и фоновой нагрузки применять времена интегрирования от единиц мкс до 1 мс при кадровой развертке до 100 Гц.

Аналоговые блоки

К аналоговым блокам относятся столбцовые усилители и выходной усилитель. Использование в качестве входного устройства усилителя с емкостной обратной связью упрощает требования, выдвигаемые к столбцовым усилителям. При использовании комплементарной "металл—диэлектрик—полупроводник" (КМДП) технологии с проектными нормами 1,2 мкм реализация такого блока на основе операционного усилителя не вызывает неразрешимых схемотехнических проблем. Однако необходимо учитывать, что геометрические ограничения (ограничения размером пиксела по одной координате) не позволяют применить все возможные схемотехнические решения для столбцового усилителя. Расчеты такого усилителя, проведенные по спроектированной топологии, дают при быстродействии более 10^8 В/с значения шума не более 200 мкВ и линейность не хуже 0,05%. Выходной усилитель может обеспечивать нагрузочную способность по выходу не менее 30 пФ и 100 кОм.

Цифровые блоки

Блок цифрового управления должен обеспечить прием внешних команд по последовательной шине, их обработку, генерацию всех необходимых сигналов — как для внутренних потребностей схемы, так и для синхронизации внешних устройств. Обширное описание реализации цифровых функций не входит в задачу дан-

ной статьи. Необходимо только отметить, что даже при оптимальном конструировании цифровая часть схемы считывания для матрицы фотодиодов 128×128 содержит более 120 тысяч транзисторов.

Современный уровень технологий (проектные нормы $\leq 0,25$ мкм) позволяет использовать внутренние аналого-цифровые преобразователи и выводить сигнал в двоичном коде (см., напр., [9, 10]). Целесообразность этого подхода неоднозначна. АЦП на кристалле с параллельным выходом приведет к увеличению теплопритоков по необходимым дополнительным электрическим шинам. При применении хотя бы 10-разрядного АЦП это приводит к необходимости использования 9 дополнительных вводов в холодную зону криостата и соответственно к увеличению теплопритоков. При применении АЦП с последовательным выходом это приводит к увеличению частоты вывода информации в число раз, равное разрядности АЦП. В любом случае это приводит к дополнительным нагрузкам на микрохолодильные машины, как правило, используемые в таких ФПУ.

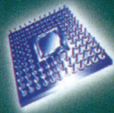
Выводы

Спроектированная схема считывания информации среднего формата для матриц фотодиодов 128×128 среднего ИК-диапазона длин волн ($\lambda \approx 3...5$ мкм), функционирующая при криогенных температурах, позволяет реализовать фотоприемные устройства с размерами фоточувствительных пикселей, ограниченными дифракционным пределом при современных «умеренных» проектных нормах 1,2 мкм. Выбранная архитектура и накопительные емкости дают возможность выбора различных времен накопления вплоть до 10^4 мкс с реализацией частоты полного кадра до 200 Гц. Применение последовательного интерфейса позволяет минимизировать количество выводов в холодную зону криостата и уменьшить теплопритоки.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Hirota M., Nakajima Y., Saito M. et al. Thermoelectric infrared imaging sensors for automotive applications // Proc. SPIE.— 2004.— Vol. 5359.— P. 111—125.
2. Hecht J. Surveillance satellites adapt to a changing world // Laser Focus World.— 2004.— N 3.— P. 99—104.
3. Mottin E., Pantigny P., Boch R. An improved architecture of IRFPA readout circuits // Proc. SPIE.— 1996.— Vol. 3061.— P. 117—126.
4. Рева В. П., Сизов Ф. Ф. Проблемы проектирования и изготовления схем считывания для многоэлементных ИК фотодиодов // Прикладная физика.— 2002.— № 1.— С. 82—100.
5. Aziz N. Y., Kincaid G. T., Heath J. L. et al. Standardized high performance 320 by 256 readout integrated circuit for infrared applications // Proc. SPIE.— 1999.— Vol. 3698.— P. 766—777.
6. Dereniak E. L., Boreman G. D. Infrared detectors and systems.— New York: Wiley-Interscience, 1996.
7. Kozlowski L. J., Kosonocky W. F. Infrared detector arrays.— In: Handbook of Optics / Ed. Boss M., Van Stryland W., Williams D. R., Wolfe W. L.— New York: McGraw-Hill, 1995.
8. Fossum E., Pain B. Infrared readout electronics for space science sensors: state of the art and future directions // Proc. SPIE.— 1994.— Vol. 2020.— P. 262—285.
9. Neshor O., Elkind S., Adin A. et al. Digital cooled InSb detector for IR detection // Ibid.— 2003.— Vol. 5074.— P. 120—129.
10. Breiter R., Cabanski W. A., Koch R. et al. AIM image processing electronics for FPA IR detection modules // Ibid.— 2003.— Vol. 5074.— P. 130—137.

E·X·P·O ELECTRONICA



8-я МЕЖДУНАРОДНАЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ
ВЫСТАВКА ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ
И ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

5-8 Апреля 2005

РОССИЯ, МОСКВА, СК "ОЛИМПИЙСКИЙ"

Совместно с:

Electrontech **expo**

www.expoelectronica.ru

При официальной поддержке:
 Министерство промышленности и энергетики Российской Федерации
Министерство экономического развития и торговли Российской Федерации
Министерство информационных технологий и связи Российской Федерации
Правительство Москвы

При участии:
 With assistance of:

Организаторы / Organisers:
 **ПРИМЭКСПО**
Тел./Tel.: +7 (812) 380 6007
380 6003, 380 6000
Факс/Fax: +7 (812) 380 6001
e-mail: electron@primexpo.ru

Соорганизатор:
 Электроникатор - С

Информационные спонсоры:
 

НЕДЕЛЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

www.components.euroindex.ua

**ЭЛЕКТРОННЫЕ
КОМПОНЕНТЫ**

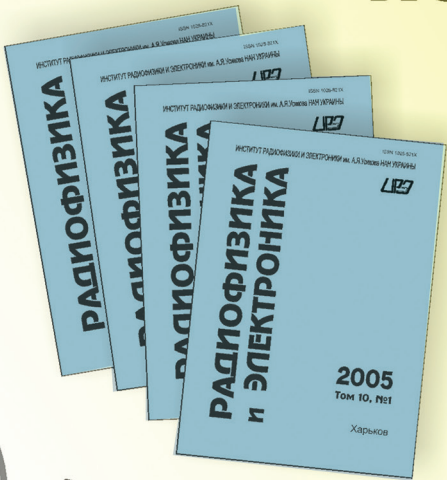
25-28
апреля
Киев

ВТОРАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА
КОМПОНЕНТОВ, КОМПЛЕКТУЮЩИХ, ОБОРУДОВАНИЯ, ТЕХНОЛОГИЙ

"Электронные компоненты 2005"

По телефону (044) 461-9301 вы сможете получить более детальную
информацию у Сергея Петрова (petrov@eindex.kiev.ua; sales@eindex.kiev.ua).

ПОДПИСКА НА 2005



В сборнике «Радиофизика и электроника» сотрудники ИРЭ и других научных учреждений печатают статьи, содержащие фундаментальные и прикладные результаты, методы, аппаратную реализацию и практическое использование исследований в области радиофизики и электроники. Сборник включен в список специализированных изданий Высшей аттестационной комиссии Украины по физико-математическим наукам.

Подписка через агентство «Идея» (индекс 12541) и через издательство ИРЭ им. А. Я. Усикова НАН Украины (61085, г. Харьков, ул. Ак. Проскуры, 12).

4 НОМЕРА В ГОД

Контактные телефоны: (057) 744-8372, 744-0006
Эл. почта: ire@ire.kharkov.ua

<http://www.ire.kharkov.ua/sbornik/sbornikr.htm>

ПОДПИСКА — 2005

<p>В НОМЕРЕ: Сборник материалов конференции «Системы радиолокационного обнаружения и сопровождения объектов»</p>	<p>В НОМЕРЕ: Исследования в области радиолокационного обнаружения и сопровождения объектов</p>	<p>ЖУРНАЛ</p> <h2>CHIP NEWS</h2> <p>УКРАИНА</p> <p>ИНЖЕНЕРНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА</p>	<p>В НОМЕРЕ: Технология производства микроэлектронных устройств</p>	<p>В НОМЕРЕ: Технология производства микроэлектронных устройств</p>
<p>В НОМЕРЕ: Исследования в области радиолокационного обнаружения и сопровождения объектов</p>	<p>В НОМЕРЕ: Исследования в области радиолокационного обнаружения и сопровождения объектов</p>	<p>подписной индекс по каталогу "Укрпошта" 21934</p>	<p>В НОМЕРЕ: Исследования в области радиолокационного обнаружения и сопровождения объектов</p>	<p>В НОМЕРЕ: Исследования в области радиолокационного обнаружения и сопровождения объектов</p>

www.chipnews.com.ua
info@chipnews.com.ua

тел.: (044) 490-7430
факс: (044) 490-7499

*Плишите
Підписувайтесь
Читайте*



В 2004 г. в журнале «Технология и конструирование в электронной аппаратуре» публиковались статьи, подготовленные в Азербайджане, Беларуси, Грузии, Литве, Молдове, России, Украине.

ISSN 0130-6243 ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ. № 6. 2004 г.