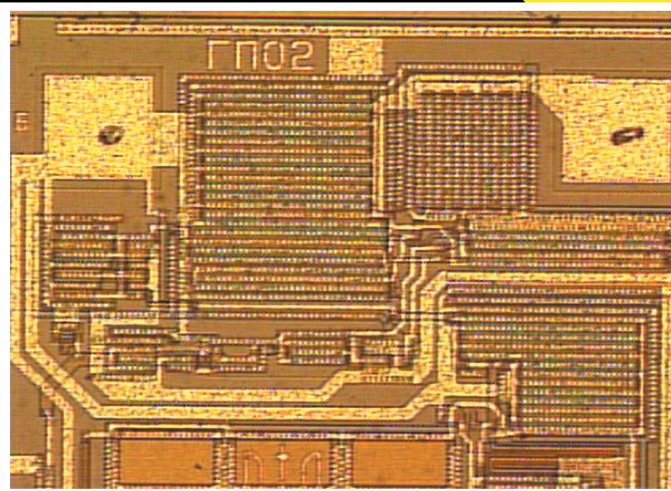
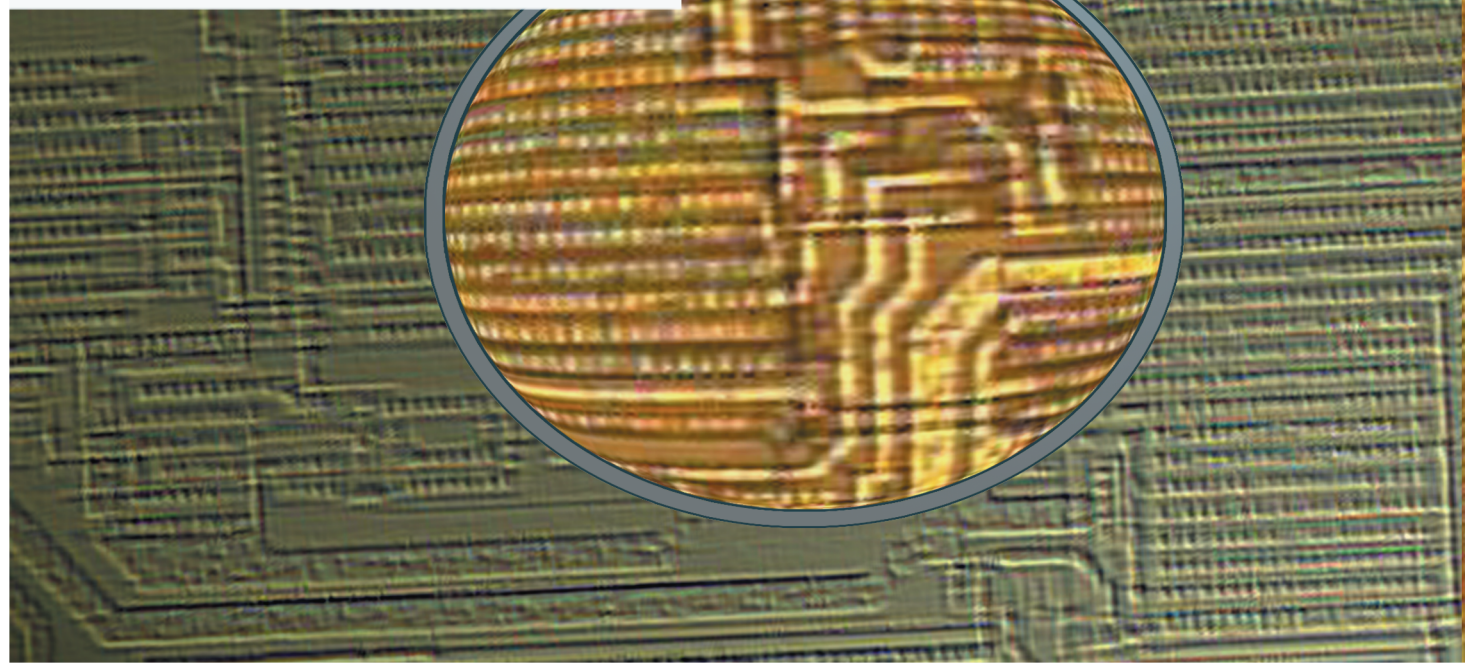




## ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ



К статье «КМОП ИС  
задающего генератора  
с кварцевой стабили-  
зацией частоты»



# 6 2003

НОЯБРЬ – ДЕКАБРЬ



5-я МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

## «СОВРЕМЕННЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ И ЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

17–21 мая 2004 года Украина, г. Одесса

### ПРОБЛЕМАТИКА

- ◆ Состояние и перспективы обеспечения отраслей народного хозяйства электронными средствами.
- ◆ Сигналопреобразующие технологии и аппаратура в аэрокосмической отрасли, в телекоммуникациях, экологии, медицине, навигации, локации и др.
- ◆ Информационные технологии и их защита.
- ◆ Моделирование в управлении и производстве.
- ◆ Компьютерные технологии в приборостроении. Системы автоматизированного проектирования.

### КОНФЕРЕНЦИИ

- ◆ Проектирование и конструирование электронных средств. Надежность. Обеспечение тепловых режимов.
- ◆ Производство электронных компонентов, узлов, аппаратов. Технологические процессы и оборудование. Технологические материалы.
- ◆ Преобразователи физических величин. Сенсоры.
- ◆ Микро- и нанoeлектронные технологии. Материалы микроэлектроники.

С текущей информацией по конференции  
можно знакомиться на сайте  
[www.tkea.wallst.ru/konfer.html](http://www.tkea.wallst.ru/konfer.html)

Реквизиты для связи  
E-mail <tkea@odessa.net>  
тел./факс +38 (048) 733-67-91,  
тел. +38 (048) 733-72-83.  
Секретарь Оргкомитета "СИЭТ-2004"  
Тихонова Елена Анатольевна

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



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

### ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

Отделения связи Украины. «Каталог видань України». Индекс 23785.

Отделения связи России. Каталог «Пресса России». Индекс 71141.

Отделения связи стран СНГ. Подписные каталоги. Индекс 71141.

Подписное агентство «Идея», [www.idea.com.ua](http://www.idea.com.ua),  
тел./факс +038 (062)381-09-32. Индекс 11146.

Подписное агентство «KSS», [www.kss.kiev.ua](http://www.kss.kiev.ua),  
тел. +038 (044)464-02-20. Индекс 20363.

Представительство журнала «ТКЭА» в России:  
192286 С.-Петербург, п/о 286, п/я 416; «ЭРА»,  
e-mail: era48@mail.ru, тел. (812)595-40-89.

Редакция «ТКЭА». Украина, 65005, г. Одесса, ул. Прохоровская, 45.  
E-mail <tkea@odessa.net>, тел. (048)733-72-83, тел./факс (048)733-67-91.

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. Корещкая.

Подписано к печати 03.12 2003 г. Формат 60×84 1/8.

Печать офсетная. Печ. л. 7,5. Уч.-изд. л. 9,6. Тираж 700 экз. Заказ № 61.

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)

2003

Год издания 27-й

Год регистрации 1992

№ 6

СОДЕРЖАНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

*К.т.н. Н. М. Вакив*  
*Д.т.н. П. П. Воробиевко*  
*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*  
*Д.т.н. В. Б. Ткаченко*  
*Е. А. Тихонова*  
*К.т.н. В. М. Чмилё*

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

*Д.т.н. А. Л. Вайнер*  
*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. А. Н. Золотко*  
*Д.ф.-м.н. Ф. Д. Касимов*  
*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*  
*К.т.н. В. В. Сибиряков*  
*Д.ф.-м.н. О. И. Шпотюк*

АДРЕС РЕДАКЦИИ

Украина, 65005, Одесса-5,  
ул. Прохоровская, 45  
Тел. (+38-048) 733-72-83  
Тел./факс (+38-048) 733-67-91  
E-mail: tkea@odessa.net  
Web-сайт: tkea.wallst.ru

Регистрационный номер  
КВ 2092 от 07.06.96 г.  
Регистрация в ВАК:

Бюллетень ВАК Украины, 1999, № 4

Номер подготовлен по заказу  
Министерства промышленной  
политики Украины

Ответственные за выпуск

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

Материалы для микроэлектроники

- Исследование свойств полупроводниковых материалов для детекторов ионизирующих излучений. *А. И. Кондрик, Г. П. Ковтун* 3
- Выращивание гетероструктур GaSb/InAs жидкофазной эпитаксией без растворения подложки. *И. Е. Марончук, В. В. Курак, Е. В. Андропова, Е. А. Баганов* 6
- Исследование свойств слоев поликремния на изоляторе при криогенных температурах для создания сенсоров. *А. А. Дружинин, И. И. Марьямова, С. Н. Матвиенко, Ю. Н. Хорвенко* 10
- Радиационное легирование сульфида кадмия и арсенида галлия. *В. А. Мокрицкий, А. С. Гаркавенко, В. В. Зубарев, С. В. Ленков* 14

Функциональная микроэлектроника

- Акустооптические модуляторы для систем спектрального анализа радиосигналов. *Г. И. Брайко, Д. М. Винник, А. И. Ижнин* 18
- Моделирование транзисторов с высокой подвижностью электронов. *П. А. Емцев* 20
- СВЧ полевые транзисторы средней мощности миллиметрового диапазона длин волн. *А. В. Ивацук, В. И. Босый, В. Н. Ковальчук* 27

Энергетическая микроэлектроника

- Исследование температурного поля накопителя на жестких магнитных дисках. *Ю. Е. Николаенко, В. Ю. Кравец, В. С. Грабовский* 32
- Влияние циклического режима работы охлаждающего термоэлектрического устройства на его надежность. *В. П. Зайков, В. Ф. Моисеев* 35
- Солнечные элементы на основе тандемных гетероструктур GaAs—InGaAs—AlGaAs. *С. И. Круковский, Ю. Е. Николаенко* 39

Сенсозлектроника

- Выбор базовых элементов двухосного мультисенсорного инерциального датчика. *Н. А. Мухоед* 41
- Многофункциональный сенсор с цифровой индикацией. *И. М. Викулин, С. В. Ильин, В. А. Мингалев* 46
- Физический принцип преобразования флуктуаций в датчиках. *А. Г. Головкин* 47
- Распределения температуры анизотропной пластины с учетом ее оптических свойств. *А. А. Ащеулов, И. В. Гуцл* 49

Новое технологическое оборудование для микроэлектроники

- Камера тепла и холода для изделий фотоэлектронной техники. *А. Х. Дунаенко, В. Д. Фотий, А. А. Ащеулов* 51

Интегральные схемы и полупроводниковые приборы

- КМОП ИС задающего генератора с кварцевой стабилизацией частоты. *В. И. Золотаревский, Л. И. Самотова, Ю. Д. Мазалецкий, Б. А. Балай, Е. С. Товмач, А. Ф. Воцинкин* 53
- Влияние кремниевой подложки на пробивное напряжение разветвленного  $n^{++}-p^{+}$ -перехода. *В. П. Сидоренко, А. Ю. Кизяк, Ю. Е. Николаенко* 56
- Кинетика десорбционной очистки поверхности кремниевых пластин в перекисно-аммиачных растворах. *Ю. Г. Полтавцев, П. Т. Вирченко, В. В. Костюк* 59

Выставки. Конференции

2 стр. обл. 38, 52, 60

Новые книги

9, 26, 55

## 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

Дослідження властивостей напівпровідникових матеріалів для детекторів іонізуючих випромінювань. *О. І. Кондрік, Г. П. Ковтун* (3)

Вирощування гетероструктур GaSb/InAs рідкофазною епітаксією без розчинення підкладки. *І. Є. Марончук, В. В. Курак, О. В. Андропова, Є. О. Баганов* (6)

Дослідження властивостей полікремнію на ізоляторі при криогенних температурах для створення сенсорів. *А. О. Дружинін, І. Й. Марьямова, С. М. Матвієнко, Ю. М. Ховерко* (10)

Радіаційне легування сульфіда кадмію та арсеніда галію. *В. А. Мокрицький, О. С. Гаркавенко, В. В. Зубарев, С. В. Ленков* (14)

#### Функціональна мікроелектроніка

Акустооптичні модулятори для систем спектрального аналізу радіосигналів. *Г. І. Брайко, Д. М. Вінник, О. І. Ізнін* (18)

Моделювання транзисторів з високою рухливістю електронів. *П. О. Ємцев* (20)

НВЧ польові транзистори середньої потужності міліметрового діапазону довжини хвиль. *А. В. Іващук, В. І. Босий, В. М. Ковальчук* (27)

#### Енергетична мікроелектроніка

Дослідження температурного поля накопичувача на жорстких магнітних дисках. *Ю. Є. Ніколаєнко, В. Ю. Кравець, В. С. Грабовський* (32)

Вплив циклічного режиму роботи охолоджуючого термоелектричного пристрою на його надійність. *В. П. Зайков, В. Ф. Моїсєєв* (35)

Сонячні елементи на основі тандемних гетероструктур GaAs—InGaAs—AlGaAs. *С. І. Круковський, Ю. Є. Ніколаєнко* (39)

#### Сенсоелектроніка

Вибір базових елементів двохвісного мультисенсорного інерціального датчика. *Н. А. Мухойд* (41)

Багатофункціональний сенсор з цифровою індикацією. *І. М. Вікулін, С. В. Ільїн, В. О. Мінгальов* (46)

Фізичний принцип перетворення флуктуацій в датчиках. *Головка А. Г.* (47)

Дослідження розподілу температури анізотропної пластини з урахуванням її оптичних властивостей. *А. А. Ащеулов, І. В. Гуцул* (49)

#### Нове технологічне обладнання для мікроелектроніки

Камера тепла та холоду для виробів фотоелектронної техніки. *О. Х. Дунаєнко, В. Д. Фотій, А. А. Ащеулов* (51)

#### Інтегральні схеми і напівпровідникові прилади

КМОП ІС задаючого генератора із кварцовою стабілізацією частоти. *В. І. Золотаревський, Л. І. Саматовка, Ю. Д. Мазалецький, Б. О. Балай, С. С. Товмач, О. Ф. Воцинкін* (53)

Вплив кремнієвої підкладки на пробивну напругу розгалуженого  $n^{++}-p^+$ -переходу. *В. П. Сидоренко, А. Ю. Кизяк, Ю. Є. Ніколаєнко* (56)

Кінетика десорбційного очищення поверхні кремнієвих пластин в перекисно-аміачних розчинах. *Ю. Г. Полтавцев, П. Т. Вірченко, В. В. Костюк* (59)

### CONTENT

#### The materials for microelectronics

The investigation of properties of semiconductor materials for ionizing radiations detectors. *Kondrik A. I., Kovtun G. P.* (3)

GaSb/InAs heterostructures growth by liquid phase epitaxy without substrate dissolution. *Maronchuk I. Ye., Kurak V. V., Andronova E. V., Baganov Ye. A.* (6)

Studies of polysilicon on insulator at cryogenic temperatures for sensors development. *Druzhinin A. A., Maryamova I. I., Matviyenko S. M., Khoverko Yu. N.* (10)

Radiating doping cadmium sulfide and gallium arsenide. *Mokritsky V. A., Garkavenko A. S., Zubarev V. V., Lenkov S. V.* (14)

#### The functional microelectronics

Acousto-optical modulators for systems of radio signal analysis. *Brayko G. I., Vinnik D. M., Iznin A. I.* (18)

High electron mobility transistor modeling. *Yemtsev P. A.* (20)

UHF middle power field effect transistors for millimeter wavelength range. *Ivashchok A. V., Bosiy V. I., Kovalchok V. M.* (27)

#### The power microelectronics

Examination of a temperature field of the store on strong magnetic disks. *Nikolaienko Yu. Ye., Kravets V. Yu., Grabovsky V. S.* (32)

The influence of cooling thermoelectric device cyclic working regime on its reliability. *Zaykov V. P., Moiseev V. F.* (35)

Solar cells base on the GaAs—InGaAs—AlGaAs tandem heterostructures. *Krukovsky S. I., Nikolayenko Yu. E.* (39)

#### The sensoelectronics

The choice of basic elements of the two-axes multisensor inertial detector. *Mukhoyid N. A.* (41)

Multifunctional sensor control with digital indication. *Vikoulin I. M., Ilyin S. V., Mingalev V. A.* (46)

The physical principle of transformation fluctuations in gauges. *Golovko A. G.* (47)

Study of temperature distribution in anisotropic plate with regard for its optical properties. *Ashcheulov A. A., Gutsul I. V.* (49)

#### The new technological equipment for microelectronics

The hot and chill camera for products of photoelectronic engineering. *Dunayenko A. Kh., Photiy V. D., Ashcheulov A. A.* (51)

#### The integrated circuits and semiconductor devices

CMOS IC of crystal oscillator with quartz frequency stabilization. *Zolotarevsky V. I., Samatovka L. I., Mazaletsky Yu. D., Balay B. A., Towmach E. S., Voschinkin A. F.* (53)

Influence of the silicon substrate on breakdown voltage of spreaded  $n^{++}-p^+$ -junction. *Sidorenko V. P., Kizjak A. Yu., Nikolajenko Yu. E.* (56)

Kinetic of desorption cleaning surface silicon plates in hydrogen-ammonium hydrate solutions. *Poltavtsev Yu. G., Virchenko P. T., Kostyuk V. V.* (59)

А. И. КОНДРИК, д. ф.-м. н. Г. П. КОВТУН

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

Дата поступления в редакцию  
29.05 2003 г.

Оппонент д. ф.-м. н. Д. В. КОРБУТЯК  
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

## ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ ДЕТЕКТОРОВ ИОНИЗИРУЮЩИХ ИЗЛУЧЕНИЙ

*Результаты исследования могут служить ориентиром для разработчиков новых материалов семейства CdZnTe для детекторов ионизирующих излучений.*

Полупроводниковые соединения с повышенной шириной запрещенной зоны, такие как CdTe и его соединения, могут рассматриваться в качестве перспективных материалов для детекторов радиационного излучения [1]. В таких детекторах для получения сигнала во внешней цепи носители заряда должны быстро двигаться в электрическом поле, а для получения линейного по энергии сигнала они не должны нести потери на пути к электродам. Это означает, что необходимо обеспечить максимально возможные значения подвижности  $\mu$  электронов и дырок.

Для регистрации малых по величине сигналов необходимо иметь минимальные токи утечки при достаточно высоких приложенных к детекторам полях. Значит, детекторные материалы должны обладать высоким удельным сопротивлением  $\rho$ .

Нужные свойства могут быть получены в сложных соединениях, например, в тройных  $A_xB_{1-x}C$ . При разработке новых материалов важно знать, какое влияние могут оказывать на величины  $\mu$  и  $\rho$  свойства матрицы, структурные дефекты и примесный состав. Наиболее быстрым и дешевым способом исследования такого влияния является метод компьютерного моделирования, основанный на апробированных физических моделях.

Целью данной работы являлось моделирование дрейфовой подвижности электронов и удельного сопротивления материалов типа  $Cd_xZn_{1-x}Te$  в зависимости от величины  $x$ , а также примесного и дефектного состава, при комнатной температуре.

Для точного расчета подвижности в сложных соединениях можно численно решать кинетическое уравнение Больцмана с учетом реальной зонной структуры (см., например, [2]). Однако такой подход в случае широкозонных соединений является неоправданно усложненным. Поэтому вычисление подвижности проводилось в рамках приближения времени релаксации с учетом непараболичности и поправок на изменения ряда параметров матрицы при изменении  $x$ , а именно: параметра решетки, эффективной массы электронов проводимости, ширины запрещенной зоны, диэлектрической проницаемости,

плотности материала, а также величин, учитываемых при рассеянии на акустических и оптических колебаниях решетки. Модель, учитывающая изменения этих параметров при вычислении подвижности, впервые была разработана и применена авторами работы [3] для тройных соединений, состоящих из соединений типа  $A_{III}B_V$ . Полупроводники CdTe и ZnTe имеют такую же кристаллическую и аналогичную зонную структуру. Кроме того, подвижность в этих материалах определяется, в основном, теми же механизмами рассеяния. Таким образом, была написана компьютерная программа для вычисления  $\mu$  и  $\rho$  в приближении времени релаксации, в которой автоматически вводились поправки на изменение вышеуказанных параметров в соответствии с физической моделью, подробно описанной в [3].

Применение модели работы [3] для соединения  $Cd_xZn_{1-x}Te$  дало удовлетворительное совпадение величин подвижности с известными нам экспериментальными данными. При расчете подвижности учитывалось рассеяние на акустических и оптических фонах, ионизированных глубоких и мелких центрах, а также рассеяние в сплаве. Частота рассеяния на ионизированных примесях рассчитывалась в соответствии с известным приближением Брукса—Херринга [4], в которое было внесено некоторое дополнение. Кроме экранирования свободными носителями заряда, было введено дополнительное экранирование ионизированными глубокими центрами. Такая модель была предварительно апробирована на ряде эталонных образцов с известным составом и подвижностью, и во всех случаях наблюдалось лучшее совпадение с экспериментом, по сравнению с моделью Брукса—Херринга.

В качестве исходного материала был принят состав фоновых примесей в CdTe и CdZnTe, получаемый в современных технологиях выращивания [5]. Концентрация донорного центра хлора  $N_D(Cl)=5 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ ; концентрация акцепторного дефекта замещения кадмия серебром  $N_A(Ag_{Cd})=0,5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; концентрация акцепторного дефекта замещения теллура мышьяком  $N_A(As_{Te})=0,5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; концентрация акцепторного дефекта замещения теллура фосфором  $N_A(P_{Te})=0,5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; концентрация вакансий кадмия  $N_{DA}(V_{Cd})=1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , являющихся глубокими акцепторами; концентрация вакансий теллура  $N_{DD}(V_{Te})=3,5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , являющихся глубокими донорами. Концентрация глубокого

донора  $X$ , обеспечивающего полуизолирующие свойства [5, 6], была принята равной  $3 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ .

Рассмотрение такого примесного состава с фиксированным положением примесных уровней, в принципе, является корректным для  $\text{Cd}_x\text{Zn}_{1-x}\text{Te}$ , по крайней мере, в диапазоне изменения  $0,5 < x < 1$ . Причина этого заключается в том, что соединения  $\text{CdTe}$  и  $\text{ZnTe}$  имеют примерно одинаковое положение валентной зоны и, следовательно, согласно правилу Хейнриха—Лангера [7], должны иметь те же значения энергий примесных уровней и для соединений  $\text{CdZnTe}$ .

На рис. 1 показана рассчитанная зависимость дрейфовой подвижности электронов проводимости в соединении  $\text{Cd}_x\text{Zn}_{1-x}\text{Te}$  в зависимости от мольной доли  $\text{CdTe}$  при комнатной температуре. Верхняя ось отображает ширину запрещенной зоны  $E_{g0}$ , которая соответствует указанным значениям  $x$  при  $T=0 \text{ К}$ . Наблюдаемый минимум можно объяснить действием возмущения  $\Delta V$ , вносимого соединением  $\text{CdTe}$  в периодический потенциал решетки  $\text{ZnTe}$ . Возмущение  $\Delta V$  имеет вид потенциального барьера с величиной, равной разности электронных восприимчивостей соединений  $\text{CdTe}$  и  $\text{ZnTe}$ . При относительно малой доле  $\text{CdTe}$  возмущение  $\Delta V$  вначале вызывает уменьшение подвижности в  $\text{CdZnTe}$  по сравнению с  $\text{ZnTe}$ . Затем  $\mu$  увеличивается, когда на процессы рассеяния начинают влиять параметры  $\text{CdTe}$ , имеющего более высокую подвижность, чем  $\text{ZnTe}$ .

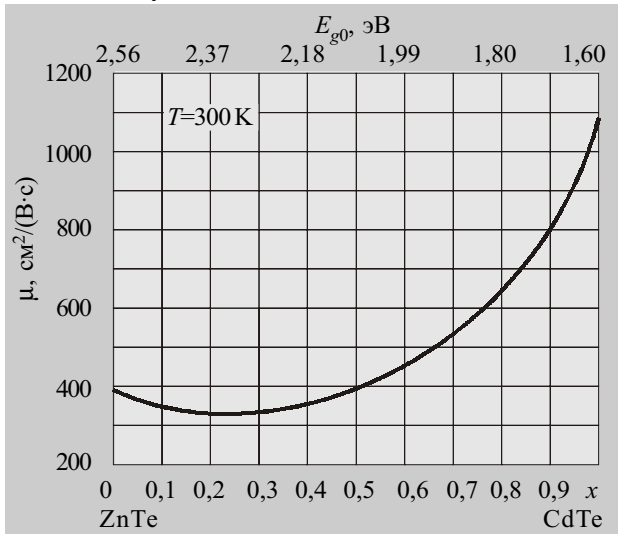


Рис. 1. Зависимость подвижности электронов проводимости в материале  $\text{Cd}_x\text{Zn}_{1-x}\text{Te}$  от мольной доли  $\text{CdTe}$

Из рис. 1 видно, что, согласно принятой модели, действие потенциального возмущения в сплаве должно приводить к заметному уменьшению подвижности электронов при изменении мольного содержания  $y=1-x$  соединения  $\text{ZnTe}$  в пределах  $0 < y < 0,2$ . Такое уменьшение подвижности в соединении  $\text{Cd}_{1-y}\text{Zn}_y\text{Te}$  накладывает ограничение на величину мольной доли  $\text{ZnTe}$  в тройном соединении. Из рисунка видно также, что содержание  $\text{ZnTe}$  при  $y=1-x=0,2$  соответствует ширине запрещенной зоны  $E_{g0}=1,8 \text{ эВ}$ . С другой стороны, ранее было показано [8], что в соединении  $\text{CdZnTe}$  с шириной запрещенной зоны  $E_{g0}=1,8 \text{ эВ}$  удельное сопротивление при комнатной температуре на два по-

рядка больше, чем в  $\text{CdTe}$ . Таким образом, уменьшение  $\mu$  в какой то мере компенсируется значительным увеличением  $\rho$ .

В связи с этим представляет интерес исследование зависимости удельного сопротивления от величины  $x$  в тройных соединениях типа  $\text{Cd}_x\text{Zn}_{1-x}\text{Te}$ . Для такого количественного исследования был выбран образец с легирующими добавками  $\text{Cl}$  и  $\text{Cr}$ , обеспечивающими полуизолирующие свойства [6, 8], при этом концентрация хлора была принята равной  $3 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ . На рис. 2 показаны результаты компьютерного моделирования  $\rho$  в зависимости от концентрации глубокого акцептора хрома  $N_{\text{Cr}}$  при различных значениях  $x$ . Моделирование проводилось для температуры  $300 \text{ К}$ .

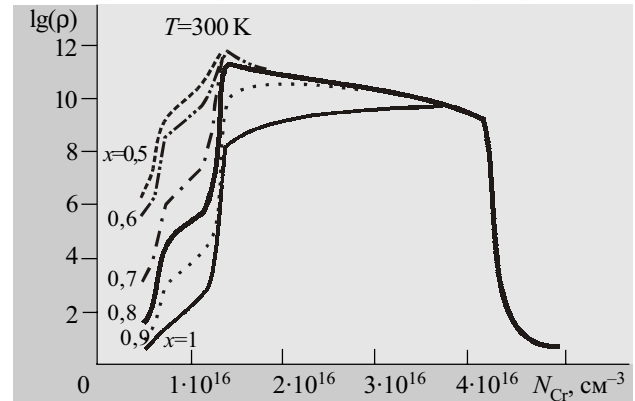


Рис. 2. Зависимости  $\lg(\rho)$  ( $\text{Ом}\cdot\text{см}$ ) от  $N_{\text{Cr}}$  при различных значениях мольного содержания  $\text{CdTe}$  ( $x$ )

Из рис. 2 можно видеть, что заметное увеличение удельного сопротивления до значения  $10^{12} \text{ Ом}\cdot\text{см}$  происходит только в диапазоне уменьшения величины  $x$  от 1 до 0,8. Величине  $x=0,8$  соответствует  $E_{g0}=1,8 \text{ эВ}$  (см. рис. 1). Дальнейшее уменьшение мольного содержания  $\text{CdTe}$  вплоть до  $x=0,5$ , которому соответствует увеличение  $E_{g0}$  до 2,1 эВ, практически не дает заметного изменения  $\rho$ .

Из рис. 1 можно видеть, что значения  $E_{g0} > 2,1 \text{ эВ}$  соответствуют значениям  $x < 0,5$ , т. е. образцу  $\text{CdZnTe}$  с преобладающим содержанием соединения  $\text{ZnTe}$ , который характеризуется низкой подвижностью, что неизбежно должно отрицательно сказаться на детекторных свойствах материала. При концентрации хрома  $N_{\text{Cr}}=1,41 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$  и  $0,5 < x < 0,8$  имеется очень узкий пик для  $\rho$  (не показанный на рисунке) с максимумом  $\sim 10^{13} \text{ Ом}\cdot\text{см}$ . Однако на практике невозможно получить образец, однородный по объему, именно с таким сочетанием компенсирующих добавок, которые везде в точности соответствовали бы этому максимуму. В связи с вышеизложенным можно говорить о существовании ограничения на величину  $\rho$ , которая на практике для детекторных материалов  $\text{CdZnTe}$  не может превзойти величины  $10^{12} \text{ Ом}\cdot\text{см}$ . Можно также говорить о заведомой нецелесообразности разработки материалов с мольным содержанием  $\text{CdTe}$ , выходящим за пределы  $0,8 < x < 0,9$ .

Таким образом, материал  $\text{Cd}_{0,8}\text{Zn}_{0,2}\text{Te}$  является наиболее оптимальным с точки зрения его детекторных характеристик. По-видимому, заслуживает внимания также и материал  $\text{Cd}_{0,9}\text{Zn}_{0,1}\text{Te}$ , имеющий бо-

лее высокую подвижность и высокое удельное сопротивление ( $\sim 10^{10}-10^{11}$  Ом·см, см. рис. 1 и 2).

Приняв материал  $Cd_{0,8}Zn_{0,2}Te$  в качестве основного, мы провели для него исследования трехмерных зависимостей  $\mu$  и  $\rho$  от концентрации легирующих примесей Cr и Cl с тем, чтобы попытаться выявить возможную корреляцию между этими параметрами. Легирование именно хромом не является обязательным, просто его введение в модель означает введение в принципе любого другого глубокого акцептора (уровень которого расположен в середине или в верхней половине запрещенной зоны), удобно с точки зрения технологии выращивания. Легирование хлором является достаточно распространенным способом достижения полуизолирующего состояния материала.

Результаты моделирования приведены на рис. 3 и 4. Подобные исследования проводились ранее для материала CdTe [6]. Полученные здесь результаты качественно не отличаются от результатов работы [6], отличие заключается только в абсолютных значениях  $\rho$  и  $\mu$ , поэтому мы здесь приводим их без обсуждения.

1. Основным механизмом рассеяния для материала  $Cd_{0,8}Zn_{0,2}Te$  (помимо рассеяния в сплаве, которое отсутствует в CdTe) является рассеяние на полярных оптических фононах.

2. При комнатных температурах средняя частота рассеяния на ионизированных примесях в  $Cd_{0,8}Zn_{0,2}Te$  значительно меньше, чем средняя частота рассеяния на полярных оптических фононах (и рассеяния в сплаве), поэтому подвижность слабо зависит от примесного состава (при условии однородного распределения ионизированных центров по объему материала).

3. На изменение величины подвижности оказывают влияние два противоположно направленных фактора: экранировка рассеивающих центров (в сторону увеличения) и концентрация ионизированных примесей (в сторону уменьшения). Области с максимальной подвижностью, как правило, являются низкоомными, если только здесь по какой-либо причине не происходит резкого увеличения концентрации ионизированных глубоких центров.

Из результатов 1 и 2 следует, что для исключения влияния электрически активных фоновых примесей переходных металлов, которые могут непреднамеренно вноситься в матрицу в процессе выращивания, достаточно концентрацию легирующих примесей, обеспечивающих полуизолирующие свойства, сделать на порядок большей. При условии однородного распределения легирующих примесей это не должно заметно повлиять на подвижность.

Из результата 3 и рис. 3, 4 следует также, что полуизолирующие материалы с максимальной подвижностью получаются при меньших концентрациях легирующей примеси хлора перед переходом материала в низкоомное состояние  $n$ -типа (область слева от хребта и в непосредственной близости от него). Из рис. 4 видно, что подвижность увеличивается при уменьшении концентрации хлора. Для обеспечения высокоомного состояния меньшая концентрация хлора возможна при уменьшении концентрации дефектов замещения, которые являются мелкими акцепторами. С другой стороны, хлор может образовывать комплексы с вакансиями кадмия, которые дают в запрещенной зоне мелкие акцепторные уровни и, как показывают вычисления, понижают  $\rho$ . Таким образом, большая концентрация хлора отрицательно сказывается как на величине  $\mu$ , так и на величине  $\rho$ .

Результаты моделирования показывают также, что для материалов, получаемых без введения хлора, максимальная подвижность наблюдается при максимальной концентрации ионизированных глубоких центров, а такая их концентрация возможна при компенсации мелких фоновых примесей глубокими донорами.

Был проведен также сравнительный анализ величины удельного сопротивления, полученного в настоящей работе, и в модели, где учитывалось только изменение ширины запрещенной зоны [8]. Установлено, что в диапазоне  $0,8 < x < 1$ , помимо очевидного влияния изменения величины  $E_{go}$ , изменение остальных параметров существенно не влияет на значение  $\rho$ . В указанном диапазоне изменения  $x$  влияние на изменение подвижности оказывает изменение статической и динамической диэлектрической проницаемости, эффективной массы электронов проводимости, а

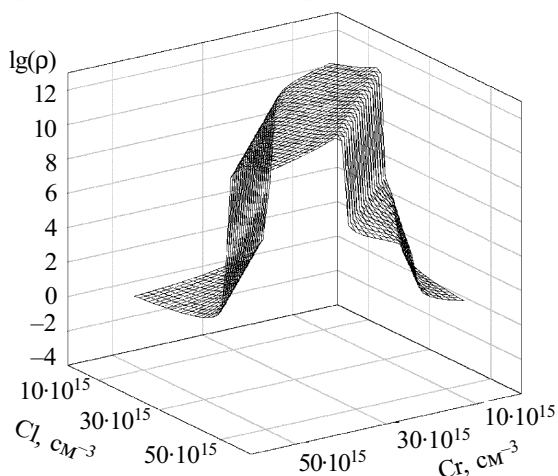


Рис. 3. Зависимость  $\lg(\rho)$  (Ом·см) от концентраций Cl и Cr

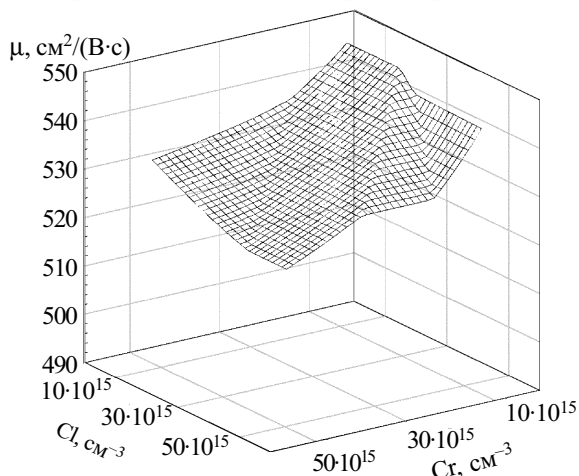


Рис. 4. Зависимость подвижности  $\mu$  от тех же значений концентраций Cl и Cr, что и на рис. 3

также появление дополнительного механизма рассеяния в сплаве.

\*\*\*

Таким образом, из проведенной работы можно сделать некоторые выводы.

Материалы  $Cd_xZn_{1-x}Te$  при  $0,8 < x < 0,9$  являются наиболее подходящими из семейства материалов  $CdZnTe$  для детекторов радиационных излучений. При условии однородного распределения легирующих и фоновых примесей их концентрация не оказывает заметного влияния на величину  $\mu$ , при этом полупроводниковые материалы с повышенным содержанием ионизированных глубоких центров должны иметь несколько более высокие значения подвижности.

Соответствие полученных результатов моделирования с известными нам обширными экспериментальными результатами дает основание считать, что имеется определенная ясность относительно оптимальных условий для достижения максимальных значений  $\mu$  и  $\rho$  в материалах типа  $CdZnTe$ . В связи с этим в каждом конкретном случае выращивания можно попытаться выработать конкретные рекомендации относительно оптимального состава разрабатываемых детекторных материалов.

## ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Корбутяк Д. В., Мельничук С. В., Корбут С. В., Борисюк М. М. Телурид кадмію: домашково-дефектні стани та детекторні властивості.— Київ: "Іван Федоров", 2000.
2. Krishnamurthy S., Sher A. Electron mobility in  $Hg_{78}Cd_{0,22}Te$  alloy // J. Appl. Phys.— 1994.— Vol. 75, N 12.— P. 7904—7909.
3. Harrison J. W., Hauser J. R. Theoretical calculations of electron mobility in ternary III–V compounds // J. Appl. Phys.— 1975.— Vol. 47, N 1.— P. 292—300.
4. Brooks H. Theory of electrical properties of germanium and silicon // Adv. Electron. Electron Phys.— 1955.— Vol. 7.— P. 85—182.
5. Hofmann D. M., Stadler W., Christman P., Meyer B. K. Defects in  $CdTe$  and  $Cd_{1-x}Zn_xTe$  // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research.— 1996.— Vol. A380.— P. 117—120.
6. 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.
7. Langer J. M., Heinrich H. Deep-level impurities: a possible guide to prediction of band-edge discontinuities in semiconductor heterojunctions // Phys. Rev. Lett.— 1985.— Vol. 55, N 13.— P. 1414—1417.
8. 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.

Д. т. н. И. Е. МАРОНЧУК, к. т. н. В. В. КУРАК,  
Е. В. АНДРОНОВА, Е. А. БАГАНОВ

Украина, Херсонский гос. технический университет  
E-mail: vk\_74@mail.ru

Дата поступления в редакцию  
21.04 2003 г.

Оппонент к. т. н. В. А. ЗАВАДСКИЙ  
(ОНМА, г. Одесса)

## ВЫРАЩИВАНИЕ ГЕТЕРОСТРУКТУР GaSb/InAs ЖИДКОФАЗНОЙ ЭПИТАКСИЕЙ БЕЗ РАСТВОРЕНИЯ ПОДЛОЖКИ

*Модифицированный метод импульсного охлаждения раствора-расплава позволяет избежать растворения подложки InAs при контакте с жидкой фазой Ga+Sb.*

В настоящее время основными методами получения гетероструктур в системе GaSb—InAs являются молекулярно-лучевая эпитаксия и осаждение из паров металлоорганических соединений [1]. Кристаллизация эпитаксиальных слоев при использовании этих методов происходит в сильно неравновесных условиях, что приводит к снижению структурного совершенства и, как следствие, к сравнительно низким характеристикам приборов, изготовленных на их основе.

Условия кристаллизации, наиболее близкие к равновесным, обеспечиваются методами жидкофазной эпитаксии [2, с. 118]. Однако выращивание гетероструктур GaSb/InAs из жидкой фазы сопряжено с рядом трудностей, связанных с наличием растворителя. Как показано в [3], подложка InAs при контакте с насыщенным раствором Sb в расплаве Ga является неустойчивой, что приводит к ее локальному рас-

творению, неконтролируемому составу кристаллизующегося эпитаксиального слоя и непланарности гетерограницы.

В этой связи целью данной работы является разработка технологических приемов, позволяющих исключить неконтролируемые процессы растворения подложки InAs при жидкофазной эпитаксии GaSb.

### Выбор метода выращивания

Получение качественных эпитаксиальных слоев из жидкой фазы в системах, склонных к растворению материала подложки, возможно при использовании двух различных подходов. Первый заключается в обеспечении квазиравновесных условий кристаллизации при повышении стабильности подложки к действию растворителя за счет варьирования состава жидкой фазы. Так, добавление индия в раствор-расплавы Ga+Sb уменьшает, но полностью не исключает растворение подложки [3]. При этом добавление мышьяка в жидкую фазу порядка  $10^{-4}$  ат. доли при температуре  $450^\circ\text{C}$  обеспечивает устойчивость подложки к действию растворителя, однако приводит к кристаллизации четырехкомпонентного эпитаксиального слоя InGaAsSb. Следовательно, при реализации

квазиравновесных условий кристаллизации, например, при выращивании методом принудительного охлаждения раствора-расплава, получение бинарных эпитаксиальных слоев GaSb сильно затруднено.

Второй подход основан на создании сильно неравновесных условий кристаллизации путем изначального переохлаждения жидкой фазы на величину более 20°C (метод выращивания из переохлажденного раствора-расплава) [2, с. 124]. Такой подход позволяет избежать растворения подложки раствором-расплавом, однако рост в сильно неравновесных условиях приводит к увеличению концентрации дефектов в эпитаксиальных слоях по сравнению со слоями, полученными в условиях, близких к равновесным.

В [4] описан метод получения эпитаксиальных слоев при импульсном охлаждении раствора-расплава. Этот метод был применен для получения слоев субмикронной толщины в системе AlGaAs—GaAs. Рост эпитаксиального слоя здесь происходит при кратковременном переохлаждении прилегающего к подложке тонкого слоя жидкой фазы, возникающем при контакте теплопоглотителя (с температурой  $T_1$ , меньшей температуры насыщения раствора-расплава  $T_0$ ) с тыльной поверхностью подложки. Метод обладает тем преимуществом, что позволяет создать кратковременные (от десятых долей секунды до нескольких секунд) неравновесные условия кристаллизации. Кроме того, метод по аппаратурному оформлению хорошо совместим с другими методами жидкофазной эпитаксии, например, с методом принудительного охлаждения раствора-расплава.

Мы предлагаем использовать метод импульсного охлаждения раствора-расплава на начальных стадиях роста для формирования на поверхности подложки InAs тонкого защитного слоя GaSb, препятствующего растворению подложки жидкой фазой.

#### Методика эксперимента

Выращивание нелегированных эпитаксиальных слоев *p*-GaSb осуществляли в установке для жидкофазной эпитаксии с горизонтально расположенным реактором в кассете слайдерного типа (рис. 1). В качестве подложек использовали монокристаллические пластины *n*-InAs марки ИМЭОС с ориента-

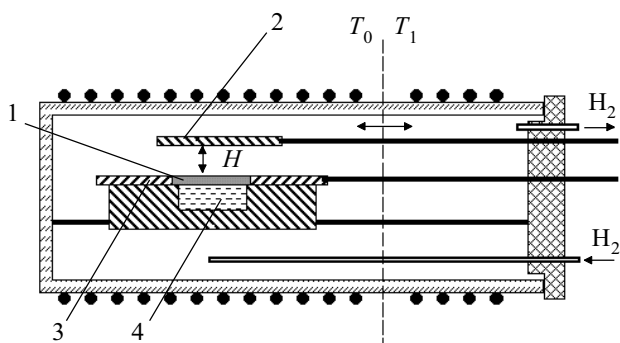


Рис. 1. Схема установки для выращивания гетероэпитаксиальных структур:

1 — подложка; 2 — теплопоглотитель; 3 — слайдер; 4 — раствор-расплав;

$T_0$  — температура в зоне роста;  $T_1$  — температура в зоне начального положения теплопоглотителя;  $H$  — величина зазора между теплопоглотителем и подложкой

цией поверхности (100), а также пластины марки ИМЭ-а с ориентацией (111). Концентрация носителей заряда в подложках составляла соответственно  $1 \cdot 10^{18}$  и  $2 \cdot 10^{16}$  см<sup>-3</sup>.

В качестве растворителя использовался галлий марки ГЛ-000. Для насыщения раствора-расплава по сурьме использовали кристаллы GaSb. Для формирования защитного слоя GaSb нами использовался модифицированный метод импульсного охлаждения раствора-расплава. Во избежание подрастворения подложки при контакте с раствором-расплавом мы, в отличие от [4], вначале осуществляли охлаждение подложки 1 (рис. 1) путем помещения графитового теплопоглотителя 2, имеющего температуру  $T_1 < T_0$ , над тыльной поверхностью подложки. Затем перемещением слайдера 3 осуществляли контакт рабочей поверхности подложки InAs с раствором-расплавом Ga+Sb 4, насыщенным по сурьме при температуре  $T_0$ . Для обеспечения длительности импульса охлаждения, большей времени перемещения подложки из исходного (нейтрального) положения к ячейке с раствором-расплавом (порядка нескольких секунд), теплообмен между теплопоглотителем и подложкой осуществлялся через слой водорода толщиной  $H \approx 7$  мм.

После выращивания защитного слоя GaSb импульсным охлаждением раствора-расплава производили программное снижение температуры печи на 10°C со скоростью 0,1°C/мин с целью увеличения толщины эпитаксиального слоя. После окончания процесса выращивания осуществляли декантацию раствора-расплава, реактор охлаждали до комнатной температуры.

В ряде экспериментов увеличение толщины эпитаксиального слоя GaSb проводили при постоянной температуре печи  $T_0$  путем реализации серии циклов импульсного охлаждения раствора-расплава.

Послеэпитаксиальная обработка заключалась в удалении следов растворителя с поверхности эпитаксиальных структур с последующим травлением в концентрированной HCl в течение 1 мин.

Исследование морфологии эпитаксиальных слоев и сколов структур осуществляли с использованием интерференционного микроскопа МИИ-4. Регистрацию спектров фотолюминесценции (ФЛ) гетероструктур производили при температуре 77 К. В качестве источника возбуждения ФЛ использовали гелий-неоновый лазер, работающий в непрерывном режиме с длиной волны излучения 1,15 мкм. Сигнал ФЛ диспергировался односторонним монохроматором МДР-2 с дифракционной решеткой 300 штр./мм и регистрировался в режиме синхронного детектирования фоторезистором PbS.

#### Результаты и обсуждение

Полученные эпитаксиальные слои GaSb обладали зеркальной морфологией поверхности. Высота микронеровностей слоев, выращенных на подложках InAs с ориентацией поверхности (100), составляла 0,8—1,2 мкм, в то время как для слоев, выращенных на подложках с ориентацией (111), значение высоты микронеровностей не превышало 0,27 мкм. Более развитый микрорельеф поверхности эпитаксиальных

слоев на подложках ориентацией (100) объясняется доминированием нормальной составляющей скорости роста над тангенциальной.

Исследования сколов структур показали отсутствие признаков травления подложек: граница раздела «эпитаксиальный слой — подложка» являлась планарной, эпитаксиальный слой — сплошным, включений растворителя на гетерогранице не наблюдалось. Среднее значение толщины эпитаксиальных слоев, полученных на подложках с ориентацией (100), составляло порядка 5 мкм, а слоев на подложках с ориентацией (111) — порядка 3 мкм.

На рис. 2 представлен типичный спектр ФЛ при 77 К эпитаксиальных слоев GaSb на подложках InAs (1). Для сравнения также представлен спектр ФЛ нелегированного слоя GaSb (2), выращенного на подложке n-GaSb из галлиевого раствора-расплава методом принудительного охлаждения в температурном диапазоне 450—440°C при скорости охлаждения 0,1°C/мин. Спектры ФЛ содержат по одному пику с положением максимума порядка 0,65 эВ, обусловленному излучательными переходами между энергетическими уровнями неконтролируемых донорных примесей, вводимых с навесками, и акцепторными уровнями природных структурных дефектов (вакансия галлия и галлий на месте сурьмы, которые являются характерными для преднамеренно нелегированных эпитаксиальных слоев GaSb [5, 6]). Пики ФЛ также имеют близкую полуширину линий излучения.

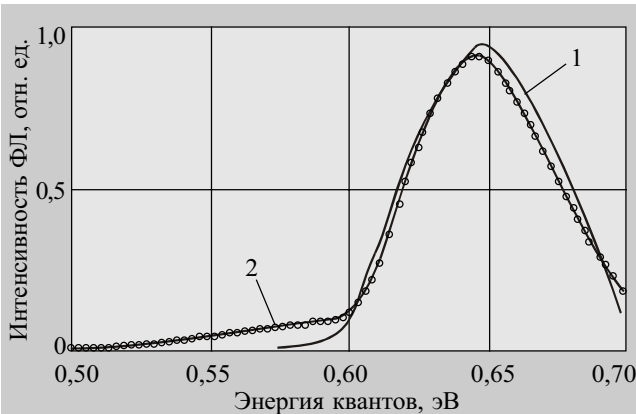


Рис. 2. Спектр фотолуминесценции эпитаксиальных слоев GaSb:  
1 — GaSb/InAs; 2 — GaSb/GaSb

Измерение результирующей толщины эпитаксиальных слоев, выращенных повтором циклов импульсного охлаждения раствора-расплава (9 циклов) при постоянной температуре печи  $T_0=450^\circ\text{C}$ , позволило оценить толщину слоя, кристаллизующегося в течение одного импульса охлаждения. Так, в случае кристаллизации на подложках InAs (100) средняя толщина эпитаксиального слоя GaSb, кристаллизующегося за один цикл, составляет порядка 0,56 мкм. При кристаллизации на подложках с ориентацией поверхности (111) за один цикл импульсного охлаждения формируется слой толщиной около 0,33 мкм.

Оценка критической толщины  $h_c$  эпитаксиального слоя, при которой происходит релаксация упругих напряжений (вызванных рассогласованием периодов

решетки  $f$ ) с образованием дислокаций несоответствия в эпитаксиальном слое, показала, что в случае кристаллизации слоя GaSb на подложке InAs ( $f = 0,61\%$ , период решетки GaSb  $a=0,6095$  нм)  $h_c \approx a/(2\sqrt{2}f)$  [7, с. 74] составляет примерно 35 нм. То есть эпитаксиальные слои GaSb с толщиной меньше 35 нм являются упругонапряженными.

Согласно [8], в гетероструктурах с упругими напряжениями может наблюдаться твердофазное растворение растущего эпитаксиального слоя материалом подложки. На основе расчета энергии растворения как функции механических напряжений показано, что при выращивании тонких упругонапряженных эпитаксиальных слоев GaAs на подложке InAs механические напряжения на гетерогранице приводят к отрицательным значениям энергии растворения контактирующих твердых фаз, т. е. энергетически выгодным является растворение GaAs материалом подложки с образованием твердого раствора  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ .

Подход, предложенный в [8], применен нами для гетеросистемы GaSb/InAs. Расчет зависимости энергии растворения  $E_{\text{sol}}$  твердых фаз А и В (GaSb и InAs, соответственно) от механических напряжений  $\epsilon^B$ , возникающих в подложке, производился по выражению [8]

$$E_{\text{sol}}(\epsilon^B) = E_{\text{sol}}^0 - V_A \frac{C_{11}^A{}^2 + C_{11}^A C_{12}^A - 2C_{12}^A{}^2}{C_{11}^A} \epsilon^A{}^2 +$$

$$+ 2 \left( \frac{C_{11}^B - C_{12}^B}{C_{11}^B} \right) \epsilon^B E_{xe} + V_B \frac{C_{11}^B{}^2 + C_{11}^B C_{12}^B - 2C_{12}^B{}^2}{C_{11}^B} \epsilon^B{}^2,$$

где  $E_{\text{sol}}^0$  — энергия растворения в твердой фазе в отсутствие механических напряжений, приближенно равная параметру взаимодействия в твердом растворе InGaAsSb;

$V_A, V_B$  — молярный объем атомов вещества А и В, соответственно;

$C_{ij}^A, C_{ij}^B$  — упругие константы для твердой фазы А и В, соответственно;

$$\epsilon^A = \frac{a_B}{a_A} (1 + \epsilon^B) - 1;$$

$a_A, a_B$  — соответственно периоды решеток материала А и В;

$$E_{xe} = 2V_B \frac{C_{11}^B{}^2 + C_{11}^B C_{12}^B - 2C_{12}^B{}^2}{C_{11}^B} \left( \frac{a_A - a_B}{a_B} \right).$$

Расчетная зависимость энергии растворения от механических напряжений, возникающих в подложке InAs в процессе роста эпитаксиального слоя GaSb, представлена на рис. 3. Анализ зависимости показывает, что энергия растворения является положительной в широком диапазоне механических напряжений в подложке. На начальных стадиях роста эпитаксиального слоя GaSb, когда напряжениями в подложке InAs можно пренебречь,  $\epsilon^{\text{InAs}} \approx 0$  и  $E_{\text{sol}} = 13,23$  кДж/моль, т. е.  $E_{\text{sol}} > 0$ . Следовательно, растворение GaSb в материале подложки является энергетически невыгодным.

Этот вывод согласуется с результатами работы [9], согласно которым при выращивании тонких эпитак-

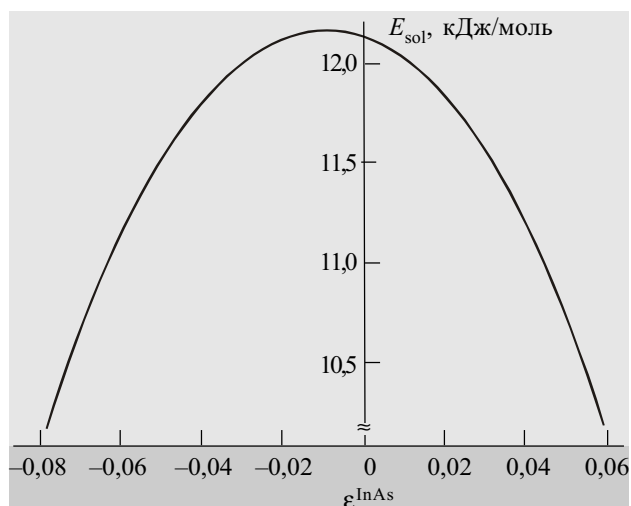


Рис. 3. Зависимость энергии твердофазного растворения GaSb в InAs от механических напряжений в подложке  $\epsilon^{\text{InAs}}$ , выраженных в безразмерных единицах

сиальных слоев GaSb на поверхности InAs молекулярно-лучевой эпитаксией образование твердых растворов вблизи гетерограницы обнаружено не было.

#### Заключение

Таким образом, использование модифицированного метода импульсного охлаждения раствора-расплава позволяет избежать растворения подложки InAs раствором-расплавом Ga+Sb. Измерение спектров фотолуминесценции гетероструктур GaSb/InAs в спектральном диапазоне от 0,45 до 0,90 эВ показало наличие одного пика, по энергетическому положению и полуширине соответствующего межпримесной люминесценции гомоэпитаксиальной нелегированной GaSb. Спектры ФЛ по энергетическому положению и интенсивности пиков идентичны как для слоев, при выращивании которых метод импульсного охлаждения использовался только на начальных стадиях роста с последующей кристаллизацией в квазиравновесных условиях, так и для слоев, полученных многократным повтором циклов импульсного охлаждения. Это дает основания полагать, что метод импульсного охлаждения позволяет формировать

гетероэпитаксиальные слои, не уступающие по структурному совершенству слоям, полученным в квазиравновесных условиях кристаллизации.

На основе расчета энергии твердофазного растворения показано, что в процессе кристаллизации GaSb на поверхности InAs в отсутствие растворения подложки жидкой фазой образование твердых растворов InGaAsSb за счет растворения эпитаксиального слоя материалом подложки является энергетически невыгодным.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Conibeer G. J., Bumby C. W., Nicholas R. J. et al. Towards a GaSb—InAs tandem junction TPV cell // Proc. of 17th European PV Solar Energy Conf. and Exhibition. — Munich (Germany).— 2001.— P. 175—179.
2. Лозовский В. Н., Лунин Л. С. Пятикомпонентные твердые растворы соединений  $A^{\text{III}}B^{\text{V}}$ .— Ростов н/Д: Изд-во Ростовс. ун-та, 1992.
3. Марончук И. Е., Андропова Е. В., Баганов Е. А., Селиверстова С. Р. Методы получения эпитаксиальных структур с планарными гетерограницами для термофотовольтаических преобразователей // Вестник ХГТУ (Херсон).— 2002.— № 3.— С. 201—205.
4. Кулоткина Т. Ф., Марончук И. Е., Шорохов А. В. Выращивание субмикронных слоев при импульсном охлаждении раствора-расплава // Письма в ЖТФ.— 1995.— Т. 21, вып. 20.— С. 13—16.
5. Воронина Т. И., Джуртанов Б. Е., Лагунова Т. С. и др. Электрические свойства твердых растворов на основе GaSb (GaInAsSb, GaAlSb, GaAlAsSb) в зависимости от состава // ФТП.— 1998.— Т. 32, № 3.— С. 278—284.
6. Моисеев К. Д., Торопов А. А., Терентьев Я. В. и др. Фотолуминесценция твердых растворов  $Ga_{1-x}In_xAs_ySb_{1-y}$  ( $0,08 < x < 0,22$ ), изопериодных с InAs // ФТП.— 2000.— Т. 34, № 12.— С. 1432—1437.
7. Кузнецов В. В., Москвин П. П., Сорокин В. С. Неравновесные явления при жидкофазной гетероэпитаксии полупроводниковых твердых растворов.— М.: Металлургия, 1991.
8. Vannarat S., Marcel H., Sluiter F., Kawazoe Y. Effect of strain on alloying in InAs/GaAs heterostructure // Jpn. J. Appl. Phys.— 2002.— Vol. 41, part 1, N 4B.— P. 2536—2541.
9. Noshu B. Z., Bennett B. R., Whitman L. J., Goldenberg M. Effects of  $As_2$  versus  $As_4$  on InAs/GaSb heterostructures: As-for-Sb exchange and film stability // J. Vac. Sci. Technol. B.— 2001.— Vol. 19, N 4.— P. 1626—1630.

#### НОВЫЕ КНИГИ

#### НОВЫЕ КНИГИ

#### Федоров Н. Д., Федоров Д. Н. ТОЛКОВЫЙ СЛОВАРЬ ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ.— М.: Радио и связь, 2001.— 240 с.

Толковый словарь, кроме терминологической функции, выполняет функцию энциклопедического словаря, но, в отличие от последнего, не имеет рисунков. Он включает не только толкование самих терминов, но и краткое изложение сущности понятия, принцип действия и устройства приборов и элементов. Во многих случаях дается краткая историческая справка, сведения об авторах, о времени появления открытия, понятия, эффекта, прибора, а также иностранное название термина. Для удобства работы со словарем, кроме предметного указателя, используется буквенно-цифровой код терминов на полях книги и в тексте.

Толковый словарь имеет в приложениях, помимо предметного указателя, перечень наиболее распространенных в литературе русскоязычных сокращений терминов, международную систему единиц, таблицы физических констант, таблицу параметров основных полупроводниковых материалов, указатели — в каком порядке следует знакомиться с терминами, чтобы получить целостное представление о наиболее сложных приборах.

Книга предназначена, в первую очередь, для студентов технических вузов, где изучаются основы электроники, а также для инженеров и техников, работающих в различных направлениях электронной техники.



Д. т. н. А. А. ДРУЖИНИН, к. т. н. И. И. МАРЬЯМОВА,  
С. Н. МАТВИЕНКО, Ю. Н. ХОВЕРКО

Украина, Национальный университет "Львовская политехника"  
E-mail: druzh@polynet.lviv.ua

Дата поступления в редакцию  
23.05 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. Е. М. СЕМАШКО  
("Сатурн-Микро", г. Киев)

## ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ СЛОЕВ ПОЛИКРЕМНИЯ НА ИЗОЛЯТОРЕ ПРИ КРИОГЕННЫХ ТЕМПЕРАТУРАХ ДЛЯ СОЗДАНИЯ СЕНСОРОВ

*Показана возможность создания сенсоров механических величин, а также терморезисторов, для диапазона 4,2 ... 300 К на основе легированных слоев поликремния.*

Создание новых типов микроэлектронных сенсоров, работоспособных в различных температурных диапазонах, в т. ч. при криогенных температурах, приобретает в настоящее время особую актуальность в связи с развитием, в частности, космической техники и криоэнергетики. Перспективной элементной базой сенсоров являются слои поликристаллического кремния на изолирующих подложках (в виде КНИ-структур), использование которых может быть положено в основу разработки серийноспособной технологии микроэлектронных сенсоров физических величин.

В предыдущих работах авторов [1—3] приведены результаты исследования этого материала в климатическом диапазоне температур и при повышенных температурах, а также описаны разработанные пьезорезистивные сенсоры механических величин для этих температурных диапазонов. Показано, в частности, что использование микронной лазерной рекристаллизации слоев поликремния [2, 4] позволяет повысить чувствительность слоев поли-Si к деформации, повысить их температурную стабильность и, соответственно, существенно улучшить характеристики пьезорезистивных сенсоров на их основе.

Целью настоящей работы является исследование возможности использования этого материала для создания сенсоров физических величин, работоспособных при криогенных температурах вплоть до температуры жидкого гелия (4,2 К).

### Теоретические основы

Поликристаллический кремний представляет собой набор малых монокристаллических зерен, соединенных границами зерен (ГЗ), которые, в свою очередь, состоят из разупорядоченных атомов. В рамках модели ловушек носителей заряда в легированном материале подвижные носители захватываются энергетическими состояниями на границах зерен. В результате такого захвата на границах зерен возникают как области пространственного заряда (области,

обедненные основными носителями заряда), так и потенциальные барьеры на границах зерен.

В приближении частичного обеднения зерна для поликремния *p*-типа, легированного бором, была разработана программа для числового расчета электрических и пьезорезистивных свойств слоев поли-Si с разным размером зерна. Как основной механизм переноса носителей в поли-Si предполагается надбарьерный перенос носителей заряда в комбинации с диффузией через границы зерен и дрейфом носителей заряда через кристаллиты [5]. Числовые расчеты осуществлялись на основе допущения о частичном обеднении зерна.

Известно, что для поликристаллического материала электропроводность очень похожа на электропроводность неупорядоченных полупроводников. В зависимости от среднего размера зерна, уровня легирования и других факторов доминирующим становится тот или иной механизм переноса носителей заряда: от надбарьерного механизма до протекания электронов по состояниям ловушек на ГЗ. В общем случае эффективная электропроводность может быть записана как

$$\sigma_{ef} = \sigma_g + \sigma_b(h/r_0), \quad (1)$$

где  $\sigma_g$  и  $\sigma_b$  — электропроводность по зернам и надбарьерная проводимость;

$h$  — ширина границы зерен;

$r_0$  — эффективный размер зерна.

Если зерно полностью или почти обеднено носителями, то первым слагаемым в формуле (1) можно пренебречь,  $\sigma_g \rightarrow 0$ , и электропроводность осуществляется за счет переноса носителей по локализованным состояниям на границах зерен. Такая электропроводность может быть реализована при низком уровне легирования и малых размерах зерен, независимо от температуры наблюдения.

При криогенных температурах, когда ожидается значительное вымораживание носителей, количество носителей в объеме зерна становится очень малым, за исключением случая очень высокого уровня легирования (металлический тип электропроводности). Поэтому как основной механизм переноса нужно рассматривать квантовый механизм переноса носителей заряда по состояниям на границах зерен. Разница в высоте барьеров на границах зерен приводит к случайному потенциальному рельефу, обусловленному

искривлением энергетических зон возле границ зерен. Поэтому эта система должна рассматриваться как очень сильно легированный и компенсированный полупроводник, где состояния на границах зерен играют роль компенсирующих примесей. Чем ниже температура, тем больше вклад в электрические свойства квантового механизма переноса, и его можно описать с помощью теории протекания носителей заряда [6].

### Подготовка образцов

В качестве исходного материала использовались слои поликремния толщиной 0,5 мкм, осажденные методом LPCVD при 625°C на термически окисленные пластины кремния *p*-типа с ориентацией (100). Легирование бором проводилось методом ионной имплантации. Слои поли-Si рекристаллизовали на воздухе облучением лазера ИАГ:Nd<sup>+</sup> ( $\lambda=1,06$  мкм, мощность 10—20 Вт), сканируя поверхность пластины лазерным лучом, сфокусированным до пятна диаметром  $\approx 150$  мкм [1, 7]. Для оптимизации технологии лазерной обработки на пластины Si предварительно наносилось комбинированное покрытие, которое содержало пленки SiO<sub>2</sub> и полоски Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>. Такое покрытие позволяло создавать определенный температурный профиль во время лазерной обработки для локализации дефектов и стабилизации роста кристаллитов. Воздействие сканирующего луча сопровождалось плавлением слоя поликремния по всей глубине со средним размером зерна в плоскости до нескольких десятков (10—30) мкм [1, 2].

Для исследований были изготовлены образцы тестовых КНИ-структур, легированных бором до концентрации  $2,4 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$  и  $3,9 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ . После лазерной рекристаллизации концентрации носителей в образцах составляли  $4,8 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$  и  $1,7 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$ , соответственно.

### Результаты эксперимента и их обсуждение

Для оценки возможности использования поли-Si-резисторов при криогенных температурах были проведены измерения температурной зависимости сопротивления поли-Si-образцов до и после лазерной рекристаллизации в диапазоне температур 4,2...300 К — как для свободных, так и для деформированных образцов. Кроме того, были проведены измерения магнитосопротивления этих образцов при температуре жидкого гелия в сильных магнитных полях (до 14 Тл).

На рис. 1 показаны зависимости  $R=f(T)$  для исходных микрокристаллических образцов КНИ-структур, легированных бором, с различной концентрацией носителей заряда. Из рис. 1, а (вставка) видно, что в температурном интервале 10—25 К удельное сопротивление сравнительно слабо легированного образца описывается законом Мотта ( $\ln \rho \sim T^{-1/4}$ ). Это указывает на доминирующий характер прыжковой проводимости при низких температурах. В случае сильного уровня легирования (рис. 1, б) проводимость имеет характер, промежуточный между прыжковой и проводимостью металлического типа.

На рис. 2 представлены температурные зависимости сопротивления тех же образцов, что и на рис. 1,

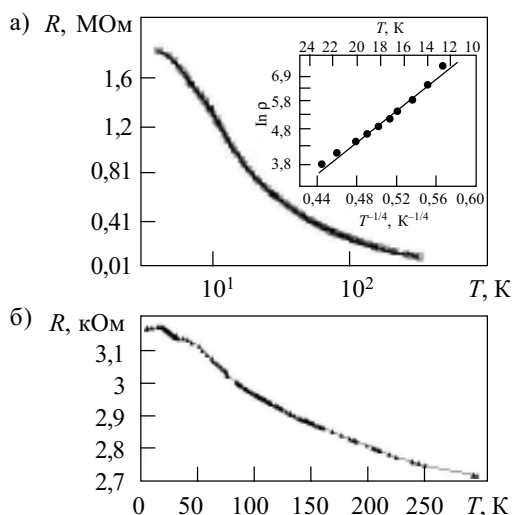


Рис. 1. Температурная зависимость сопротивления нерекристаллизованного поли-Si-образца с различной концентрацией свободных носителей заряда: а —  $2,4 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ ; б —  $3,9 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$

после лазерной рекристаллизации. Лазерная рекристаллизация поли-Si приводит к увеличению эффективного размера зерна. Это одновременно приводит к уменьшению общей поверхности границ зерен, на которых происходит захват свободных носителей заряда. После лазерной рекристаллизации зёрна поликристаллического кремния имеют форму, удлинённую в направлении сканирования лазерного луча. Это значит, что средний размер зерна вдоль направления сканирования больше среднего размера зерна в направлении, поперечном сканированию, что соответствует большему значению сопротивления поперечных поли-Si-резисторов в тестовых структурах.

Исследование температурной зависимости удельного сопротивления в области 4,2—300 К показало существование различных механизмов транспорта носителей заряда в рекристаллизованных слоях поликремния в зависимости от рассматриваемого диапазона температур. Так, в области относительно высо-

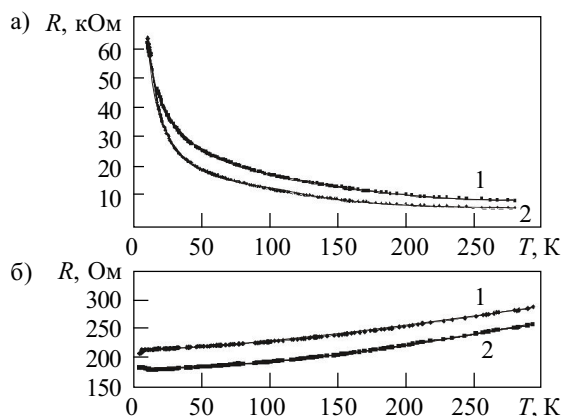


Рис. 2. Температурная зависимость сопротивления рекристаллизованных лазером поли-Si-резисторов с различной концентрацией носителей: а —  $4,8 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ ; б —  $1,7 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$   
1 — поперечный (относительно направления лазерного сканирования) резистор; 2 — продольный резистор

ких температур (180—300 К) токоперенос связан с движением дырок по объему зерен. При низких температурах (4,2—20 К) проводимость обусловлена движением носителей заряда вдоль границ зерен и характеризуется весьма низкими энергиями активации (десятыи доли эВ). В промежуточной области температур проводимость ограничена межзеренными барьерами.

Исследования вольт-амперных характеристик рекристаллизованных слоев поликремния при различных температурах подтвердили эти результаты. В области комнатных температур, где определяющим является перенос дырок по объему зерен, наблюдается линейная зависимость тока от напряжения (рис. 3). При низких температурах (около гелиевых) ВАХ характеризуется как линейным участком (при малых напряжениях), так и значительной нелинейностью типа

$$I = I_0 \exp[(U/U_0)^{1/2}]. \quad (2)$$

Такой вид ВАХ характерен для перколяционных систем (с крупномасштабным рельеф-потенциалом) и хорошо описывается известной моделью Шкловского—Эфроса [6].

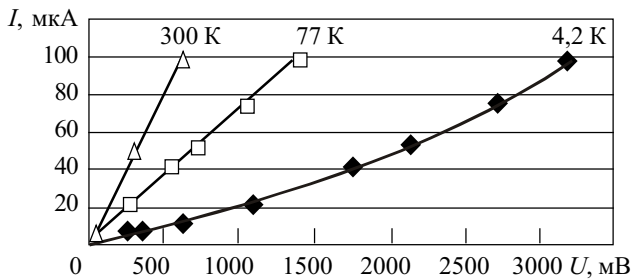


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики рекристаллизованных лазером поли-Si-резисторов с концентрацией носителей  $4,8 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$

Из сравнения рис. 2, б с рис. 1 и 2, а можно сделать вывод, что поли-Si-резисторы, которые имеют наибольшую концентрацию свободных носителей заряда, характеризуются наименьшей температурной зависимостью сопротивления в диапазоне температур 4,2—300 К. Напротив, нерекристаллизованные поли-Si-резисторы со средним уровнем легирования  $\sim 2,4 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$  имеют сильную температурную зависимость сопротивления в этом диапазоне температур и могут быть рекомендованы в качестве терморезисторов.

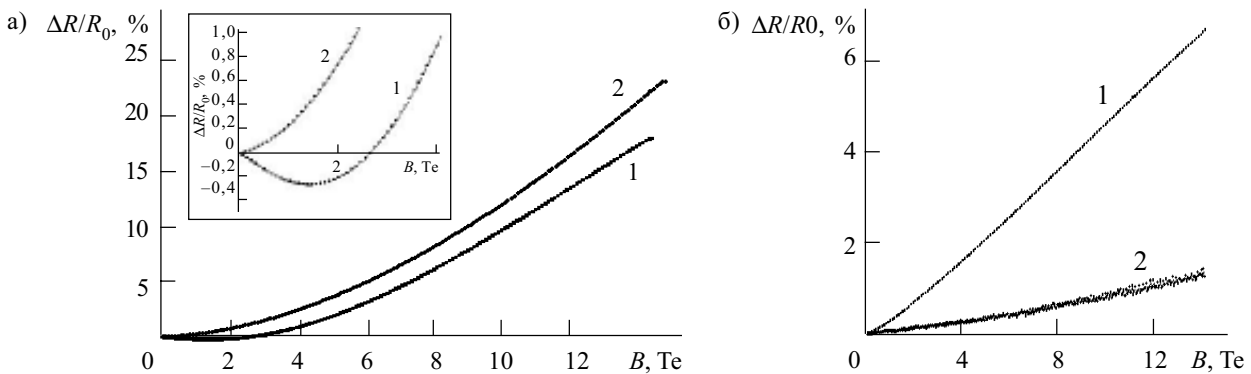


Рис. 4. Влияние продольного магнитного поля на сопротивление поли-Si-резисторов с различной концентрацией свободных носителей заряда в нерекристаллизованных образцах: а —  $2,4 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ ; б —  $3,9 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ ; 1 — до лазерной рекристаллизации; 2 — после рекристаллизации

На рис. 4 приведены результаты измерений магнитосопротивления тестовых структур при 4,2 К. Интересным результатом является то, что в нерекристаллизованных поли-Si-резисторах, для которых концентрация электрически активных примесей соответствует диэлектрической стороне перехода "металл—диэлектрик в кремнии", наблюдается явление отрицательного магнитосопротивления в сравнительно слабых магнитных полях, которое при увеличении напряженности магнитного поля переходит в положительное магнитосопротивление (рис. 4, а, кривая 1). В образцах, рекристаллизованных лазерным излучением, свойства которых приближаются к свойствам монокристаллических образцов, наблюдалось только положительное магнитосопротивление (рис. 4, кривые 2). Это позволяет трактовать появление отрицательного магнитосопротивления в поли-Si-резисторах особенностями электронного переноса, связанного с потенциальными барьерами на границах зерен в поликристаллическом материале.

В образцах поли-Si, сильно легированных бором, с исходной концентрацией носителей заряда  $3,9 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$  после лазерной рекристаллизации наблюдается очень малая величина магнитосопротивления по сравнению с нерекристаллизованным поли-Si (рис. 4, б), при этом изменение сопротивления поли-Si-резисторов в магнитном поле до 14 Тл не превышает 1%.

Для исследования пьезорезистивных свойств поли-Si-резисторов в диапазоне 4,2...300 К использовалась оригинальная методика [8], которая была разработана для исследования деформационных характеристик полупроводниковых микрокристаллов. Методика предусматривает использование термической деформации, которая возникает при закреплении исследуемого образца на подложке вследствие различия температурных коэффициентов линейного расширения (ТКР) материалов образца и подложки. При закреплении поли-Si-резисторов на медных подложках на образцы поликремния действует деформация сжатия, поскольку ТКР меди больше ТКР кремния. Сама величина деформации, действующей на исследуемый образец, рассчитывается для каждой точки температурного диапазона исходя из табличных значений ТКР кремния и меди [9].

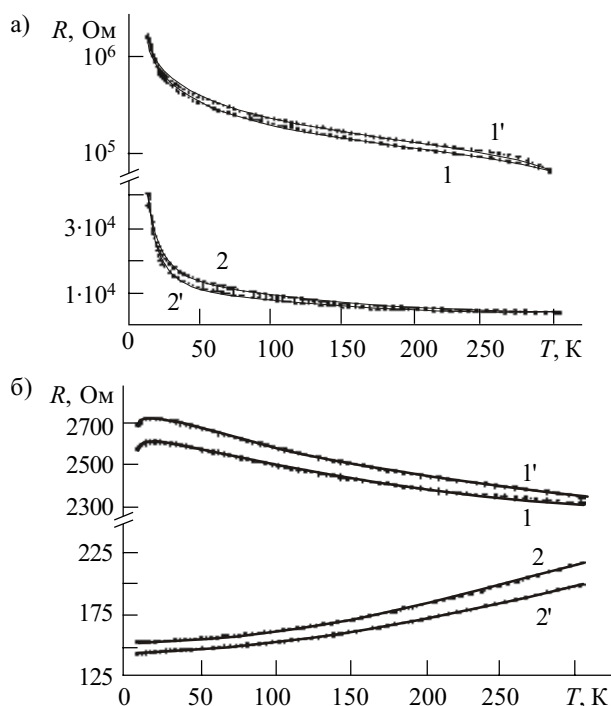


Рис. 5. Температурные зависимости сопротивления поли-Si-резисторов с начальной концентрацией носителей заряда  $2,4 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$  (а) и  $3,9 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$  (б): 1, 2 — свободные образцы; 1', 2' — деформированные при закреплении на медной подложке; 1'', 1'' — до лазерной рекристаллизации; 2'', 2'' — после рекристаллизации

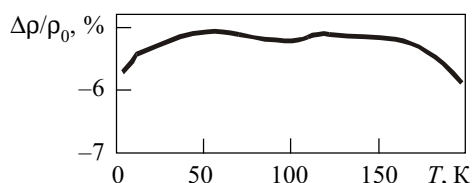


Рис. 6. Температурная зависимость относительного изменения удельного сопротивления под действием деформации для рекристаллизованных поли-Si-резисторов с концентрацией носителей  $1,7 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$

Графики на рис. 5 содержат экспериментальные данные по температурным зависимостям сопротивления слоев поликремния, свободных и деформированных (закрепленных на подложках из меди). Измерения проводились как на мелкокристаллическом поликремнии, так и на поли-Si, рекристаллизованном лазерным излучением. Как видно из графиков, наиболее сильное изменение сопротивления с деформацией наблюдается в поли-Si-резисторах с уровнем легирования  $>10^{19} \text{ см}^{-3}$  (рис. 5, б). Такие резисторы пригодны для создания пьезорезистивных сенсоров механических величин, работоспособных при криогенных температурах.

Если выдвигается дополнительное требование — обеспечить стабильную работу сенсоров механических величин при криогенных температурах и в сильных магнитных полях, то, исходя из проведенных исследований магнитосопротивления тестовых структур в магнитных полях, предпочтение следует отдать сильно легированным поли-Si-резисторам, которые подвергались лазерной обработке со сканированием

вдоль оси резистора, с концентрацией носителей заряда  $1,7 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$ . Для таких поли-Si-резисторов температурная зависимость относительного изменения сопротивления, вызванного деформацией, выражена очень слабо во всем исследованном диапазоне температур (рис. 6).

### Выводы

1. На основе исследований температурной зависимости сопротивления нерекристаллизованных слоев поликремния на диэлектрических подложках для образцов с концентрацией примесей  $\sim 2,4 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$  установлен доминирующий характер прыжковой проводимости при низких температурах в интервале 4,2—25 К.

2. Показано, что нерекристаллизованные поли-Si-резисторы со средним уровнем легирования  $\sim 2,4 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$  имеют сильную температурную зависимость сопротивления и могут быть рекомендованы для применения в качестве высокочувствительных терморезисторов для температурного диапазона 4,2—300 К.

3. Исследования влияния деформации на сопротивление поли-Si-резисторов показали, что сильно легированные поли-Si-резисторы, рекристаллизованные лазерным излучением, с концентрацией примесей  $\sim 1,7 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$  обладают наибольшей чувствительностью к деформации, которая слабо зависит от температуры. Это позволяет использовать их для создания пьезорезистивных сенсоров механических величин, работоспособных при криогенных температурах. Одновременно такие структуры являются наиболее стабильными при воздействии сильных магнитных полей.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

- Voronin V. A., Druzhinin A. A., Maryamova I. I. et al. Laser recrystallized polysilicon layers in sensors // Sensors and Actuators.— 1992.— Vol. 30, N 1—3.— P. 143—147.
- Voronin V. A., Maryamova I. I., Druzhinin A. A. et al. SOI pressure sensors based on laser recrystallized polysilicon // Phys. and Tech. Problems of SOI Structures and Devices.— NATO ASI Series: Kluwer Acad. Publishers, Netherlands, 1995.— P. 281—286.
- Druzhinin A., Lavitska E., Maryamova I. et al. On possibility to extend the operation temperature range of SOI sensors with polysilicon piezoresistors // Journ. of Telecommunication and Information Technology.— 2001.— N 1.— P. 40—45.
- Druzhinin A., Lavitska E., Maryamova I., Kogut I. Laser recrystallization of polysilicon in sensor technology: possibilities and restrictions // Silicon-on-Insulator Technology and Devices.— Electrochem. Soc.— 1997.— Vol. 97-23.— P. 92—97.
- Lavitskaya E. N., Druzhinin A. A., Maryamova I. I., Deshchinsky Y. L. Grain boundary effect on the conductivity and piezoresistance of the polycrystalline silicon layers // Functional Materials.— 1996.— Vol. 3, N 1.— P. 58—61.
- Шкловский В. И., Эфрос А. Л. Электронные свойства легированных полупроводников: М.: Наука, 1979.
- Druzhinin A. A., Kostur V. G., Kogut I. I. et al. Microzone laser recrystallized polysilicon layers on insulator // Phys. and Techn. Problems of SOI Structures and Devices.— NATO ASI Series: Kluwer Acad. Publ., Netherlands, 1995.— P. 101—105.
- Druzhinin A., Lavitska E., Maryamova I. et al. Studies of piezoresistance and piezomagneto-resistance in Si whiskers at cryogenic temperatures // Crystal Technology.— 2002.— Vol. 37, N 2—3.— P. 243—247.
- Новикова С. И. Тепловое расширение твердых тел: М.: Наука, 1974.

Д. т. н. В. А. МОКРИЦКИЙ, к. ф.-м. н. А. С. ГАРКАВЕНКО,  
к. т. н. В. В. ЗУБАРЕВ, д. т. н. С. В. ЛЕНКОВ

Украина, Одесский национальный политехнический университет, г.  
Киев, Национальный авиационный университет  
E-mail: vadim@vag.intas.odessa.ua

Дата поступления в редакцию  
18.02 2002 г. — 20. 01 2003 г.

Оппонент д. ф.-м. н. В. А. ДРОЗДОВ  
(ОИСВ, г. Одесса)

## РАДИАЦИОННОЕ ЛЕГИРОВАНИЕ СУЛЬФИДА КАДМИЯ И АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ

*На основе созданного радиационным легированием  $p$ — $n$ -перехода в CdS изготовлен светодиод и планируется изготовление и исследование инжекционного лазера.*

Сульфид кадмия является прямозонным полупроводником с шириной запрещенной зоны  $E=2,4$  эВ при  $T=300$  К. Возбуждение светом или электронным пучком этого материала вызывает излучательную рекомбинацию с высоким квантовым выходом. Спектры фото- или катодоллюминесценции у нелегированного монокристалла лежат в зеленой (при  $T=300$  К) и голубой (при  $T=77$  К) областях. В этой связи актуален вопрос создания светодиодов и инжекционных лазеров на основе CdS. Однако получить  $p$ — $n$ -переход на этом материале сложно, т. к. сульфид кадмия в исходном состоянии имеет  $n$ -тип проводимости. В нем наблюдается явление самокомпенсации, при котором попытка изменить электропроводность приводит к стабилизации дефектов, снимающей эффект легирования. Иными словами, с помощью диффузии акцепторных примесей невозможно изменить тип проводимости кристаллов CdS и получить в них примесную дырочную проводимость и  $p$ — $n$ -переход.

Такие  $p$ — $n$ -переходы были созданы на низкоомных кристаллах CdS методом ионного легирования, в которых наблюдалась достаточно интенсивная инжекционная люминесценция [1, 2]. Это стало возможным потому, что метод ионного легирования обеспечивает концентрацию примеси в кристалле, превышающую предел ее растворимости. При этом происходит перекомпенсация собственных доноров возникающими в результате имплантации мелкими акцепторами и образуется слой  $p$ -типа проводимости. Области с дырочной проводимостью создаются имплантацией висмута, фосфора, сурьмы и других ионов при энергии пучка  $\sim 25$  кэВ на глубину  $\sim 0,3$  мкм при  $T=300$  К без последующего отжига [1, 2].

Опыт работы с этими кристаллами показал, что такие  $p$ — $n$ -переходы ненадежны, быстро деградируют: при нагреве выше  $400^\circ\text{C}$  проводимость имплантированных слоев вновь становится электронной. Квантовый выход светодиодов, изготовленных на их основе, много меньше, чем приборов из фосфида галлия. Их нельзя использовать для создания инжекционных лазеров.

В настоящей работе для создания достаточно глубоких стабильных  $p$ — $n$ -переходов в CdS предлагается использовать метод ядерного (трансмутационного) легирования с помощью быстрых нейтронов с энергиями 14,5 МэВ. Использование тепловых нейтронов в данном случае неэффективно, т. к. они не создают акцепторных примесей.

Ядерные реакции, происходящие в веществе под действием быстрых нейтронов, делятся на два типа — с образованием протонов ( $n, p$ ) и альфа-частиц ( $n, \alpha$ ) [3].

В природе существуют восемь устойчивых изотопов кадмия —  $^{106}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{108}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{110}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{111}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{112}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{113}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{114}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{116}_{48}\text{Cd}$  и четыре устойчивых изотопа серы —  $^{32}_{16}\text{S}$ ,  $^{33}_{16}\text{S}$ ,  $^{34}_{16}\text{S}$ ,  $^{36}_{16}\text{S}$ . Рассмотрим реакции типа ( $n, p$ ), происходящие в CdS. Реакции с изотопами  $^{110}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{111}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{112}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{113}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{114}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{116}_{48}\text{Cd}$  и  $^{32}_{16}\text{S}$ ,  $^{33}_{16}\text{S}$ ,  $^{34}_{16}\text{S}$ ,  $^{36}_{16}\text{S}$  не вносят никакого вклада в ядерное легирование кристаллов CdS, т. к. возникающие радиоактивные изотопы серебра и фосфора распадаются (бета-минус-распад) с малыми периодами полураспада на стабильные атомы кадмия и серы. В качестве примера приведем некоторые из этих реакций [3, 4]:



где  $\bar{e}$  — электрон;  
 $\bar{\nu}_e$  — электронное антинейтрино;  
 $p$  — протон;  
 $n$  — нейтрон.

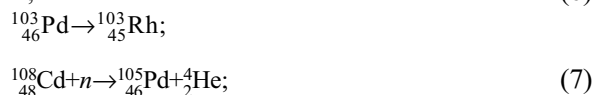
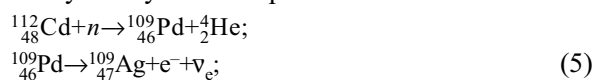
Реакции же с изотопами  $^{106}_{48}\text{Cd}$  и  $^{108}_{48}\text{Cd}$  приводят к возникновению устойчивых изотопов палладия:



где  $e^+$  — позитрон;  
 $\nu_e$  — электронное нейтрино;  
 $K$  — один из видов бета-распада:  $K$ -захват [3].

Рассмотрим теперь реакции типа ( $n, \alpha$ ). В них стабильный изотоп  $^{114}_{48}\text{Cd}$  превращается в стабильный

изотоп  $^{111}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{116}_{48}\text{Cd}$  в  $^{113}_{48}\text{Cd}$ , а стабильный изотоп  $^{36}_{16}\text{S}$  — в стабильный изотоп  $^{33}_{16}\text{S}$ . Эти реакции не дают вклада в легирование. Зато реакции с другими изотопами участвуют в легировании:



Таким образом, из реакций (3)—(13) видно, что кристалл CdS легируется стабильными изотопами палладия —  $^{105}_{46}\text{Pd}$ ,  $^{108}_{46}\text{Pd}$ ,  $^{106}_{46}\text{Pd}$ ,  $^{110}_{46}\text{Pd}$ , родия —  $^{103}_{45}\text{Rh}$ , серебра —  $^{109}_{47}\text{Ag}$ ,  $^{107}_{47}\text{Ag}$ , кремния —  $^{29}_{14}\text{Si}$ ,  $^{30}_{14}\text{Si}$  и фосфора —  $^{31}_{15}\text{P}$ . Из них палладий, родий, серебро и фосфор являются акцепторными примесями в CdS, а кремний — амфотерной [1, 2].

Рассмотрим отдельно реакцию (10). В отличие от других реакций такого типа, в которых радиоактивные изотопы имеют малые периоды полураспада и довольно быстро превращаются в стабильные изотопы легирующей примеси, в ней радиоактивный изотоп палладия ( $^{107}_{46}\text{Pd}$ ) превращается в стабильный изотоп серебра ( $^{107}_{47}\text{Ag}$ ) с периодом полураспада  $T_{1/2} = 8,6 \cdot 10^7$  лет. Так что если в кристалле CdS имеется стабильный изотоп  $^{110}_{48}\text{Cd}$ , то после облучения быстрыми нейтронами он надолго останется бета-радиоактивным. Чтобы избежать этого, при выращивании кристаллов CdS необходимо использовать кадмий без этого изотопа, что современные методы разделения изотопов и очистки материалов позволяют сделать.

Обратимся теперь к GaAs, который также является прямозонным полупроводниковым соединением с шириной запрещенной зоны  $E_g = 1,52$  эВ при  $T = 300$  К. Это соединение широко используется при изготовлении полупроводниковых светодиодов и инжекционных лазеров. В природе существует два стабильных изотопа галлия —  $^{69}_{31}\text{Ga}$ ,  $^{71}_{31}\text{Ga}$  и один стабильный изотоп мышьяка —  $^{75}_{33}\text{As}$ . Реакции типа ( $n, p$ ) не приводят к возникновению легирующей примеси, т. к. переводят перечисленные изотопы в самих себя. Реакции типа ( $n, \alpha$ ) имеют вид



Из (14) — (16) видно, что в результате этих реакций образуется легирующая примесь в виде стабильных изотопов цинка  $^{66}_{30}\text{Zn}$ ,  $^{68}_{30}\text{Zn}$  и германия  $^{72}_{32}\text{Ge}$ . Цинк в GaAs является акцепторной примесью, а германий — амфотерной.

Ядерные реакции, приводящие к образованию протонов ( $n, p$ ) и альфа-частиц ( $n, \alpha$ ), протекают с поглощением нейтронов. Рассмотрим их сечения.

Опыты, проведенные с нейтронами, имеющими энергию от 10 до 25 МэВ, дали значение радиуса ядер элементов [4]

$$R = 1,4 \cdot 10^{-13} A^{1/3} \text{ см}, \quad (17)$$

где  $A$  — массовое число.

Для быстрых нейтронов с энергией  $E \sim 14,5$  МэВ сечение ядерной реакции равно [3, 4]

$$\sigma \approx \pi(R + \bar{\lambda})^2, \quad (18)$$

где  $\bar{\lambda} = l/2\pi$ ;

$\lambda$  — дебройлевская длина волны нейтрона —

$$\lambda = h / \sqrt{2m_n E} = 7,5 \cdot 10^{-13} \text{ см};$$

$h$  — постоянная Планка;

$m_n$  — масса нейтрона.

В табл. 1 приведены значения  $R$ , оцененные по формуле (17) для стабильных изотопов элементов Cd, S, Ga, As, P, Al, и их относительное содержание в исследуемых кристаллах CdS и GaAs, а также значения  $\sigma$ , оцененные по формуле (18).

Вследствие того, что сечения ядерных реакций с образованием протонов ( $n, p$ ) и альфа-частиц ( $n, \alpha$ ) в монокристаллах полупроводниковых соединений CdS и GaAs невелики (табл. 1), мишени из этих элементов выдерживают большие потоки нейтронов. Это компенсирует малые значения сечений и увеличивает выход легирующей примеси, образовавшейся в результате ядерных (трансмутационных) превращений. Для каждого из типов ядерных превращений концентрация возникающих атомов легирующей примеси вычисляется по формуле [1]

$$N = I \sigma n P, \quad (19)$$

где  $I$  — интегральный поток (доза) нейтронов;

$\sigma$  — поперечное сечение захвата;

$n = \rho N_A / A$  — число атомов исходного стабильного изотопа в  $1 \text{ см}^3$ ;

$\rho$  — плотность вещества;

$N_A$  — число Авогадро;

$P$  — относительное содержание нужного изотопа (см. табл. 1).

В табл. 2 представлены рассчитанные по формуле (19) значения концентрации легирующей примеси ( $N_1, N_2, N_3$ ), возникающей в кристаллах CdS и GaAs в результате реакций (3) — (16) соответственно при трех различных дозах облучения:  $I_1 = 3,6 \cdot 10^{17}$ ,  $I_2 = 1,5 \cdot 10^{18}$ ,  $I_3 = 6,3 \cdot 10^{18}$  нейтрон/см<sup>2</sup>. Из таблицы видно, что изотопы  $^{106}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{108}_{48}\text{Cd}$ ,  $^{33}_{16}\text{S}$ ,  $^{34}_{16}\text{S}$  дают пренебрежимо малый вклад в легирование даже при больших дозах облучения. Остальные изотопы при дозах  $I_2, I_3$  дают уже довольно существенный вклад. Например, при  $I_3$  мак-

Таблица 1

Значения радиуса ядер ( $R$ ), площади поперечного сечения захвата ( $\sigma$ ) стабильных изотопов и их относительного содержания ( $P$ ) в исследуемых кристаллах

Изотоп	$R \cdot 10^{-13}$ , см	$\sigma \cdot 10^{-26}$ , см <sup>2</sup>	Относительное содержание изотопа, $P$ , %
<sup>106</sup> <sub>48</sub> Cd	6,62	191,5	1,215
<sup>108</sup> <sub>48</sub> Cd	6,66	193,48	0,875
<sup>110</sup> <sub>48</sub> Cd	6,70	195,46	12,39
<sup>111</sup> <sub>48</sub> Cd	6,72	196,43	12,75
<sup>112</sup> <sub>48</sub> Cd	6,74	197,44	24,07
<sup>113</sup> <sub>48</sub> Cd	6,76	198,44	12,26
<sup>114</sup> <sub>48</sub> Cd	6,78	199,45	28,86
<sup>116</sup> <sub>48</sub> Cd	6,82	201,46	7,58
<sup>32</sup> <sub>16</sub> S	4,44	99,50	95,08
<sup>33</sup> <sub>16</sub> S	4,49	101,29	0,75
<sup>34</sup> <sub>16</sub> S	4,53	102,70	4,215
<sup>36</sup> <sub>16</sub> S	4,62	105,97	0,017
<sup>69</sup> <sub>31</sub> Ga	5,74	150,78	60,16
<sup>71</sup> <sub>31</sub> Ga	5,79	152,98	39,84
<sup>75</sup> <sub>33</sub> As	5,90	157,59	100,00
<sup>31</sup> <sub>15</sub> P	4,39	96,74	100,00
<sup>27</sup> <sub>13</sub> Al	4,20	91,21	100,00

симальная концентрация акцепторной примеси серебра (<sup>109</sup>Ag) составляет  $\sim 1,3 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup>, а кремния (<sup>29</sup>Si) —  $\sim 2,1 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup>.

Образующиеся в приведенных выше ядерных реакциях высокоэнергетические электроны, позитроны, протоны и альфа-частицы вносят свой вклад в разупорядочение кристалла, создавая большое количество ( $\sim 10^3$  на каждую частицу) дефектов Френкеля. Кроме того, протоны и альфа-частицы, превращаясь в атомы водорода и гелия, способствуют вакансионно-газовому распуханию и образованию пор в кристалле.

Проведенные эксперименты по облучению образцов CdS и GaAs монохроматическим пучком быстрых нейтронов с энергией 14,5 МэВ и плотностью потока  $\Phi = 1,0 \cdot 10^{11}$  нейтрон/см<sup>2</sup>·с показали, что, действительно, при дозе  $I_3 = 6,3 \cdot 10^{18}$  нейтрон/см<sup>2</sup> (доза набиралась в течение двух лет) в этих образцах имеются значительные концентрации ( $\sim 2 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup>) акцепторной примеси серебра, палладия, кремния, цинка и германия, являющейся основным поставщиком свободных дырок. Результаты масс-спектрометрических измерений подтверждают наличие указанных примесей. (В опытах использовались монокристаллы CdS, специально выращенные с использованием очищенного кадмия, не содержащего изотоп <sup>110</sup><sub>48</sub>Cd.)

Для получения слоев с устойчивой дырочной проводимостью кристаллы CdS и GaAs отжигались в вакууме в течение двух суток при температуре 500°C. Выбор таких значений температуры обусловлен следующими соображениями. Как указывалось выше,

Таблица 2

Расчетные значения концентраций легирующих примесей

Исходный изотоп	Продукт реакции (легирующая примесь)	$N_1$ , см <sup>-3</sup>	$N_2$ , см <sup>-3</sup>	$N_3$ , см <sup>-3</sup>
<sup>106</sup> <sub>48</sub> Cd	<sup>106</sup> <sub>46</sub> Pd, <sup>103</sup> <sub>45</sub> Ph	$4,1 \cdot 10^{14}$	$1,7 \cdot 10^{15}$	$7,1 \cdot 10^{15}$
<sup>108</sup> <sub>48</sub> Cd	<sup>108</sup> <sub>46</sub> Pd, <sup>105</sup> <sub>46</sub> Pd	$2,9 \cdot 10^{14}$	$1,2 \cdot 10^{15}$	$5,1 \cdot 10^{15}$
<sup>112</sup> <sub>48</sub> Cd	<sup>109</sup> <sub>47</sub> Ag	$7,8 \cdot 10^{15}$	$3,2 \cdot 10^{16}$	$1,3 \cdot 10^{17}$
<sup>111</sup> <sub>48</sub> Cd	<sup>108</sup> <sub>46</sub> Pd	$4,1 \cdot 10^{15}$	$1,7 \cdot 10^{16}$	$7,2 \cdot 10^{16}$
<sup>113</sup> <sub>48</sub> Cd	<sup>110</sup> <sub>46</sub> Pd	$4,0 \cdot 10^{15}$	$1,6 \cdot 10^{16}$	$4,0 \cdot 10^{16}$
<sup>110</sup> <sub>48</sub> Cd	<sup>107</sup> <sub>47</sub> Ag	$4,0 \cdot 10^{15}$	$1,7 \cdot 10^{16}$	$7,1 \cdot 10^{16}$
<sup>33</sup> <sub>16</sub> S	<sup>30</sup> <sub>14</sub> Si	$9,5 \cdot 10^{13}$	$3,9 \cdot 10^{14}$	$1,6 \cdot 10^{15}$
<sup>34</sup> <sub>16</sub> S	<sup>31</sup> <sub>15</sub> P	$5,3 \cdot 10^{14}$	$2,2 \cdot 10^{15}$	$9,2 \cdot 10^{15}$
<sup>32</sup> <sub>16</sub> S	<sup>29</sup> <sub>14</sub> Si	$1,2 \cdot 10^{16}$	$5,1 \cdot 10^{16}$	$2,1 \cdot 10^{17}$
<sup>69</sup> <sub>31</sub> Ga	<sup>66</sup> <sub>30</sub> Zn	$1,6 \cdot 10^{16}$	$6,9 \cdot 10^{16}$	$2,9 \cdot 10^{17}$
<sup>71</sup> <sub>31</sub> Ga	<sup>68</sup> <sub>30</sub> Zn	$1,0 \cdot 10^{16}$	$4,5 \cdot 10^{16}$	$1,9 \cdot 10^{17}$
<sup>75</sup> <sub>33</sub> As	<sup>72</sup> <sub>32</sub> Ge	$2,6 \cdot 10^{16}$	$1,0 \cdot 10^{17}$	$4,5 \cdot 10^{17}$
<sup>31</sup> <sub>15</sub> P	<sup>28</sup> <sub>14</sub> Si	—	—	$2,4 \cdot 10^{17}$

во всех исследуемых кристаллах в результате ядерного легирования образуются газы — водород и гелий. Атомы этих газов, проникая в поры, образующиеся в процессе длительного облучения, создают в них газокинетическое давление. Нами обнаружен следующий эффект: при определенной критической температуре (назовем ее температурой взрыва)  $T_c < T_{пл}$  ( $T_{пл}$  — температура плавления кристалла) газы стремительно выделяются, разрушая окружающий их кристалл на мельчайшие осколки. Это усугубляется, очевидно, еще и тем, что образование газов при нейтронном облучении увеличивает хрупкость кристалла.

Проведем оценку величины  $T_c$ . Рассмотрим пору диаметром  $d = 300 \text{ \AA}$ , возникающую при облучении кристалла CdS дозой  $I_2 = 1,5 \cdot 10^{18}$  нейтрон/см<sup>2</sup>. Основное уравнение молекулярно-кинетической теории газа дает следующее выражение для газокинетического давления при температуре  $T$ :

$$P = nkT, \tag{20}$$

где  $n = Nq$  — концентрация молекул газа;  
 $N$  — концентрация пор ( $N = 2,2 \cdot 10^{19}$  см<sup>-3</sup>, вычислено по формуле (15) из работы [5]);  
 $q$  — число молекул в одной поре ( $q = V_{II} / V_M = 350$ );  
 $V_{II}$  — объем поры ( $V_{II} = 14,13 \cdot 10^{-18}$  см<sup>3</sup>);  
 $V_M$  — объем молекулы ( $V_M \approx 4 \cdot 10^{-20}$  см<sup>3</sup>);  
 $k$  — постоянная Больцмана.

Таким образом, газокинетическое давление в 1 см<sup>3</sup> кристалла равно

$$P = nkT = NqkT. \tag{21}$$

С другой стороны, плотность энергии деформации кристаллической решетки равна

$$P = \sigma^2 / 2E, \quad (22)$$

где  $\sigma \approx \mu / 30 = 3,3 \cdot 10^4$  кгс/см<sup>2</sup> — теоретический предел прочности кристаллической решетки хрупких монокристаллов;

$\mu \sim 10^{12}$  дин/см<sup>2</sup> =  $10^6$  кгс/см<sup>2</sup> — модуль сдвига;  
 $E \sim 1,6 \cdot 10^6$  кгс/см<sup>2</sup> — модуль Юнга или модуль упругости.

Приравнивая (21) и (22), найдем:

$$T_c = \sigma^2 / 2ENqk, \quad (23)$$

откуда  $T_c = 8,8 \cdot 10^3$  К.

Следует отметить, что никогда не бывает абсолютного хрупкого (т. е. без заметной пластической деформации) разрушения, к которому относится проведенная оценка, и перед разрушением обязательно появляются хотя бы незначительные пластические сдвиги, искажающие кристаллическую решетку и резко снижающие прочность на разрыв. Практически разрушение кристалла начинается локально в слабом и наиболее напряженном участке, так что для хрупких тел, так же, как и для пластичных, измеряемая прочность ниже теоретической на несколько порядков. Поэтому оценка критической температуры  $T_c$ , проведенная по формуле (23), дает завышенное значение (значительно выше  $T_{пл}$  кристалла). Оценка по той же формуле с учетом измеряемой прочности дает значение  $T_c \sim 1000$  К, что соответствует реально измеренному значению. Давление, соответствующее этой температуре и вычисленное по формуле (21), равно  $P = 7,24 \cdot 10^8$  дин/см<sup>2</sup> = 714 атмосфер.

Измерение эффекта Холла на отожженных образцах CdS  $p$ -типа проводимости толщиной  $\sim 90$ — $100$  мкм дало значение концентрации дырок  $N \sim (3 \dots 5) \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup>. Это, видимо, связано с тем, что возникающий при облучении избыток вакансий кадмия и междоузельных атомов серы обладает акцепторными свойствами [6]. При отжиге не все эти дефекты компенсируются, и оставшаяся их часть вместе с легирующими примесями вносит свой вклад в дырочную проводимость полупроводниковых слоев. Из этого следует, что за счет ядерного легирования кристаллов CdS в них значительно ослабляется тенденция к самокомпенсации.

Известно, что атомы водорода при температурах меньше 273 К имеют свойство быстро связываться в нейтральные молекулы H<sub>2</sub>, а гелий — одноатомный

нейтральный газ, и поэтому они не вносят никакого вклада в проводимость. Однако атомарный водород может создавать дефекты, также ограничивающие тенденцию к самокомпенсации [6].

\*\*\*

В результате исследований в низкоомных ( $\sim 100$  Ом·см) кристаллах CdS и GaAs  $n$ -типа проводимости были получены стабильные  $p$ — $n$ -переходы. На поверхности образцов с  $p$ — $n$ -переходами с помощью лазерной технологии формировались омические контакты [7].

Светодиоды из CdS имеют следующие параметры: мощность излучения при токе 20 мА на тестовых образцах  $\sim 5,0$ — $5,5$  мВт; длина волны в максимуме излучения 550 нм, прямое падение напряжения  $\sim 1,5$  В. Параметры светодиодов из GaAs мало отличаются от серийно выпускаемых типа АЛ 156: мощность излучения при токе 100 мА —  $\sim 10$  мВт, длина волны в максимуме излучения — 870 нм, прямое падение напряжения —  $\sim 1,8$  В.

Таким образом, используя метод ядерного легирования с помощью быстрых нейтронов, можно создавать в кристаллах CdS и в других полупроводниковых соединениях стабильные слои  $p$ -типа проводимости и  $p$ — $n$ -переходы, пригодные для изготовления светодиодов и инжекционных лазеров.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Вавилов В. С., Кекелидзе Н. П., Смирнов Л. С. Действие излучений на полупроводники.— М.: Наука, 1988.
2. Вавилов В. С. Технология ионного легирования.— М.: Сов. радио, 1974.
3. Мухин К. Н. Экспериментальная ядерная физика. Т. 1. Физика атомного ядра.— М.: Атомиздат, 1979.
4. Крамер-Агеев Е. А., Лавренчик В. Н., Самосадный В. Т., Протасов В. П. Экспериментальные методы нейтронных исследований.— М.: Энергоатомиздат, 1990.
5. Гаркавенко А. С. Радиационное распухание кристаллов полупроводниковых соединений / Ядерная и радиационная безопасность.— 2000.— Т. 3, вып. 4.— С. 87—89.
6. Георгобини А. Н., Котляревский М. Б. Проблемы управления составом точечных дефектов в соединениях A<sub>2</sub>B<sub>6</sub> / В кн.: Физика соединений A<sub>2</sub>B<sub>6</sub>.— М.: Наука, 1986.— С. 87—94.
7. Гаркавенко А. С., Кособуцкий П. С., Мокрицкий В. А. Формирование омических контактов на поверхности полупроводниковых соединений // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 1993.— № 2.— С. 40—41.



## ИНФОРМАЦИЯ ДЛЯ ПОДПИСЧИКОВ "ТКЭА" ВЫ МОЖЕТЕ ЗАКАЗАТЬ

по электронной почте <tkea@odessa.net> pdf-файлы любых статей, опубликованных в журнале за период с 1998 по 2003 год.

С содержанием номеров можно ознакомиться на сайте

<http://tkea.wallst.ru/>

ИНФОРМАЦИЯ ДЛЯ ПОДПИСЧИКОВ "ТКЭА"



Г. И. БРАЙКО, Д. М. ВИННИК, к. ф.-м. н. А. И. ИЖНИИ

Украина, г. Львов, НПП «Карат»  
E-mail: granat@carat.lviv.ua

Дата поступления в редакцию  
24.01—02.04 2003 г.

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

## АКУСТООПТИЧЕСКИЕ МОДУЛЯТОРЫ ДЛЯ СИСТЕМ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА РАДИОСИГНАЛОВ

*Рассматриваются особенности разработки акустооптических модуляторов, применяемых в системах спектрального анализа радиосигналов, работающих в диапазоне частот 1—2 ГГц.*

Акустооптические модуляторы света, принцип действия которых построен на фотоупругом эффекте, нашли широкое применение в науке и технике [1—4], в частности, в системах акустооптической обработки радиосигналов. Применение акустооптических модуляторов в этих системах обусловлено тем, что они позволяют обрабатывать сигналы с значительной полосой пропускания (~1 ГГц), имеют большой динамический диапазон, а дифракционная эффективность их составляет несколько процентов на ватт потребляемой мощности. Акустооптические модуляторы (АОМ), используемые в акустооптических анализаторах спектра, работают в диапазоне частот 1—2 ГГц.

Как известно, АОМ света состоит из светозвукопровода, пьезопреобразователя, возбуждающего объемную звуковую волну, с нанесенными на него электродами и системы возбуждения преобразователя, состоящей из элементов подвода электрической энергии и согласования с генератором сигналов.

Проектирование и разработка АОМ для систем спектрального анализа радиосигналов имеет ряд особенностей, связанных как с техническими, так и с технологическими проблемами. Одной из центральных задач при создании таких АОМ является проблема реализации электроакустических преобразователей для возбуждения звуковых волн. Для возбуждения объемных звуковых волн в диапазоне частот ~1 ГГц толщина резонансных пьезопреобразователей должна составлять ~2—4 мкм. Это обстоятельство ограничивает выбор материалов в связи с трудностями получения монокристаллических преобразователей такой толщины [3, с. 76]. Оптимальным материалом для пьезопреобразователей в этом диапазоне частот являются пленки ZnO [5, 6].

Другой особенностью разработки таких АОМ является тот факт, что с увеличением частоты звуковых колебаний потери акустической энергии в светозвукопроводе растут примерно пропорционально ее квадрату. Для большинства материалов светозвукопроводов, которые имеют высокий коэффициент акустооптического качества  $M_2$ , потери в частотном диапазоне 1—2 ГГц становятся недопустимо высокими [7, с. 604].

Материалами светозвукопроводов, которые имеют относительно малые потери, являются кристаллы LiNbO<sub>3</sub> и Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. При этом кристаллы LiNbO<sub>3</sub> более пригодны для разработки АОМ в качестве материалов светозвукопроводов, т. к. имеют более высокое значение коэффициента акустооптического качества  $M_2$  по сравнению с кристаллами Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> [6, с. 176].

Акустооптические модуляторы для систем спектрального анализа радиосигналов, в которых светозвукопроводами являются кристаллы LiNbO<sub>3</sub>, по принципу возбуждения объемной акустической волны можно разделить на два типа:

— модуляторы, в которых возбуждение акустической волны осуществляется с помощью пьезопреобразователей на основе пленок ZnO;

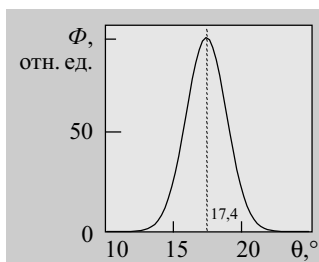
— модуляторы, в которых возбуждение акустической волны осуществляется с поверхности светозвукопровода.

В АОМ первого типа используются светозвукопроводы из монокристаллов LiNbO<sub>3</sub>, в которых при помощи пьезопреобразователя на основе пленок ZnO можно возбудить продольную акустическую волну. Текстурированные пленки ZnO получают методами катодного или магнетронного распыления [5, 6].

Получение высокотекстурированных пленок ZnO с коэффициентом электромеханической связи  $K$ , по величине близким к коэффициенту электромеханической связи монокристаллического ZnO, является довольно сложной технологической задачей. В НПП «Карат» была разработана технология получения пленок ZnO со значениями  $K$ , близкими к их объемным аналогам, а также с высокими значениями электрической прочности, что существенно при возбуждении акустических колебаний с большой интенсивностью звукового потока.

Для получения пьезоэлектрических пленок ZnO методом магнетронного распыления использовалась разработанная и выпускаемая НПП «Карат» пьезоэлектрическая мишень марки ПО30-21 на основе легированной окиси цинка. Здесь легирование способствует более упорядоченному формированию текстуры пленок ZnO с ориентацией оси  $C$  текстуры перпендикулярно поверхности подложки.

На рисунке представлена типичная для таких пленок рентгеновская дифрактограмма качания для плоскости (002) пленки ZnO толщиной 1,5 мкм, нанесенной на металлизированную алюминием поверхность крис-



Рентгеновская кривая качания

талла  $\text{LiNbO}_3$  ( $\text{CuK}_\alpha$ -излучение). Здесь  $\Phi$  — интенсивность отраженного рентгеновского излучения,  $\theta$  — угол качания образца. На дифрактограмме показано отражение только от плоскости (002). Для тонких пленок 1—2 мкм угол отклонения оси текстуры

от нормали к поверхности, как правило, менее  $1^\circ$ , а угол разориентации кристаллитов  $\delta_0 < 3^\circ$ .

С использованием пленок  $\text{ZnO}$  в качестве пьезопреобразователя и монокристалла  $\text{LiNbO}_3$  прямого Z-среза в качестве светозвукопровода был изготовлен образец АОМ со следующими техническими характеристиками:

дифракционная эффективность по уровню 3 Дб	10 %/Вт;
центральная рабочая частота	1750 МГц;
полоса рабочих частот	500 МГц;
длительность обрабатываемого сигнала	0,83 мкс.

Модулятор разработан с использованием пьезопреобразователя в виде фазированной решетки излучателей [8] с оптимизацией геометрии акустооптического взаимодействия. Учитывая невысокое значение коэффициента электромеханической связи ( $K \leq 0,3$ ), а также тот факт, что коэффициент акустооптического качества  $M_2 = 7$  для Z-среза кристаллов  $\text{LiNbO}_3$  [5, 6], полученную эффективность АОМ следует считать близкой к максимально возможной при заданной мощности управляющего сигнала и геометрии акустооптического взаимодействия.

Таким образом, при разработке акустооптических модуляторов первого типа необходимо решать следующие основные задачи: отработку напыления пленок  $\text{ZnO}$  заданной толщины, оптимизацию фазированных преобразователей, согласование модулятора с генератором сигналов.

**В** акустооптических модуляторах второго типа возбуждение объемных акустических волн осуществляется с поверхности светозвукопровода из  $\text{LiNbO}_3$ . При этом используются пьезоэлектрические свойства монокристаллов  $\text{LiNbO}_3$  как пьезоэлектрика с высоким значением коэффициента электромеханической связи.

В работах [9, 10] показана возможность возбуждения объемной акустической волны с поверхности светозвукопровода  $\text{LiNbO}_3$  при помощи пары электродов, нанесенных определенным способом на возбуждаемую грань светозвукопровода. Электрическое поле, которое устанавливается в щели между двумя электродами при подключении к ним напряжения от генератора сигналов, приводит к возбуждению объемных продольных и поперечных акустических волн в светозвукопроводе. В этих работах показано, что при использовании щелевого преобразователя (возбудителя) из пары электродов можно изготовить акустооптический модулятор света с дифракционной эффективностью 25%/Вт и центральной рабочей частотой ~940 МГц и полосой частот ~70 МГц. Столь высокие

значение величины дифракционной эффективности обусловлены как высокими значениями коэффициента электромеханической связи кристаллов  $\text{LiNbO}_3$ , так и заданной конфигурацией возбуждающей щели.

При использовании фазированных преобразователей, где в качестве единичного узла возбуждения используется щель между двумя электродами, изготовлены макетные образцы АОМ, работающие на центральной частоте  $f_0 = 1,1$  ГГц, с рабочей полосой ~200 МГц, дифракционной эффективностью 1,5 %/Вт. При измерениях использовался гелий-неоновый лазер с диаметром пучка  $d = 2$  мм.

Полученные технические характеристики АОМ не являются предельными. Оптимизация технологии изготовления АОМ, а также параметров акустооптического взаимодействия, позволит значительно улучшить технические характеристики АОМ этого типа.

То есть при разработке акустооптических модуляторов второго типа (с возбуждением акустической волны с поверхности светозвукопровода) значительно упрощается технология их изготовления. Практически задача сводится к выбору определенной кристаллографической ориентации кристаллов  $\text{LiNbO}_3$  с высокими значениями коэффициента акустооптического качества  $M_2$  и коэффициента электромеханической связи  $K$ , оптимизации решетки фазированных преобразователей и согласованию модулятора с генератором в рабочем диапазоне частот.

\*\*\*

Таким образом, проведенные исследования показали возможность создания акустооптических модуляторов для систем спектрального анализа радиосигналов с пьезопреобразователями на основе пленок  $\text{ZnO}$ , а также возможность изготовления АОМ с возбуждением акустической волны с поверхности пьезокристаллических звукопроводов  $\text{LiNbO}_3$ .

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Гасанов А. Р. Акустооптические способы и средства отображения сигналов // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника.— 2000.— Т. 43, № 10.— С. 17—25.
2. Гусев О. Б., Кулаков С. В., Розживин Б. П., Тигин Д. В. Оптическая обработка радиосигналов в реальном времени.— М.: Радио и связь, 1989.
3. Балакший В. И., Паригин В. Н., Чирков Л. Е. Физические основы акустооптики.— М.: Радио и связь, 1985.
4. Кулаков С. В. Акустооптические устройства спектрального и корреляционного анализа сигналов.— Л.: Наука, 1978.
5. Бондаренко В. С., Зоренко В. П., Чкалова В. В. Акустооптические модуляторы света.— М.: Радио и связь, 1988.
6. Морозов А. И., Проклов В. В., Станковский Б. А. Пьезоэлектрические преобразователи для радиоэлектронных устройств.— М.: Радио и связь, 1984.
7. Кайно Г. Акустические волны.— М.: Мир, 1990.
8. Uchida N. Coupled-wave analysis of light diffraction by a multielement acoustic transducer array // J. Opt. Soc. Am.— 1974.— Vol. 64, N 8.— P. 1049—1057.
9. Демидов А. Я., Задорин А. С., Пуговкин А. В. Широкополосная аномальная дифракция света на гиперзвуке в кристалле  $\text{LiNbO}_3$  / В кн.: Акустооптические методы и техника обработки информации.— Л.: ЛЭТИ, 1980.— Вып. 142.— С. 106—111.
10. Коваленко Е. С., Краковский В. А., Шандаров С. М. Возбуждение объемных упругих волн с поверхности пьезокристаллов / В кн.: Физика и техника акустооптики.— Томск: Изд-во Томск. ун-та, 1987.— С. 63—77.

П. А. ЕМЦЕВ

Украина, НТУУ "Киевский политехнический институт"  
E-mail: yemtsev@gmx.net

Дата поступления в редакцию  
05.06 2003 г.

Оппонент к. т. н. Б. Н. ШЕЛКОВНИКОВ  
(НТУУ "КПИ", г. Киев)

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРОВ С ВЫСОКОЙ ПОДВИЖНОСТЬЮ ЭЛЕКТРОНОВ

*Рассмотрены модели транзисторов с высокой подвижностью электронов (НЕМТ), задача разработки универсальной модели для проектирования устройств на НЕМТ.*

Транзисторы с высокой подвижностью электронов (НЕМТ) известны как наиболее высокочастотные электронные приборы [1]. НЕМТ представляет собой прибор на гетероструктурах, в котором используется явление высокой подвижности электронного газа, формирующегося у границы раздела двух полупроводниковых материалов (как правило, сильно легированного AlGaAs и нелегированного GaAs). Технология GaAs применяется для изготовления транзисторов средней и большой мощности, InP — для маломощных, с низким уровнем шума, область применения которых — малошумящие усилители (МШУ) и смесители.

Разработка схем СВЧ на основе НЕМТ, как и на основе других приборов, значительно ускоряется и удешевляется при использовании систем автоматизированного проектирования. Однако для этого нужны соответствующие модели, учитывающие нелинейности, высокочастотный шум, саморазогрев и другие факторы [2].

К настоящему времени предложено большое число моделей полевых транзисторов диапазона СВЧ, многие из которых применимы к транзисторам с высокой подвижностью электронов. Получившие наиболее широкое распространение модели интегрированы в системы автоматизированного проектирования (САПР). В Microwave Office v. 5.01, например, включены 25 моделей полевых транзисторов. Некоторые САПР СВЧ, например ADS, допускают возможность включения моделей, написанных пользователем. При таком разнообразии перед разработчиками устройств СВЧ возникает проблема выбора наиболее подходящей для данного случая проектирования модели, помочь решить которую и призвана данная статья. Кроме этого, сформулированы задачи, которые необходимо решить для создания новых моделей, отражающих одновременно нелинейное поведение транзистора и его шумовые характеристики.

### Малосигнальная модель

Наиболее простой и часто употребляемой моделью является малосигнальная модель, представленная на рис. 1 [3—7].

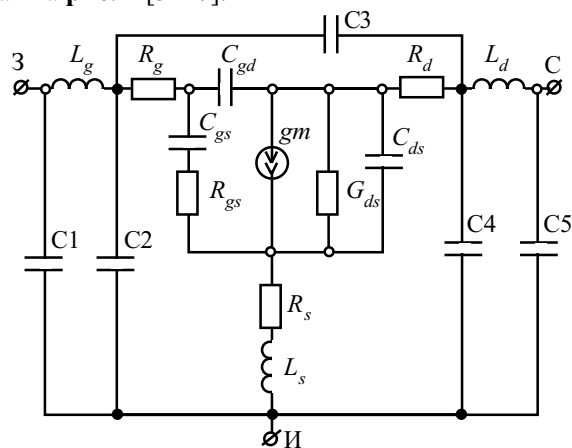


Рис. 1. Малосигнальная модель НЕМТ

Модель состоит из внутренней и внешней частей, представляющих сам транзистор и элементы его корпуса, соответственно. Во внутреннюю часть входят:

- $R_g$  — сопротивление затвора (3);
- $R_{gs}$  ( $R_i$ ) — сопротивление затвор-исток (И);
- $R_d$  — сопротивление стока (С);
- $R_s$  — сопротивление истока;
- $G_{ds}$  — проводимость канала "сток—исток";
- $C_{gs}$  — емкость затвор-исток;
- $C_{gd}$  — емкость затвор-сток;
- $C_{ds}$  — емкость сток-исток;
- $gm$  — источник тока стока, управляемый напряжением затвор-исток.

Паразитные элементы корпуса представлены емкостями C1, C2, C3, C4, C5 и индуктивностями  $L_g$ ,  $L_d$  и  $L_s$ .

Модель позволяет достаточно точно предсказывать поведение транзистора в широком диапазоне частот (1—40 ГГц) [3].

Определение параметров элементов внутренней части основано на обработке результатов измерения S-параметров и выполняется по соотношениям [4]

$$C_{gd} = -\frac{1}{\omega} I_m(Y_{12}); \quad (1)$$

$$C_{ds} = \frac{1}{\omega} \{I_m(Y_{22}) + I_m(Y_{12})\}; \quad (2)$$

$$C_{gs} = \frac{1}{\omega} \{I_m(Y_{11}) + I_m(Y_{12})\}; \quad (3)$$

$$G_{ds} = \text{Re}(Y_{22}); \quad (4)$$

$$R_i = \frac{1 - \sqrt{1 - 4\text{Re}(Y_{11})/C_{gs}\omega}}{2\text{Re}(Y_{11})}; \quad (5)$$

$$g_v = \sqrt{g_{mr}^2 + g_{mi}^2}; \quad (6)$$

$$g_{mr} = \text{Re}(Y_{21}) - I_m(Y_{21})R_iC_{gs}\omega - C_{gd}C_{gs}\omega^2R_i; \quad (7)$$

$$g_{mi} = \text{Re}(Y_{21})R_iC_{gs}\omega + I_m(Y_{21}) + C_{gd}\omega. \quad (8)$$

Определение элементов проводится путем измерения *S*-параметров, преобразования их в *Y*-параметры по известным соотношениям и конечного расчета по выражениям (1) — (8). В дальнейшем проводится оптимизация с целью получения наилучшего соответствия экспериментальных и расчетных характеристик.

Необходимо отметить, что этот метод может быть применен к любым транзисторам, независимо от топологии.

Определение значений элементов, моделирующих металлизацию, нанесенную на субстрат, может быть проведено тремя различными методами.

1. Измерение тестовой структуры (наиболее точный из предложенных методов). Тестовая структура представляет собой слой металлизации, нанесенной на субстрат по той же технологии, что и для транзистора, но при отсутствии самого сформированного транзистора. Тестовые структуры доступны далеко не всегда, поэтому применимость этого метода ограничена.

2. Применение программы электромагнитного моделирования [5], например Sonnet 6.0. Точность такого метода зависит от многих факторов: полноты информации о конфигурации металлизации, характеристик субстрата, а также от объема оперативной памяти ЭВМ.

3. Измерение транзистора, находящегося при закрывающем смещении на затворе и нулевом напряжении сток-исток [6]. В таком режиме внутренние емкости транзистора минимальны и, как правило, меньше любой из емкостей *C1*—*C5*. Этот метод наиболее универсальный, но обладает самой низкой точностью.

Результатом любого из перечисленных выше действий является *S*-матрица, которая становится целевой при оптимизации схемы, изображенной на рис. 2.

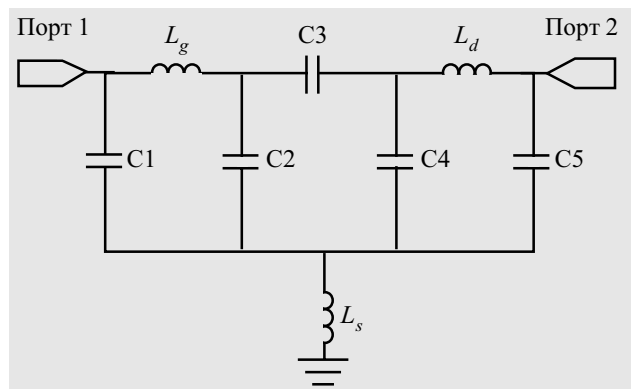


Рис. 2. Оптимизируемая схема

Окончательной процедурой моделирования является оптимизация параметров модели с целью достижения наилучшего соответствия смоделированных характеристик реальным.

Как уже отмечалось, малосигнальная модель применима лишь для одного значения постоянного смещения, а именно, для того, для которого произведена экстракция параметров. Ввиду сильной нелинейности НЕМТ попытка применения этой модели для другого значения смещения неизбежно приводит к ошибочным результатам. Выходом из сложившейся ситуации может быть переход к табличным моделям.

В модели [7] оптимизированные для определенного постоянного смещения значения элементов эквивалентной схемы заносились в таблицу, содержащую 500 позиций, соответствующих различным температурам и смещениям. Всего для модели требовалось 19 параметров, следовательно, общее число запоминаемых значений составило  $500 \cdot 19 = 9500$ . При использовании этой модели присвоение значений элементам эквивалентной схемы осуществляется путем линейной интерполяции между двумя наиболее близкими значениями, лежащими "сверху" и "снизу". Авторы использовали ту же эквивалентную схему, что и приведенная на рис. 1. В работе сказано, что для описания зависимости параметров модели от смещения и температуры было бы проще всего применить нелинейную модель, но "это требует больших усилий при моделировании и ведет к большим погрешностям из-за неточности описываемых соотношений".

Несмотря на кажущееся существенное упрощение задачи, непросто провести измерения и оптимизацию для случая из 500 требуемых измерений. Модель [7], кроме того, является шумовой. Сделано это путем введения в модель двух шумовых источников тока. Они, так же, как и другие элементы модели, приняты зависящими от смещения. Достоинством такого подхода является очень хорошее соответствие экспериментального и расчетного коэффициента шума. Недостаток — очень большой объем информации, который требуется сохранить.

### Шумовые модели

Введение в модель двух дополнительных параметров позволяет превратить ее в шумовую [8]. Идея, предложенная М. Поспешалски, состоит в присвоении  $R_{gs}$  и  $G_{ds}$  эквивалентных температур, не равных физическим, для расчета шумовых параметров. В результате становится возможным описать зависимость коэффициента шума от импеданса источника, частоты и физической температуры. Предложена также методика для определения эквивалентных шумовых температур  $T_g$  и  $T_d$  [9] для этой модели. Методика предусматривает получение обеих температур. Недостаток ее — довольно сложные математические вычисления.

Модель Поспешалски может быть упрощена. Как показано в [10], можно принять эквивалентную шумовую температуру сопротивления затвор-исток равной физической. В этом случае остается лишь один шумовой параметр —  $T_d$ , и представляется возможным определить  $T_d$  путем оптимизации.

Работа [11] посвящена определению шумовых свойств шумовых источников транзистора из измеренных данных. Для этого требуются сведения об обычных четырех шумовых параметрах: минимальном коэффициенте шума  $F_{\min}$ , оптимальной проводимости источника  $Y_{\text{opt}}$  (действительной и мнимой части) и эквивалентном шумовом сопротивлении  $R_n$ . В отличие от работы Поспешалски, здесь шумовые свойства моделируются соединением с выводами затвора и стока источников шумового тока. При этом сам транзистор принимается шумящим. Это — так называемый эквивалент Нортон для шумящей цепи. Показано, что для случая НЕМТ оба эквивалентных шумовых источника коррелированы слабо, что подтверждает правильность допущений, сделанных Поспешалски. Даны соотношения для пересчета четырех шумовых параметров в токи эквивалентных источников шума. Для пересчета требуется информация лишь о двух шумовых параметрах —  $Y_{21}$  и  $Y_{11}$ . Для этого достаточно иметь информацию об их модуле, что важно в случае, если измерение фазы коэффициента отражения невозможно.

В работе [12] представлен новый метод для расчета шумовых параметров транзистора как функции ширины затвора и напряжения сток-исток. Он основывается на измерении шумовых параметров транзистора с известной геометрией. В дальнейшем шумовые параметры могут быть пересчитаны для транзистора с другой геометрией и при другом токе стока.

Обзор методов измерения и экстракции шумовых параметров представлен в [13]. Рассматриваются не прямые методы, метод прямого поиска и упрощенный метод. Упрощенный метод применим лишь для случая полевого транзистора (в частности, авторы упоминают НЕМТ). Он основывается на допущении, что параметры малосигнальной модели найдены с большой точностью. В этом случае достаточно одного измерения коэффициента шума при сопротивлении источника сигнала, равном 50 Ом. Высокая точность, демонстрируемая данным методом, показывает, что, несмотря на простоту, этот метод является альтернативным непрямому методу для корректного определения шумовых параметров транзистора в широком диапазоне рабочих температур. Еще раз необходимо подчеркнуть, что этот метод требует корректно определенных элементов эквивалентной схемы транзистора.

В [14] детально исследована зависимость коэффициента шума от постоянного смещения. Разработана модель, описывающая как поведение НЕМТ в режиме малого сигнала, так и его шумовые свойства. Показано, что оптимальное смещение на затворе соответствует такому значению тока стока, при котором он составляет одну треть значения, требуемого для получения наивысшего усиления. Также оказалось, что оптимальное (с точки зрения минимизации коэффициента шума) напряжение затвор-исток зависит от частоты. Коэффициент шума НЕМТ является зависимым также от напряжения сток-исток, и самое низкое его значение наблюдается в начале участка насыщения, т. е. при напряжении сток-исток, равном 0,6 В.

Модель, разработанная авторами [14], содержит семь шумовых источников, что представляется слишком большим числом, т. к. каждый из источников требует минимум одного параметра модели для описания. Предложено несколько необычное деление модели на части:

— внутренние элементы, описывающие электрическое поведение двухмерного электронного газа; они зависят как от напряжения смещения, так и от ширины затвора;

— внешние элементы, описывающие распределенный характер выводов; они зависят от ширины затвора, но не зависят от напряжения смещения;

— паразитные элементы, описывающие линии передачи, подсоединенные к транзистору.

В работе также показано, что существенный вклад в общий коэффициент шума вносит ток утечки затвора.

В модели [8] полностью проигнорирована корреляция между двумя имеющимися в модели источниками шума. Хотя коэффициент корреляции и имеет небольшую величину, он, тем не менее, не должен быть проигнорирован. Он возрастает значительно с ростом частоты, что ведет к несоответствию экспериментального и расчетного коэффициентов шума у верхней границы рабочего диапазона частот транзистора. Авторы [15] предложили дополнить модель Поспешалски третьей температурой, названной температурой корреляции. В работе показано, что температура корреляции имеет комплексное значение, что ставит вопрос о ее физическом смысле.

Все описанные модели являются линейными, что является ограничением во многих случаях. Например, очень часто возникает задача разработки устройств, в которых требования большого динамического диапазона и низкого уровня шумов должны удовлетворяться одновременно. Для этих задач модель должна также содержать информацию о нелинейностях транзистора.

### Нелинейные модели

Созданию нелинейных моделей уделялось пристальное внимание в течение достаточно долгого времени, в результате чего их было создано достаточно много, в чем можно убедиться на примере Microwave Office v. 5.01, где подавляющее большинство встроенных моделей — нелинейные. Здесь и возникают основные сложности выбора подходящей модели. Дело в том, что модели, разработанные для кремниевых приборов, плохо подходят для арсенидгаллиевых, а разработанные для полевых транзисторов без гетеропереходов вряд ли способны точно описать значительно менее линейные транзисторы с высокой подвижностью электронов. Модель с отмеченными основными нелинейностями НЕМТ показана на **рис. 3**.

Отличия полевых транзисторов на основе арсенида галлия от кремниевых рассмотрены в [16]. Показано, что нелинейная модель, применяемая для кремниевых полевых транзисторов, неприменима для арсенидгаллиевых из-за различных причин, вызывающих насыщение: в арсенидгаллиевых приборах оно наступает из-за насыщения скорости носителей. Показано, что, в отличие от кремниевых, в арсенид-

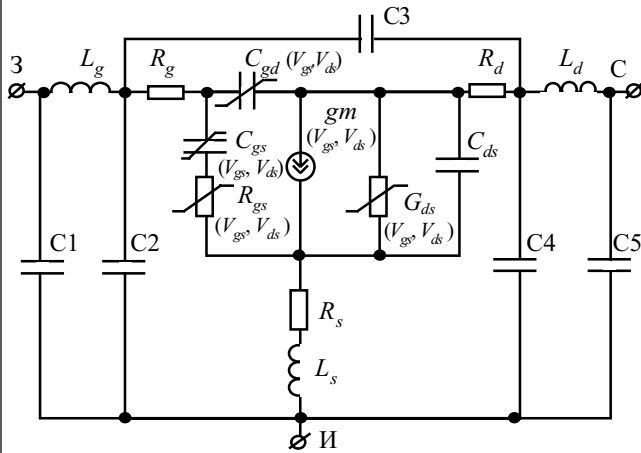


Рис. 3. Основные нелинейности НЕМТ

галлиевых полевых транзисторах насыщение наступает при одном и том же напряжении сток-исток, независимо от напряжения затвора.

Рассмотрено выражение

$$I_d = \beta(V_{gs} - V_t)^2(1 + \lambda V_{ds}) \text{th}(\alpha V_{ds}), \quad (9)$$

- где  $I_d$  — ток стока;
- $\beta$  — параметр, подбираемый при оптимизации;
- $V_{gs}$  — напряжение затвор-исток;
- $V_t$  — пороговое напряжение;
- $\lambda$  — параметр, относящийся к проводимости стока;
- $V_{ds}$  — напряжение сток-исток;
- $\alpha$  — параметр, определяющий напряжение, при котором ток стока начинает насыщаться.

(Это выражение впервые появилось в [17] и является одним из самых простых для описания нелинейности тока стока из предложенных в литературе.)

Показано, что выражение  $I_{ds} \approx \beta(V_{gs} - V_t)^2$  не отображает точно реальную зависимость тока стока от напряжения затвор-исток; вместо этого предложено другое выражение. В статье говорится, что функция "гиперболический тангенс" требует больших вычислительных затрат, поэтому предложены другие функции.

Соотношения модели [16] нельзя назвать простыми и легко программируемыми. При их использовании достигнута погрешность менее 1%, что не является необходимым, т. к. это меньше технологического разброса для изделий, изготовленных на одной пластине.

Также даны графики зависимости емкостей от напряжений затвор-сток и затвор-исток. Даны очень сложные выражения, аппроксимирующие эти зависимости. Целесообразность введения столь сложных выражений также вызывает сомнения, т. к. в этом случае существенно увеличивается время, затрачиваемое ЭВМ для расчетов.

В модели [18] основной упор сделан на описании нелинейности тока стока и нелинейности емкостей затвор-исток и затвор-сток. Все нелинейности в этой модели описаны при дополнительном использовании полиномов третьего порядка. Модель была специально разработана для НЕМТ и в состоянии описать поведение любой из его нелинейностей. Недостаток модели — слишком большое число параметров из-за описания нелинейностей полиномом. Этот недоста-

ток компенсируется очень высокой точностью модели. Еще одна ее особенность — учет эффекта саморазогрева путем введения дополнительной тепловой цепи в эквивалентную схему. К сожалению, эта модель не содержит параметров, описывающих высокочастотные шумы транзистора.

В [6] сделаны некоторые наблюдения, относящиеся к нелинейному моделированию. Отмечено, что такие величины как емкость сток-исток и время задержки могут быть приняты не зависящими от постоянного смещения. Также постоянным может быть принято сопротивление затвор-исток. Емкости затвор-исток и затвор-сток описываются несложными выражениями, зависящими от напряжения смещения. Также показано, что проводимость  $gm$  для НЕМТ существенно нелинейна. Даны два выражения, моделирующие эту нелинейность. Также обращено внимание на нелинейность выходной проводимости  $G_{ds}$ . Дано выражение для описания этой нелинейности.

В [4] также сделан упор на отличие НЕМТ от обычных арсенидгаллиевых полевых транзисторов в нелинейном поведении. Приведены выражения, корректирующие соотношения для полевых транзисторов так, чтобы они стали применимы для НЕМТ. Также в работе даны измеренные зависимости емкостей затвор-исток и затвор-сток от напряжения. Следует отметить, что измерения были проведены при недостаточном количестве точек, что не позволяет признать результаты моделирования абсолютно успешными, несмотря на заявления о полном соответствии.

Теперь целесообразно остановиться на методах экстракции параметров для нелинейных моделей. В [19] рассмотрены наиболее современные из этих методов. Вначале рассматриваются непрямые методы экстракции нелинейных моделей. В этом случае сначала выполняются измерения выходных характеристик по постоянному току. Эти измерения обеспечивают начальные значения для некоторых элементов эквивалентной схемы, а также дают возможность судить о видах нелинейных функций, описывающих работу нелинейных источников. В идеальном случае эти измерения должны быть "пульсирующими", т. е. настолько кратковременными, чтобы не дать внутренней температуре прибора значительно возрасти, но очень часто приходится обходиться без этого. К сожалению, такие измерения не дают достаточной информации о динамическом поведении прибора из-за тепловых эффектов и поверхностного эффекта.

Следующий этап — измерение  $S$ -параметров в режиме малого сигнала при различных смещениях с помощью векторного анализатора цепи. Эти измерения дают представление о нелинейном поведении емкостей и о номиналах паразитных элементов. Данные, полученные в результате измерения  $S$ -параметров, могут быть использованы для получения аналитических соотношений для описания нелинейности емкостей или без обработки для табличных моделей. Опять же, из-за воздействия тепловых эффектов эти измерения рекомендуется проводить при кратковременной подаче смещения и измерительных сигналов.

Далее предложена методика прямых измерений нелинейных приборов. В этом случае нелинейный

динамический отклик регистрируется непосредственно при возбуждении большим сигналом или при многочастотном возбуждающем сигнале. Однако большинство измерительных систем, способных работать при большом сигнале, не пригодны для экстракции параметров модели, а используются лишь для проверки ее точности. Наилучшими автор считает измерения с использованием нелинейного векторного анализатора цепей. Ключевой особенностью этого измерительного прибора является проведение измерений во временной области. Ожидается, что в ближайшие годы измерения с использованием нелинейного векторного анализатора станут доминирующими при проведении моделирования.

Помимо рассмотрения вопросов нелинейного поведения, в [20] большое внимание уделено явлению саморазогрева в НЕМТ на основе AlGaIn. Показано, что разница между результатами измерений в пульсирующем и непрерывном режимах значительна — главным образом, из-за явления саморазогрева. Проведенные исследования зависимости токов электродов от времени нахождения прибора в нагретом режиме показывают, что после 100 первых секунд нагрева ток затвора может увеличиваться на 30%.

В [21] представлена физическая модель НЕМТ для применения при разработке генераторов. Она описывает сигнальные и шумовые свойства транзистора на частотах от 1 до 40 ГГц. Модель основывается на измерениях  $S$ -параметров на частотах до 40 ГГц. Линейные и не зависящие от смещения элементы модели ( $L_g, L_d, L_s$  и  $R_g, R_d, R_s$ ) определяются из измерений  $S$ -параметров в "холодном" и "горячем" режимах транзистора. Для определения нелинейных элементов модели транзистора необходимы измерения  $S$ -параметров при большом количестве точек смещения, в данном случае при 200. Это должно быть сделано для всех интересующих частот. Проводимости  $gm$  и  $G_{ds}$  также определяются из измерений на СВЧ.

Измерения параметров низкочастотного шума проводились на частотах от 10 Гц до 10 МГц в 100 точках. В модели источниками теплового шума являются три резистора. Измерения для высокочастотного шума проводились в диапазоне частот от 2 до 18 ГГц. Эта модель требует сложной процедуры экстракции параметров, поэтому работа с ней возможна лишь при наличии автоматизированной измерительной системы, управляемой программно (например, с помощью IC-CAP).

Классификация нелинейных моделей авторам [22] представляется следующей.

1. Модели для режима большого сигнала на физической основе. Они требуют точной информации о физических параметрах и геометрических размерах.

2. Нелинейные модели на основе эквивалентных схем, которые встроены во множество коммерчески доступных программ для нелинейного анализа схем. Параметры для этих моделей извлекаются из экспериментальных характеристик по постоянному току и радиочастотных характеристик. Зависимости нелинейных элементов от смещения аппроксимируются аналитическими функциями, что может привести к неприемлемым ошибкам аппроксимации.

3. Нелинейные модели на основе нелинейных схем, в которых используется сплайновая интерполяция элементов эквивалентной схемы, зависящих от смещения, что исключает ошибки аппроксимации и необходимость проверки соответствия различных аналитических функций. Эффективный ток нелинейного генератора тока может быть рассчитан из радиочастотных выходных и проходных проводимостей вместо характеристик по постоянному току. Это ведет к улучшению моделирования нелинейного поведения на высоких частотах.

Показано, что в случае арсенидгаллиевого полевого транзистора нелинейными являются такие элементы, как  $gm, G_{ds}, C_{gs}, C_{gd}$ , а в случае НЕМТ — также  $R_{gs}$  и  $\tau$  (рис. 3).

В [23] рассмотрены аспекты моделирования полевых транзисторов СВЧ-диапазона для разработки генераторов. Вначале транзистор разделяется на две части — внешнюю линейную и внутреннюю нелинейную. При "отсекающем" смещении ( $U_{gs}=U_p, U_{ds}=0$  В) эквивалентная схема сокращается до емкостей  $C_{gs}, C_{gd}$  и  $C_{ds}$ . Таким образом, при измерении в этом режиме емкости могут быть определены достаточно точно. Проходная  $gm$  и выходная  $G_{ds}$  проводимости определяются из  $S$ -параметров, измеренных в диапазоне сравнительно низких частот, от 3 до 10 ГГц. Указывается, что такие параметры модели как  $C_{ds}$  и  $\tau$  являются практически линейными.

#### Распределенные модели

Как показано в работах [24—29], на частотах выше 50 ГГц обычная, т. н. квазистатическая модель НЕМТ теряет точность. Связано это с тем, что на этих частотах длина электродов (затвор, сток, исток) становится соизмеримой с длиной волны. Выход из сложившейся ситуации — в представлении электродов линиями передачи (рис. 4) с распределенными параметрами [24]. Это — т. н. "пассивная" часть прибора. "Активная" часть моделируется некоторым числом (обычно 1—4) элементарных активных приборов, имеющих нулевые размеры.

Применение подобного подхода дает впечатляющие результаты. Так, в [24] авторы получили отклонение расчетных значений от экспериментальных менее 0,5% на частотах до 110 ГГц. В то же время модель, представленная в работе [24], является малосигнальной, что сильно ограничивает область ее применения. Кро-

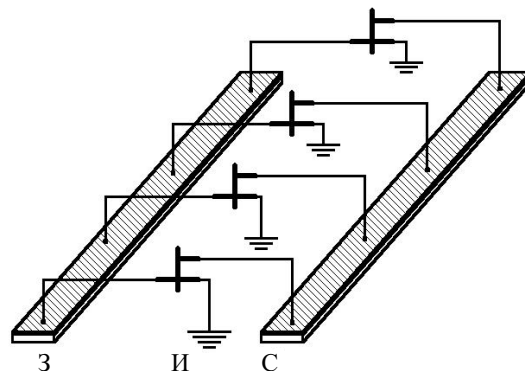


Рис. 4. Модель НЕМТ, в которой электроды затвора и стока представлены в виде линий передачи

ме того, она в большей степени основывается на данных о физике прибора, чем на измерениях, что делает корректное определение значений ее элементов трудным для разработчиков, не имеющих информации об особенностях технологии. Распределенные модели также являются темами работ [25—30].

В работе [25] представлен метод определения значений элементов "пассивной" части эквивалентной схемы транзистора. Он основывается на применении программ электромагнитного моделирования. Модель, примененная авторами, опять же, линейная. Получены результаты моделирования, близкие к экспериментальным, на частотах до 50 ГГц. Продемонстрирована применимость данного метода на примере монолитного усилителя микроволнового диапазона, содержащего 4 транзистора.

Описанные выше методы в [26] расширены на случай многосекционных транзисторов. Показано, что достаточно определить номиналы элементов "активной" части одной секции, и это дает возможность предсказать поведение транзистора, состоящего из любого числа идентичных секций. Для определения номиналов "пассивной" части эквивалентной схемы применяется электромагнитная симуляция, как и в предыдущем случае. Подход представляет особый интерес для разработчиков НЕМТ, т. к. позволяет предсказывать результирующие характеристики многосекционных НЕМТ на ранних стадиях проектирования.

Вопрос о необходимом числе элементарных активных приборов для корректного моделирования эффектов распределения параметров в полевых транзисторах диапазона СВЧ поставлен в [27]. Показано, что на частотах выше 30 ГГц представление секции одним элементарным активным прибором становится недостаточным. На частотах выше 110 ГГц желательно применить четыре элементарных активных прибора. Также рекомендовано применение программы электромагнитного моделирования Sonnet для моделирования "пассивной" части прибора.

Разработаны и нелинейные распределенные модели, например, [28]. Авторы получили достаточное соответствие экспериментальных и расчетных выходных характеристик. Показано, что такая модель дает точную информацию об уровне второй и третьей гармоник при частоте основного тона до 20 ГГц и при применении метода гармонического баланса. Описанная в [29] нелинейная распределенная модель НЕМТ — физическая, т. е. требующая наличия информации о материалах и геометрии прибора. Нелинейная распределенная модель НЕМТ, описанная в [30], разрабатывалась с учетом возможности введения в нее шумовых источников. В модель добавлен источник фликер-шума, зависящий от напряжений затвор-исток и сток-исток. К сожалению, не приведена информация о соответствии экспериментальных и расчетных данных для фликер-шума.

Переход к распределенным моделям является целесообразным тогда, когда в модели появились элементы, зависящие от частоты, и если этот эффект в большей степени выражен на верхней частоте интересующего диапазона. Использование распределенных моделей требует значительного увеличения вы-

числительных затрат, кроме того, процедура экстракции параметров для них более сложная, чем для традиционных. Поэтому их целесообразно применять на частотах более 50 ГГц.

### Заключение

Малосигнальная модель является наиболее простой; извлечение параметров для этой модели прямой, не требующее применения процедур оптимизации. Эти параметры очень часто приводятся изготовителями в документации транзистора. Недостатки модели очевидны: отсутствие какой-либо информации о шумах, что не полностью раскрывает ее потенциал для разработки малошумящих усилителей, а также отсутствие информации о нелинейностях. Это делает малосигнальную модель применимой для разработки устройств немногочисленных классов, в частности, усилителей малых сигналов

Шумовые модели наиболее часто строятся на основе малосигнальных. При переходе к шумовой в малосигнальную модель вводятся шумовые источники или отдельным сопротивлениям эквивалентной схемы присваиваются шумовые температуры выше физических. Все рассмотренные шумовые модели, в которых учтен шум на высоких частотах, являются линейными.

Нелинейные модели, приведенные в [16—23], не являются одновременно шумовыми, что ограничивает их применение при разработке узлов, которые должны вносить минимальный шум. Кроме того, большинство нелинейных моделей невозможно ввести в существующие программы автоматизированного проектирования (если, конечно, они не реализованы разработчиком программ).

Распределенные модели обеспечивают улучшение соответствия между экспериментальными и расчетными характеристиками на частотах выше 50 ГГц. В то же время они требуют значительно больших объемов вычислений и более сложной процедуры экстракции параметров, поэтому для диапазона частот менее 40 ГГц их применение необходимо признать нецелесообразным.

Для разработки малошумящих усилителей и смесителей с учетом их нелинейных и шумовых свойств необходимо создание модели, одновременно нелинейной и шумовой. В дополнение к этому, модель должна с легкостью вводиться в существующие среды автоматизированного проектирования устройств СВЧ.

Для этого следует:

- создать модель, в которую включено описание как нелинейных, так и шумовых свойств транзистора;
- создать алгоритм анализа шумов в нелинейном режиме;
- разработать программу, выполняющую такой вид анализа, или провести встраивание кода для анализа шумов в нелинейном режиме в одну из существующих программ моделирования.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Шур. М. Современные приборы на основе арсенида галлия. — М.: Мир, 1991.
2. Schultheis R., Bovolon N., Mueller J.-E., Zwicknagl P. Modelling of heterojunction bipolar transistors (HBTs) based on gallium arsenide (GaAs) // (C) 2000 John Wiley & Sons, Inc. — P. 33—42.

3. EC 2612. 40 GHz Super Low Noise PHEMT. Transistor specification.
4. Rattay B., Hubner M., Teyssier J. P., Quere P. Accurate HEMT modeling for non-linear simulation / Proc. 22 EuMC.— 1992.— P. 1201—1205.
5. Larique E., Mons S., Baillargeat D. et al. Linear and nonlinear FET modeling applying an electromagnetic and electrical hybrid software // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— 1999.— Vol. 47, N 6.— P. 915—918.
6. Cococar V. I., Perry P., Brazil T. J. The characterisation and large-signal modelling of InGaAs pseudomorphic high electron mobility transistors / Proc. 24 EuMC.— 1994.— P. 1598—1603.
7. Winson P. B., Lardizabal S. M., Dunleavy L. A table-based bias and temperature-dependent small-signal and noise equivalent circuit model // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— 1997.— Vol. 45, N 1.— P. 46—51.
8. Pospieszalski M. W. Modeling of noise parameters of MESFET's and MODFET's and their frequency and temperature dependence // Ibid.— 1989.— Vol. 37, N 9.— P. 1340—1350.
9. Rudolph M., Doerner R., Heymann P. et al. Direct extraction of FET noise models from noise figure measurements // Ibid.— 2002.— Vol. 50, N 2.— P. 461—464.
10. Lazaro A., Pradell L., O'Callaghan J. M. FET noise-parameter determination using a novel technique based on 50-Ω measurements // Ibid.— 1999.— Vol. 47, N 3.— P. 315—324.
11. Ikalainen P. K. Extraction of device noise sources from measured data using circuit simulator software // Ibid.— 1993.— Vol. 41, N 2.— P. 340—343.
12. Gasmi A., Huyart B., Bergeault E., Jallet L. P. A new calculation approach of transistor noise parameters as a function of gatewidth and bias current // Ibid.— 1997.— Vol. 45, N 3.— P. 338—344.
13. Caddemi A., Sannino M. Overview of noise measurement strategies for the characterisation of active devices at microwave frequencies / Proc. Symposium on High Performance Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications.— 1999.— P. 143—146.
14. Klepser B.-U. H., Scefer M., Patrick W., Baechtold W. Modelling of low noise InP based HEMTs / Proc. 25 EuMC.— 1995.— P. 211—216.
15. Markovic V., Milovanovic B., Males-Ilic N. MESFET noise model based on three equivalent temperatures // Proc. 28 EuMC.— 1988.— P. 966—971.
16. Statz H., Newman P., Smith I. W. et al. GaAs FET device and circuit simulation in SPICE // IEEE Transactions on Electron Devices.— 1987.— Vol. ED-34, N 2.— P. 160—169.
17. Sussman-Fort S. E., Narasimhan S., Mayaram K. A complete GaAs MESFET computer model for SPICE // Ibid.— 1985.— Vol. ED-32.— P. 471—473.
18. Angelov I., Rorsman N., Stenarson J. et al. An empirical table-based FET model // IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique.— 1999.— Vol. 47, N 12.— P. 2350—2356.
19. Tasker P. J. Non-linear characterization of microwave devices / Proc. Symposium on High Performance Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications.— 1999.— P. 147—152.
20. Nuttinck S., Gebara E., Harris M., Laskar J. Power and noise characterization of AlGaIn power HEMTs in presence of self-heating effects / Proc. 2001 IEEE Topical Workshop on Power Amplifiers for Wireless Communications.— University of California, San Diego.— Report 6.1.
21. Olbrich G., Russel P. Nonlinear methods for microwave oscillator design / Proc. 28 EuMC.— 1988.— P. 943—949.
22. Werthof A., Kompa G. A unified consistent DC to RF large signal FET model covering the strong dispersion effects in HEMT devices / Proc. 22 EuMC.— 1992.— P. 1901—1906.
23. Roth B., Beyer A. Computer aided design techniques for integrated microwave oscillators // Journal on Communications.— September 1991.— Vol. XLII. — P. 22—34.
24. Masuda S., Hirose T., Watanabe Y. An accurate distributed small signal FET model for millimeter-wave applications / Proc. 29 EuMC.— 1999.— Report P3 6.
25. Cidronali A., Collodi G., Vannini G. et al. A new approach to FET model scaling and MMIC design based on electromagnetic analysis // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— 1999.— Vol. 47, N 6.— P. 900—907.
26. Laloue A. Extrapolation of a measurement-based millimeter-wave nonlinear model of pHEMT to arbitrary-shaped transistors through electromagnetic simulations // Ibid.— P. 908—914.
27. Cidronali A., Collodi G., Santarelli A. Millimeter-wave FET model using on-wafer measurements and EM simulation // Ibid.— 2002.— Vol. 50, N 2.— P. 425—432.
28. Roques D. A non quasi-static non-linear pHEMT model operating up to millimetric frequencies / Proc. 30 EuMC.— 2000.— Report P2 4.
29. Huang D. H., Lin H. C. DC and transmission line models for a high electron mobility transistor // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— 1989.— Vol. 37, N 9.— P. 1361—1369.
30. Laloue A., Camiade M., Valenza M. et al. A measurement based model of HEMT taking into account the non linear, non uniform transmission line nature of the channel and its associated low frequency noise sources / Proc. 30 EuMC.— 2000.— Report P2 7.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



**Стрельников В. П., Федухин А. В. ОЦЕНКА И ПРОГНОЗИРОВАНИЕ НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И СИСТЕМ.— К.: Логос, 2002.— 486 с.**

Авторы, известные специалисты в области надежности интегральных микросхем и изделий электронной техники, в своей монографии подробно рассмотрели методы расчета и оценки надежности электронных элементов и систем по результатам сокращенных, безотказных и ускоренных испытаний. В книге представлены методики прогнозирования остаточного ресурса сложных технических объектов на любой стадии эксплуатации как на основе первичных параметров надежности комплектующих изделий, так и на основе статистических данных, полученных в процессе эксплуатации. Монография содержит большое количество примеров и задач по оценке и расчету надежности изделий электронной техники и предназначена для разработчиков вычислительных и измерительных систем, устройств связи, контроля и управления.

А. В. ИВАЩУК, к. т. н. В. И. БОСЫЙ, В. Н. КОВАЛЬЧУК

Украина, г. Киев, НПП "Сатурн"  
E-mail: ivaschuk@i.com.ua

Дата поступления в редакцию  
03.10.2002 г.

Оппонент к. т. н. А. А. КИЩИНСКИЙ  
(ЦНИРТИ, г. Москва)

## СВЧ ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

*Оптимизация конструкции и применение прецизионных технологий формирования контактов позволяют получить параметры, расширяющие возможности ПТШ на GaAs.*

В последние годы развитие технологии полевых транзисторов сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн идет по пути использования гетеро-эпитаксиальных многокомпонентных соединений  $A^3B^5$  самого сложного состава. Именно на этих структурах достигнуты рекордные параметры приборов с наименьшим коэффициентом шума ( $K_{ш}$ ), наибольшим коэффициентом усиления по мощности, а также наибольшей рабочей частотой ( $f_p$ ) [1]. Однако объемы использования обычных полевых транзисторов с барьером Шоттки (ПТШ) на GaAs не уменьшаются, эти приборы широко используются в СВЧ-микрорелектронике.

Целью данной работы является разработка конструкции и технологии изготовления СВЧ полевых транзисторов средней мощности с рабочей частотой в диапазоне 18...36 ГГц, а также разработка конструкции контактного измерительного устройства для исследования СВЧ-параметров приборов непосредственно на чипе.

Для определения размеров элементов топологии транзисторов необходимо провести детальный анализ элементов эквивалентной схемы мощного транзистора. Однако таких публикаций для мощного транзистора на частоте 30—40 ГГц и выше — немного, и они противоречивы [2, 3]. Очевидно, это связано со сложностью анализа работы ПТШ в режиме большого сигнала. Тем не менее известно, что в К- и, тем более, в Ка-диапазоне длина затвора, чтобы обеспечить коэффициент усиления по мощности ( $K_{ур}$ ) не ниже 4,0 дБ, должна быть не более 0,3—0,4 мкм. Детальный анализ зависимости  $K_{ур}$  от длины и ширины затвора приведен еще в работе [4].

Для оптимального использования площади кристалла топология прибора спроектирована в виде встречно-штыревых электродов стока и истока. Должны быть определены два фундаментальных параметра топологии прибора — ширина пальца затвора и расстояние между пальцами. Первый размер влияет на коэффициент усиления, а второй определяет тепло-

вое сопротивление. Для определения этих параметров использованы результаты работы [5].

**Ширина пальца затвора.** Транзисторы с шириной пальцев затвора от 30 до 250 мкм испытывались различными фирмами. Однако в связи с использованием самых разнообразных эпитаксиальных и ионнолегированных структур очень трудно выделить и идентифицировать потери в самом затворе. Нами в едином технологическом цикле изготавливались тестовые приборы с разной шириной пальцев затвора на одних и тех же пластинах в одном процессе. Ширина пальца изменялась от 30 до 150 мкм при общей ширине затвора  $0,4 \pm 1,0$  мм. Приборы представляли собой встречно-штыревые структуры с длиной затвора около 0,4 мкм.

В диапазоне частот 4—8 ГГц коэффициент усиления ПТШ мало зависел от ширины пальца затвора, в диапазоне 12—18 ГГц эта зависимость существенно возрастала, а в диапазоне 18—36 ГГц была значительной. Таким образом, очевидно, что на частоте 18 ГГц нежелательно использовать пальцы затвора шире 100 мкм, а на частоте 36 ГГц — шире 50 мкм.

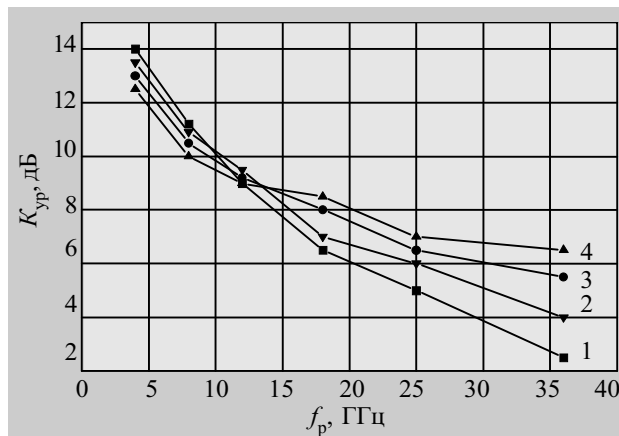


Рис. 1. Зависимость коэффициента усиления по мощности от рабочей частоты для транзисторов с разной шириной пальцев затвора:

1 — 150 мкм; 2 — 100 мкм; 3 — 75 мкм; 4 — 35 мкм

Экспериментальные зависимости коэффициента усиления по мощности от ширины пальца затвора на разных частотах представлены на **рис. 1**.

**Тепловое сопротивление и расстояние между активными областями.** С целью улучшения надежности мощного GaAs-ПТШ и улучшения его СВЧ-па-

раметров очень важно не допускать роста температуры в его активной области.

Тепловое сопротивление ( $R_T$ ) ПТШ определяется, в первую очередь, следующими факторами:

- расстоянием между активными областями ( $W_a$ );
- шириной пальца затвора ( $W_n$ );
- толщиной подложки ( $H$ ).

Расчеты и измерения, проведенные нами, и результаты разработок мощных ПТШ других фирм показывают, что для типичных GaAs-транзисторов с толщиной кристалла 60—80 мкм продольный тепловой поток пренебрежимо мал на расстоянии, превышающем толщину кристалла, и незначителен на расстоянии около 25—30 мкм. Чтобы максимально снизить тепловое влияние каналов друг на друга, значение  $W_a$  тоже должно быть в пределах 25—30 мкм. Дальнейшее уменьшение  $R_T$  и, соответственно,  $H$  всегда желательно, однако возникает технологические проблемы при работе с очень тонкой подложкой.

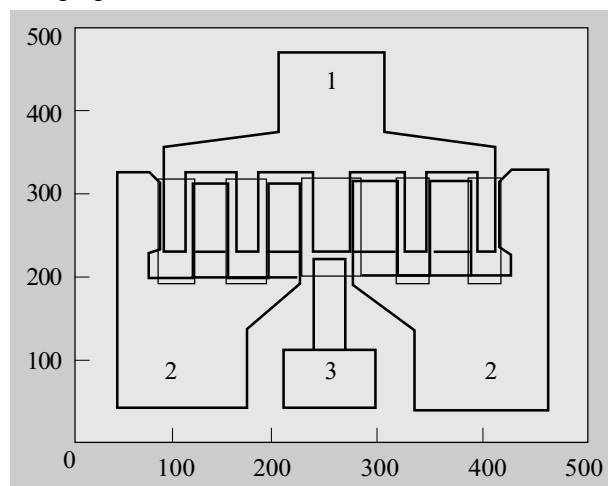


Рис. 2. Топология полевого СВЧ-транзистора средней мощности:

1 — сток; 2 — истоки; 3 — затвор

На основании проведенных расчетов и экспериментальных результатов спроектирована топология (рис. 2) с общей шириной затвора 400 мкм, длиной одного пальца 40 мкм, расстоянием между затворами 25 мкм.

*Ток и напряжение смещения стока.* Как известно [5, с. 117], выходная высокочастотная мощность на единицу ширины затвора (1 мм) мощного ПТШ пропорциональна потребляемой мощности по постоянному току на единицу ширины затвора. Ток стока, как правило, составляет от одной трети до половины максимального тока стока, если прибор работает в режиме класса А, и определяется концентрацией носителей заряда в активном слое, а также напряжением отсечки.

Экспериментальные исследования ведущих фирм свидетельствуют о том, что для нормальной работы ПТШ необходимо пробивное напряжение затвора не менее 10 В. Если концентрация носителей заряда в активном слое  $\cong (1,5...2,0) \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ , т. е. достаточная для получения необходимого коэффициента усиления в диапазоне 18—36 ГГц, то напряжение отсечки должно быть менее 5 В, а ток стока — менее 300 мА на 1 мм

ширины затвора. Таким образом, оптимальное значение тока стока, определенное по критериям максимального усиления и максимальной выходной мощности для работы мощных транзисторов в диапазоне 18—36 ГГц с шириной затвора 400 мкм, составляет 100...150 мА.

Напряжение на стоке должно составлять менее половины пробивного напряжения стока при условии полного запирающего канала транзистора. В диапазоне 18—36 ГГц в мощном GaAs-ПТШ концентрация носителей заряда составляет  $\sim 1,5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ , стоковое пробивное напряжение при запирающем канале — от 20 до 30 В. Таким образом, напряжение стока в работающем приборе (для граничных значений) будет около 10 В, а его максимальное значение составит 15 В.

*Пробивное напряжение затвора.* Явления, происходящие при пробое затвора Шоттки в GaAs-ПТШ, чрезвычайно сложны [6, с. 141—144]. Пробивное напряжение затвора зависит от сочетания целого ряда параметров геометрии затвора и электрофизических свойств эпитаксиальной структуры, в первую очередь, от концентрации носителей заряда в активном слое, напряжения отсечки, расстояния "затвор—сток", состояния поверхности GaAs, а также от наличия или отсутствия смещения на стоке. Оно возрастает с уменьшением концентрации носителей заряда в канале и напряжения отсечки и зависит от максимального тока стока. Экспериментальные результаты разработок мощных ПТШ большинства фирм подтверждают возможность получения более высоких пробивных напряжений затвора, чем для объемного GaAs. Это, очевидно, обусловлено наличием обедненного слоя в подложке, который распространяется от истока до области затвора. Зависимость пробивных напряжений от расстояния "затвор—сток" также, вероятно, объясняется этой причиной.

Пробивное напряжение "затвор-сток" часто возрастает с увеличением отрицательного смещения затвора и, соответственно, с уменьшением тока стока. Это обусловлено наличием дипольного слоя, сформированного отрицательной дифференциальной подвижностью носителей заряда в GaAs.

Максимальные значения пробивного напряжения при оптимальном токе и напряжении смещения стока удается получить в конструкциях транзисторов с плавным утопленным и самосовмещенным затвором [7]. Именно эта конструкция, схематически представленная на рис. 3, применена авторами.

*Соединения ячеек.* Все затворы, стоки и истоки должны между собой параллельно соединяться. С технологической точки зрения это непросто. Существует три основных пути решения задачи, которыми следуют различные фирмы.

Первый вариант — соединение отдельных истоков металлизированными мостиками, которые расположены на пленке диэлектрика, например  $\text{SiO}_2$  или же полимере. Однако такой мостик пригоден только для приборов с  $f_p$  до 18 ГГц, потому что в такой конструкции появляется дополнительная паразитная входная емкость. На более высоких частотах используются воздушные мостики. Такая технология традиционна для японских фирм Fujitsu и NEC, и при исполь-



Исток и сток ПТШ в виде омических контактов (ОК) изготавливались по технологии, описанной в работе [10], и обеспечивали  $\rho_c \leq 5 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{см}^2$ ,  $R_{\text{из}} \leq 0,50 \text{ Ом} \cdot \text{мм}$ . Перед нанесением металлизации поверхность GaAs протравливалась в аммиачно-перекисном травителе. Использовалась металлизация AuGe (50 нм)—Au (250 нм) или AuGe (50 нм)—Ni (20 нм)—Au (200 нм). Условия нанесения металлизации более детально описаны в [11, 12]. Формирование омических контактов осуществлялось в печи в атмосфере сухого водорода (точка росы ниже  $-60^\circ\text{C}$ ).

Затвор в виде барьерного контакта (БК) формировали взрывной литографией, напылением тугоплавких металлов и их композиций, например  $\text{Ti}_x\text{N}_{1-x}$  [13, 14]. Зазор в электронном резисте размером  $0,35\text{—}0,40 \text{ мкм}$  создавался электронно-лучевой (ЭЛ) литографией на установке ZBA-21. Таких же размеров была длина затвора, реализованная в металле. Рас травливание  $n^+$ -слоя на стороны выбиралось в пределах  $0,15\text{—}0,20 \text{ мкм}$ , что обеспечивало достаточные пробивные напряжения между затвором и стоком, а также истоком, с одной стороны, и минимально возможное  $R_{\text{из}}$ , с другой.

Для снижения сопротивления металлизации затвора барьерный контакт дополнительно металлизировали золотом толщиной  $0,50\text{—}0,60 \text{ мкм}$  по технологии, описанной в [11, 12].

Исследованы СВЧ-параметры приборов на рабочих частотах  $18\text{—}36 \text{ ГГц}$ , а также некоторые вольт-амперные характеристики:

- максимальный коэффициент усиления по мощности ( $K_{\text{ур макс}}$ );
- выходная мощность на 1дБ компрессии ( $P_{\text{вых}}$  на 1 дБ);
- минимальный коэффициент шума ( $K_{\text{ш мин}}$ );
- ток насыщения "сток-исток" ( $I_{\text{си0}}$ );
- крутизна ВАХ при нулевом смещении на затворе ( $S_0$ );
- пробивное напряжение "сток-исток" ( $U_{\text{си проб}}$ );
- ток затвора ( $I_z$ ).

Типичные вольт-амперные характеристики транзисторов представлены на рис. 5 ( $U_{\text{зи}}$  — напряжение "затвор-исток").

Значительный разброс значений тока  $I_{\text{си}}$  при типичном смещении на затворе от 70 до 190 мА свидетельствует, прежде всего, о неравномерности толщины канала прибора на разных участках пластины. Это

в значительной степени обусловлено неравномерностью толщины  $n$ -слоя GaAs, а также некоторыми технологическими погрешностями, особенно при травлении канала.

Крутизна ВАХ транзистора находится в пределах  $25\text{—}35 \text{ мА/В}$ , или  $\sim 70\text{—}80 \text{ мСм/мм}$ , что соответствует расчетным значениям этого параметра. Такой крутизны достаточно для получения работоспособных приборов.

Напряжение насыщения тока  $U_{\text{си}}$   $1,2\text{—}1,5 \text{ В}$ . Пробивное напряжение "сток-исток" составляет  $9\text{—}14 \text{ В}$  и, как правило, значение этого напряжения больше в транзисторах с меньшим током насыщения  $I_{\text{си}}$ . Следует заметить, что для надежной работы прибора  $U_{\text{св пр}}$  не может быть меньшим  $10 \text{ В}$ .

Учитывая также то, что оптимальный режим работы мощного транзистора будет в том случае, когда ток насыщения  $I_{\text{си0}}$  будет соответствовать значениям в пределах  $150\text{—}300 \text{ мА}$  на  $1 \text{ мм}$  ширины затвора при концентрации носителей заряда  $N_D \sim 1 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ , можно утверждать, что в приборах с  $I_{\text{си0}} \geq 130 \text{ мА}$  толщина канала не оптимальная. Этот фактор приводит также к уменьшению пробивного напряжения.

Напряжение перекрытия  $U_{\text{зи пер}}$  большинства исследованных транзисторов не превышает  $6 \text{ В}$  и находится в пределах  $3\text{—}5 \text{ В}$ . Такое значение этого параметра является оптимальным как для эффективного функционирования, так и для надежностных характеристик приборов.

Для исследований СВЧ-параметров были разработаны и смонтированы два стенда (для измерений  $K_{\text{ур макс}}$  и  $K_{\text{ш мин}}$ ; для измерений  $K_{\text{ур макс}}$  и  $P_{\text{вых}}$  на 1 дБ компрессии), а также специальное зондовое контактное устройство, обеспечивающее измерения этих параметров непосредственно на чипе.

Здесь под максимальным коэффициентом усиления по мощности  $K_{\text{ур макс}}$  и коэффициентом шума  $K_{\text{ш}}$  подразумевается режим комплексно-сопряженного согласования входа и выхода транзистора с измерительным трактом; под минимальным коэффициентом шума  $K_{\text{ш мин}}$  и связанным коэффициентом усиления по мощности  $K_{\text{ур}}$  — режим согласования входа транзистора по минимальному значению коэффициента шума.

Принцип измерений  $K_{\text{ур}}$  СВЧ-транзисторов основан на сравнении проходных сигналов при калибровке и измерении. Калибровка в этом случае состоит в замещении транзистора отрезком стандартной линии, коэффициент передачи которой близок к единице. В процессе измерений приращение мощности сигнала на входе испытываемого транзистора компенсируется ослаблением, которое вводится прецизионным аттенуатором.

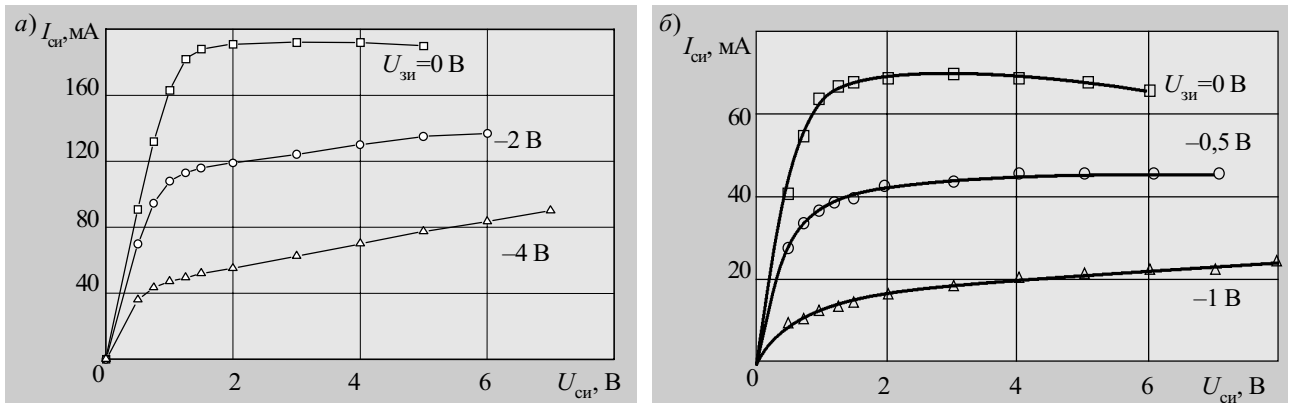


Рис. 5. Типичные выходные ВАХ для образцов № 1 (а) и № 2 (б) транзисторов средней мощности

При измерении коэффициента усиления по мощности сигнал на вход транзистора подается от генератора сигналов. Усиленный транзистором сигнал поступает на измерительный приемник. После настройки с помощью согласующих трансформаторов и элементов настройки по максимуму передачи  $K_{yP}$  определяется непосредственно по шкале выходного аттенуатора.

Метод измерения шумовой температуры транзисторов основан на поддержании с помощью аттенуатора постоянного выходного уровня сигнала в СВЧ-тракте. Измерение шумовых характеристик сводится к измерению отношения мощности сигнала на выходе транзистора при определенном изменении уровня мощности сигнала на его входе, например, при подключении на вход транзистора поочередно двух генераторов шума с различными шумовыми характеристиками.

Измерение максимальной выходной мощности транзистора в линейном режиме проводится путем измерения мощности на выходе прибора, согласованного с измерительным трактом по входу и выходу на максимум передачи сигнала. Верхняя граница линейности амплитудной характеристики СВЧ-транзистора определяется путем измерения мощности на выходе прибора, при котором  $K_{yP}$  уменьшается на 1 дБ по сравнению с линейным режимом.

Конструктивно измерительное устройство состоит из двух разделенных перегородкой волноводных переходов прямоугольного сечения на П-образный плавно изменяющийся волновод, что обеспечивает непосредственное включение транзистора в измерительный тракт СВЧ. Подача смещения на электроды транзистора через разъем питания осуществляется изоляцией клина от корпуса с помощью диэлектрической прокладки. Контактные площадки электродов транзистора гальванически связаны с клиньями и корпусом с помощью четырех зондов.

С целью устранения излучения СВЧ-мощности в окружающее пространство и уменьшения потерь предусмотрены четвертьволновые короткозамкнутые волноводы в крышке. Испытуемый транзистор устанавливается под зонды топологией вверх и соответствующим образом ориентируется.

Для более качественного согласования входного и выходного импедансов транзистора наряду с внешними трансформаторами емкостного типа в измерительном устройстве предусмотрены дополнительные элементы подстройки. Включение измерительного устройства в СВЧ-тракт осуществляется с помощью двух волноводов.

Проведенные исследования экспериментальных образцов транзисторов показали следующие параметры на рабочих частотах 18, 25 и 36 ГГц:

— максимальный коэффициент усиления по мощности —  $6,8 \div 7,0, 5,0 \div 5,7, 4,0 \div 4,5$  дБ на рабочих частотах 18, 25 и 36 ГГц, соответственно;

— выходная мощность на 1дБ компрессии — около 100 мВт;

— минимальный коэффициент шума — не более 3,0 дБ;

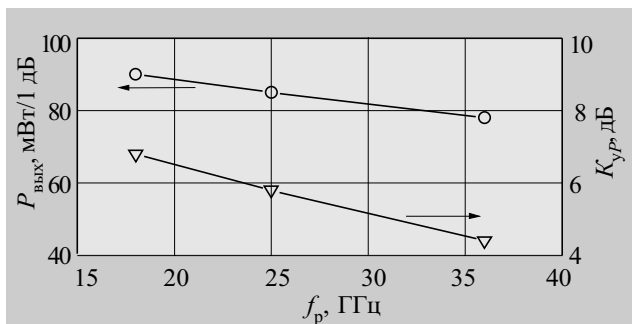


Рис. 6. Частотные зависимости выходной мощности на 1 дБ компрессии ( $P_{\text{вых}}$ ) и коэффициента усиления по мощности ( $K_{yP}$ )

— ток насыщения "сток-исток" —  $80 \div 120$  мА;  
 — крутизна ВАХ при нулевом смещении на затворе —  $30 \div 35$  мА/В;  
 — пробивное напряжение "сток-исток" — более 10 В;  
 — ток затвора — менее 0,1 мкА.

Типичные частотные зависимости выходной мощности на 1 дБ компрессии и коэффициента усиления по мощности представлены на рис. 6.

\*\*\*

Таким образом, оптимизация конструкции и применение прецизионных технологических процессов формирования омических и барьерных контактов позволяют разрабатывать СВЧ полевые транзисторы средней мощности миллиметрового диапазона длин волн на GaAs с параметрами, которые дают возможность использовать эти приборы в различных схемах усилителей, усилителей/конверторов, генераторов для систем наземной и спутниковой связи, телевидения, радиоастрономии, радиометрии и других устройств.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Yamashita Y., Endoh A., Higashiwaki M. et al. High  $f_T$  50-nm-gate InAlAs/InGaAs high electron mobility transistors lattice-matched to InP substrates // Jpn. J. Appl. Phys.— 2000.— Vol. 39.— P. L838—L840.
2. Osorio R., Berroth M., Narseth W. et al. Analytical charge conservative large signal model for MODFET's validated up to mm-wave range // IEEE MTT-S International Microwave Symposium.— 1998.— Vol. II.— P. 595—598.
3. Fernandez-Barclea M., Tasker P. J., Demmler M. et al. Simplified nonquasi-static FET modelling approach experimentally validated up to 118,5 GHz // Ibid.— 1997.— Vol. III.— P. 1499—1502.
4. Dilorenzo J. V. Progress in the development at low noise high power GaAs FET's / Proc. 6th Biennial Cornell Electrical Engineering Conf.— New York, Aug. 1987.— P. 1.
5. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления / Под ред. Ди Лоренцо, Д. Д. Канде-луола.— М.: Радио и связь, 1988.
6. Арсенид галлия в микроэлектронике / Под ред. Н. Айнспрука, У. Уиссмена.— М.: Мир, 1988.
7. Пат. 16878 Украины. Спосіб виготовлення польових транзисторів з бар'єром Шотткі / М. Г. Данилов, А. В. Івашук, В. П. Кохан.— Опубл. в Бюл.— 1997, № 4.
8. Drukier J., Camisa R., Jolly S. et al. Medium power GaAs field-effect transistors // Electron Letters.—1975.— Vol. 11.— P. 104—105.
9. D'Asaro J. A., Dilorenzo J. V., Fukui H. Improved performance of GaAs microwave field-effect transistors with low inductance vias through the substrate // IEEE Transactions on Electron Devices.— 1978.— Vol. ED-25, N 10.— P. 527—529.
10. Івашук А. В. Формування омичних контактів з одночасним очищенням поверхні арсеніду галію і її легуванням атомами германію // Наук. вісті НТУУ "КПІ".— 2000.— Вип. 2.— С. 5—8.
11. Пат. 16340 Украины. Пристрій для наплення речовини в вакуумі / А. В. Івашук, В. П. Комаров, В. П. Кохан та ін.— Опубл. в Бюл.— 1997, № 4.
12. Пат. 16341 Украины. Випарник для наплення речовини в вакуумі / А. В. Івашук, В. Г. Корнус, В. П. Кохан, В. М. Яшник.— Опубл. в Бюл.—1997, № 4.
13. Івашук А. В., Босній В. И., Семашко Е. М., Кохан В. П. Электрофизические характеристики контакта титан-GaAs // Электронная техника. Сер. Полупроводниковые приборы.— 1984.— Вып. 1.— С. 46—51.
14. Пат. 16522 Украины. Спосіб виготовлення структур польових транзисторів з бар'єром Шотткі / В. І. Босній, А. В. Івашук, В. П. Кохан та ін.— Опубл. в Бюл.—1997, № 4.

К. т. н. Ю. Е. НИКОЛАЕНКО, к. т. н. В. Ю. КРАВЕЦ,  
В. С. ГРАБОВСКИЙ

Украина, НТУУ «Киевский политехнический институт»  
E-mail: nikol@industry.gov.ua, kravetz\_kpi@ukr.net

Дата поступления в редакцию  
30.05 2003 г.

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

## ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ НАКОПИТЕЛЯ НА ЖЕСТКИХ МАГНИТНЫХ ДИСКАХ

*Анализ температурного поля накопителя на жестких магнитных дисках позволил выявить наиболее нагретые области накопителя, требующие эффективного теплоотвода.*

В настоящее время существует множество модификаций накопителей на жестких магнитных дисках (НЖМД). Они различаются, в основном, объемами хранимой информации и быстродействием.

Стремление к увеличению быстродействия и повышению объема информации накопителей на жестких магнитных дисках приводит к увеличению тепловыделения в элементах конструкции при работе НЖМД [1, 2]. Это может привести к разогреву всего накопителя до температуры, при которой отдельные элементы его могут изменить свои характеристики или выйти из строя.

Чтобы выяснить, какое влияние может оказать повышение температуры на работу жесткого диска, рассмотрим его структуру [2, 3]. Несмотря на то, что со временем емкость жесткого диска возросла в тысячи раз, принципы его устройства не претерпели серьезных изменений. В любом накопителе на жестких магнитных дисках можно выделить три основных узла.

*Первый узел* представляет собой несколько (от двух до десяти) стеклянных, стеклокерамических или металлических дисков, покрытых с двух сторон магнитным материалом, на котором хранится информация. Диски расположены на одной оси и жестко связаны друг с другом.

*Второй узел* — механический, ответственный за вращение массива дисков и точное позиционирование системы считывающих головок. Ось дисков жестко связана с приводом электродвигателя. (Частота вращения дисков в современных системах достаточно высока. У дисков с E-IDE-интерфейсом она достигает  $7200 \text{ мин}^{-1}$ , а у SCSI-дисков —  $15\,000 \text{ мин}^{-1}$ .)

Каждой рабочей поверхности жесткого диска соответствует одна считывающая головка. Это означает, что общее число магнитных головок в системе в два раза выше количества дисков.

Два первых узла обычно конструктивно объединяются в виде одного гермоблока со встроенными воздушными фильтрами.

*Третий узел* выполняется в виде съемного электронного блока. Он закрепляется снизу на гермоблоке и содержит электронную часть, представляющую собой печатную плату с электронной схемой управления. На печатной плате установлено несколько специализированных микросхем: DSP (Digital Signal Processor), элементы схемы коррекции возможных ошибок, процессоры управления механической частью, а также микросхема кэш-памяти.

Температурные воздействия оказывают существенное влияние на выполнение тех или иных функций устройства. Так, частые и значительные изменения температуры поверхности дисков могут привести к нарушению магнитного слоя, что, в свою очередь, приведет к появлению порченных секторов. Вследствие температурного расширения материалов изменятся линейные размеры деталей и возрастает нагрузка в подшипниках механического узла, что приводит к увеличению уровня шума при работе накопителя. Высокая температура оказывает влияние и на электронную часть накопителя: процессоры систем управления могут генерировать ошибочные команды, что может привести к искажению или потере данных.

Все перечисленные факторы могут привести к значительному снижению быстродействия накопителя или даже к преждевременному выходу его из строя. Из результатов стандартных лабораторных испытаний компании Seagate (одной из ведущих производителей жестких дисков) следует, что, например, при повышении температуры работы жесткого диска с  $25$  до  $42^\circ\text{C}$  срок его службы снижается более чем в два раза. Все это обуславливает актуальность снижения температурного уровня накопителей.

Поскольку накопитель на жестких дисках представляет собой устройство с большим количеством разнородных элементов, то однозначно определить основной источник тепловыделения не просто. С одной стороны, можно предположить, что вращающиеся элементы НЖМД (с учетом возрастающей частоты вращения дисков) нагреваются значительно интенсивнее, чем схема управления электронного узла. С другой стороны, рост количества операций, выполняемых микросхемами управления, (при постоянном стремлении к снижению их массогабаритных характеристик) должен приводить к повышению их рабочих температур. В любом случае общий температурный уровень накопителя будет повышаться. Но

если определить локальные источники тепловыделения, то задача охлаждения накопителя может значительно упроститься.

В литературе сведения об исследовании температурных полей НЖМД крайне ограничены. Так, в [4] приводятся результаты тестирования накопителей на жестких магнитных дисках с интерфейсом SCSI. При одинаковой емкости (34,1 Гбайт) температура, измеренная в трех точках на корпусе НЖМД, для накопителей с различной частотой вращения дисков была различной, причем с увеличением частоты вращения температура корпуса повышалась. Так, для НМЖД Seagate ST336737LW семейства Barracuda 36ES с частотой вращения 7200 мин<sup>-1</sup> она составила 36,2, 36,0 и 34,6°C, в то время как для накопителей Seagate ST336705LW семейства Cheetah 36XL с частотой вращения 10000 мин<sup>-1</sup> — 37,2, 41,5 и 35,4°C, а для накопителей Seagate ST336752LW семейства Cheetah X1536LP с частотой вращения 15000 мин<sup>-1</sup> — 38,2, 44,1 и 37,2°C. Однако в [4] не указано, в каких местах корпуса измерялась температура и при какой температуре окружающей среды производились измерения.

Настоящая работа направлена на выявление локальных источников тепловыделения накопителя на жестких магнитных дисках и на анализ температурного состояния различных его узлов.

В качестве объекта испытаний использовался накопитель на жестких магнитных дисках типа Maxtor Diamond Max Plus 9, 60 GB ATA/133 HDD с интерфейсом управления E-IDE, работающий в обычном режиме в персональном компьютере. На его поверхности в разных точках были закреплены 8 медь-константановых термопар (см. рис. 1). Термопара T<sub>1</sub> располагалась на верхней крышке НЖМД в месте расположения подшипников устройства вращения. Термопары T<sub>2</sub>—T<sub>4</sub> устанавливались на некотором расстоянии от центра вращения в зоне предполагаемой работы считывающих головок, термопара T<sub>5</sub> — на верхней крышке накопителя в стороне от влияния действия вращающихся частей над электронным узлом управления. На боковой стенке накопителя были установлены термопары T<sub>6</sub>, T<sub>7</sub>. Термопара T<sub>8</sub> закреплялась на крышке микросхемы управления электронного узла, который расположен в нижней части накопителя. Температура окружающего воздуха составляла 25°C.

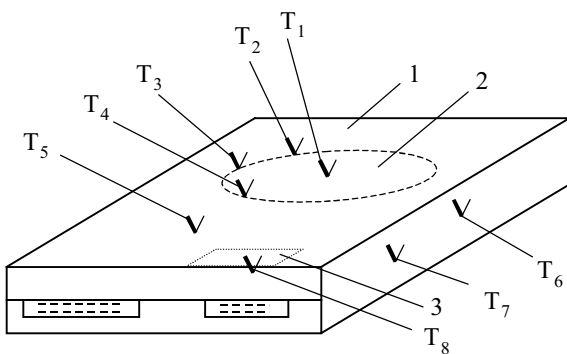


Рис. 1. Схема расположения термопар на элементах НЖМД: 1 — корпус накопителя; 2 — корпус накопителя в области расположения магнитных дисков; 3 — микросхема управления электронного узла; T<sub>1</sub>—T<sub>8</sub> — медь-константановые термопары

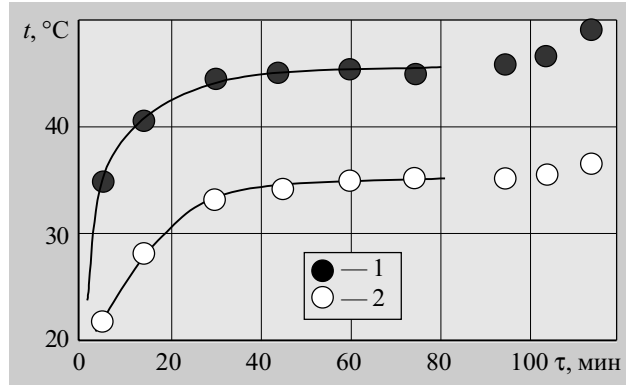


Рис. 2. Зависимость температуры элементов накопителя  $t$  от времени  $\tau$  и режима работы в первой серии экспериментов:

1 — термопара T<sub>8</sub>; 2 — термопара T<sub>1</sub>

Исследование температурного поля НЖМД проводилось в шести наиболее типичных режимах работы накопителя. Показания термопар регистрировались с момента включения компьютера до установления стационарного теплового режима в каждой серии экспериментов.

В первой серии экспериментов исследовались следующие режимы работы: 1) накопитель не выполнял каких-либо операций и находился в ждущем режиме (от 0 до 85 мин); 2) производилась операция дефрагментации (от 85 до 105 мин); 3) осуществлялось копирование файлов (от 105 до 116 мин). На рис. 2 представлены результаты экспериментов в виде характерных зависимостей роста температуры в двух местах накопителя — на корпусе (в месте расположения подшипников устройства вращения жестких дисков, термопара T<sub>1</sub>) и на поверхности управляющей микросхемы электронного узла (термопара T<sub>8</sub>).

Как видно из рис. 2, уже в ждущем режиме элементы накопителя нагреваются до температуры 45°C. При этом температура корпуса основной управляющей микросхемы примерно на 10°C выше, чем температура в месте расположения подшипников вращающегося устройства. Выполнение операций дефрагментации и копирования файлов приводят к дальнейшему возрастанию температуры, причем микросхема разогревается значительно интенсивнее, чем подшипники устройства вращения. При этом температура на боковой стенке накопителя оказалась приблизительно равной температуре в зоне подшипников на поверхности накопителя: показания термопар T<sub>6</sub> и T<sub>7</sub> были практически такими же, как и термопары T<sub>1</sub>.

Во второй серии экспериментов исследовались следующие три режима работы: 4) чтение-запись при случайном доступе информации объемом 10 Гбайт (в течение времени от 0 до 20 мин); 5) чтение-запись — удаление при случайном доступе информации объемом 10 Гбайт (от 21 до 40 мин); 6) работа в режиме холостого хода (от 41 до 115 мин). Эта серия экспериментов показала, что при всех режимах работы накопителя температура управляющей микросхемы была выше температуры боковых стенок накопителя примерно на 10—15°C (см. рис. 3). При режиме чтения

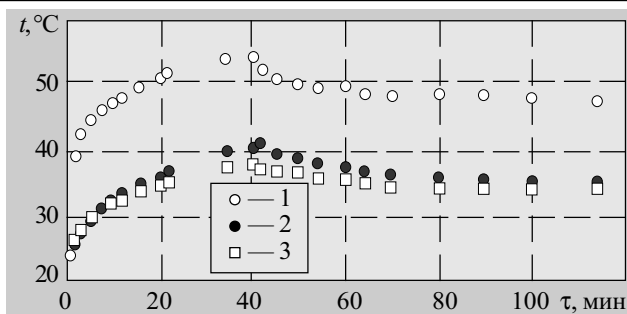


Рис. 3. Изменение температуры элементов накопителя в зависимости от режима работы во второй серии экспериментов:

1 — термопара  $T_8$ ; 2 — средняя температура показаний термопар  $T_2, T_3, T_4$ ; 3 — средняя температура показаний термопар  $T_6, T_7$  записи в течение короткого интервала времени (от 0 до 1 мин) температура поверхности управляющей микросхемы (термопара  $T_8$ ) возросла до  $41^\circ\text{C}$  и в дальнейшем монотонно повышалась, пока не достигла стационарного значения (приблизительно  $52^\circ\text{C}$ ). Температура накопителя в районе действия магнитных головок жестких дисков (термопары  $T_2-T_4$ ) в этом режиме достигла  $37^\circ\text{C}$ , а температура боковых стенок (термопары  $T_6, T_7$ ) была еще меньше и не превышала  $36^\circ\text{C}$ .

Режим «чтение-запись — удаление» характеризовался дальнейшим повышением температуры всех элементов конструкции накопителя (примерно на  $3^\circ\text{C}$ ). Работа в режиме холостого хода сопровождалась некоторым снижением температуры элементов, однако уровень ее был достаточно высокий по сравнению с первыми минутами работы компьютера.

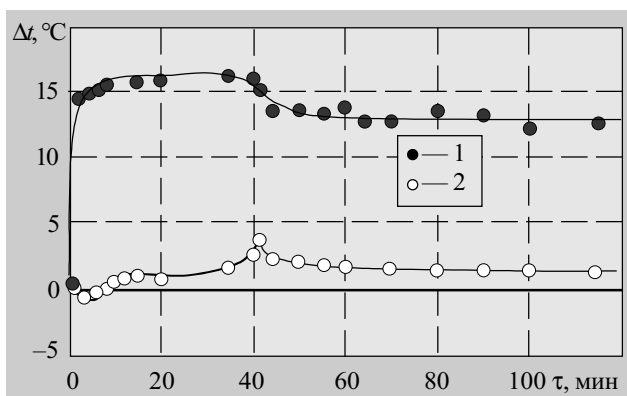


Рис. 4. Перепад температур между разогретыми элементами накопителя и боковой стенкой в зависимости от времени и режима работы:

1 — между корпусом микросхемы управления и боковой стенкой; 2 — между поверхностью корпуса в зоне работы считывающих головок и боковой поверхностью

Достаточно яркой характеристикой температурного уровня всех элементов накопителя является перепад температур между наиболее горячими точками и температурой боковой поверхности. (Боковая поверх-

ность выбрана как наиболее удобная для организации системы охлаждения накопителя [5].) На рис. 4 приведены такие зависимости. Они показывают, какой элемент накопителя наиболее подвержен действию температуры и на какую поверхность необходимо сбрасывать избыточную тепловую энергию.

**Выводы**

Таким образом, проведенные экспериментальные исследования по выявлению локальных источников тепловыделения современного накопителя на жестких магнитных дисках показали, что, помимо внешних причин (температура воздуха в помещении и внутри компьютера), повышение температуры НЖМД происходит за счет разогрева его элементов. Причем во всех типичных режимах работы более интенсивно нагреваются микросхемы в электронном узле управления, за счет чего, в основном, и увеличивается общий температурный уровень НЖМД.

Поскольку при повышении температуры  $p-n$ -переходов в микросхемах наблюдается существенный рост отказов [6, с. 10], то в первую очередь необходимо обеспечить надежное охлаждение микросхемы управления. Это можно сделать, соединив теплопроводными шинами корпус микросхемы с более холодной боковой поверхностью накопителя или непосредственно с внешней теплоотводящей поверхностью устройства. В качестве теплопроводных шин могут быть выбраны миниатюрные тепловые трубы, эффективная теплопроводность которых в несколько раз, а то и на порядок, выше, чем у таких материалов как медь и серебро.

В качестве теплоотводящей поверхности может быть рекомендован, например, радиатор, установленный снаружи корпуса компьютера [5].

Дальнейшие исследования предполагается сосредоточить на разработке и исследовании конкретных вариантов таких теплоотводящих систем; в качестве теплопередающих элементов в них предполагается использовать миниатюрные тепловые трубы и термосифоны.

**ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ**

1. Гарматюк С. «Горячими» бывают не только процессоры // Компьютерное обозрение. — 2001. — № 29. — С. 24—26.
2. Дудкин А. Энциклопедия современного компьютера. Винчестеры // Магия ПК. — 2003. — № 2. — С. 4—10.
3. Леонтьев В. П. Новейшая энциклопедия персонального компьютера 2002. — М.: ОЛМА-ПРЕСС, 2002.
4. Денисов О., Назаров С. Жесткие диски с интерфейсом SCSI // Компьютер пресс. — 2001. — № 11. — С. 94—100.
5. Николаенко Ю. Е., Кравец В. Ю., Стрюченко В. А., Белоколенко А. С. Охлаждение перспективных накопителей на жестких магнитных дисках с применением тепловых труб // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2002. — № 6. — С. 22—25.
6. Федасюк Д. В. Методи та засоби теплового проектування мікроелектронних пристроїв. — Львів: Вид-во ДУ «Львівська політехніка», 1999.

К. т. н. В. П. ЗАЙКОВ, к. т. н. В. Ф. МОИСЕЕВ

Украина, г. Одесса, НИИ «Штурм»

Дата поступления в редакцию  
27.12 2002 г. — 23.07 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. Л. Н. ВИХОП  
(Ин-т термоэлектричества, г. Черновцы)

## ВЛИЯНИЕ ЦИКЛИЧЕСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ОХЛАЖДАЮЩЕГО ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО УСТРОЙСТВА НА ЕГО НАДЕЖНОСТЬ

*Полученные соотношения позволяют вести оптимизированное проектирование РЭА с использованием термоэлектрических устройств на основе прогнозируемых показателей надежности.*

Одним из наиболее приемлемых способов обеспечения теплового режима элементов и составных частей РЭА является термоэлектрический, к числу основных преимуществ которого следует отнести примерное соответствие показателей надежности, массогабаритных характеристик элементов электроники и термоэлектрических устройств (ТЭУ).

Использование ТЭУ призвано повысить надежность РЭА за счет обеспечения тепловых режимов термозависимых элементов. При этом ТЭУ как дополнительно вводимый элемент должен обладать более высоким показателем надежности, чтобы не снизить надежность аппаратуры в целом.

Надежность ТЭУ, как и РЭА в целом, зависит от эксплуатационных факторов, которые вызывают до 30% всех отказов [1, с. 151].

Различают следующие режимы работы ТЭУ во времени: непрерывный (стационарный), кратковременный и циклический (периодический) [2, с. 7, 8].

В первом случае ТЭУ, как и РЭА, в течение достаточно большого промежутка времени потребляет и рассеивает постоянную по величине мощность, при этом тепловой режим РЭА с ТЭУ полностью устанавливается. Такой режим работы ТЭУ рассмотрен в [3].

Во втором случае ТЭУ включается на небольшой промежуток времени, в течение которого тепловой режим не устанавливается. В данном случае тепловой режим будет зависеть не только от величины подводимой мощности и условий теплообмена, но и от длительности включения.

В третьем случае включение и выключение происходят через определенный промежуток времени (цикл). Циклический режим — это режим, связанный со сравнительно частыми включениями и отключениями аппаратуры.

Целью настоящей работы является определение влияния циклического режима работы термоэлемента (перепад температур  $\Delta T > 0$ ) на основные показатели надежности. При рассмотрении показателей надежности, а именно, интенсивности отказов ( $\lambda$ ) и

вероятности безотказной работы ( $P$ ), используются основные положения и допущения, аналогичные принятым в [3].

Основным параметром циклического режима является скважность работы ТЭУ  $\varphi$ , которую можно представить в виде соотношения

$$\varphi = \frac{\tau_{\text{вкл}}}{\tau_{\text{вкл}} + \tau_{\text{выкл}}} = \frac{1}{1 + \mu}, \quad (1)$$

где  $\tau_{\text{вкл}}$  — время включения (работы) ТЭУ;

$\tau_{\text{выкл}}$  — время выключения (паузы) ТЭУ;

$$\mu = \tau_{\text{выкл}} / \tau_{\text{вкл}}$$

При непрерывном режиме работы ТЭУ [3]  $\tau_{\text{выкл}} \rightarrow 0$ ;  $\varphi \rightarrow 1, 0$ ;  $K_3 \rightarrow 1, 0$ ;  $\mu \rightarrow 0$  ( $K_3$  — коэффициент эксплуатации, учитывающий зависимость интенсивности отказов элементов от условий эксплуатации).

При отключенном ТЭУ  $\tau_{\text{вкл}} \rightarrow 0$ ;  $\tau_{\text{выкл}} \rightarrow \infty$ ;  $\varphi \rightarrow 0$ ;  $K_3 \rightarrow 0$ ;  $\mu \rightarrow \infty$ .

При циклическом режиме работы ТЭУ  $\tau_{\text{вкл}} \neq 0$ ;  $\tau_{\text{выкл}} \neq 0$ ;  $\varphi \neq 0$ ;  $K_3 \neq 0$ ;  $\mu \neq 0$ . Диапазон изменения скважности  $\varphi$  находится в пределах от 0 до 1,0.

Опыт эксплуатации ТЭУ в циклическом режиме показывает, что частые включения и выключения приводят к достаточно большому числу отказов. Можно предположить, что физическая природа отказов ТЭУ при включениях и выключениях, по аналогии с полупроводниковыми элементами электроники [1, с. 155], заключается в том, что во время переходных процессов в термоэлементах возникают токи и напряжения, величина которых во много раз превышает номинальные значения, хотя и кратковременно, т. е. коэффициент нагрузки (режима) намного больше 1. Кроме того, при прохождении тока через термоэлемент возникает разность температур на спаях, что приводит к появлению термомеханических напряжений в модуле. Многократные включения и выключения, в свою очередь, могут привести к разрушению спая (металл — полупроводник), а значит, к отказу ТЭУ, т. к. все термоэлементы в модуле соединены последовательно.

Таким образом, работа ТЭУ в циклическом режиме при частых включениях и отключениях значительно увеличивает интенсивность отказов, т. е. снижает вероятность безотказной работы. При этом следует отметить, что наибольшая плотность отказов имеет место в начальный период времени работы ТЭУ, причем число отказов растет с увеличением частоты циклов.

Исходя из данных по эксплуатации ТЭУ в циклическом режиме следует отметить следующее: при одной и той же скважности  $\phi$  частота включений и выключений ТЭУ может изменяться в достаточно широких пределах в зависимости от времени цикла ( $\tau_{\text{вкл}} + \tau_{\text{выкл}}$ ). В этом случае коэффициент эксплуатации можно представить в виде

$$K_3 = \phi + \psi, \quad (2)$$

причем величина  $\psi$  может аппроксимироваться эмпирической зависимостью, полученной по результатам эксплуатации ТЭУ в составе РЭА и испытаний на безотказность:

$$\Psi = aN,$$

где  $a=8,5$ ;  $N$  — частота включений и выключений, 1/ч.

При  $N < 0,1$   $\Psi \rightarrow 0$  и  $K_3 \rightarrow \phi$ , это наиболее часто встречающийся режим при эксплуатации РЭА с ТЭУ. В этом случае частота включений и выключений практически не влияет на величину интенсивности отказов и целиком определяется величиной  $\phi$ .

Для циклического режима ( $K_3 = \phi$ ) и в соответствии с [3] рассмотрим соотношение, описывающее функциональную зависимость интенсивности отказов  $\lambda_{\text{ц}}$  от значимых параметров ТЭУ, работающих в режимах максимальной холодопроизводительности ( $Q_{0\text{max}}$ ) и максимального холодильного коэффициента ( $E_{\text{max}}$ ).

а) Для режима  $Q_{0\text{max}}$  ( $B=1,0$ )

$$\frac{\lambda_{\text{ц}}}{n\lambda_0} = \Theta \phi, \quad (3)$$

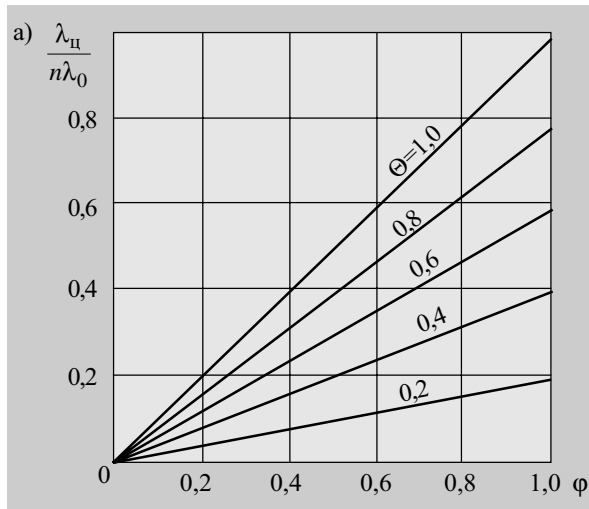
где  $n$  — количество термоэлементов, шт.;

$\lambda_0$  — номинальное значение интенсивности отказов одного термоэлемента, 1/ч;

$\Theta$  — относительный перепад температур, отн. ед.;

$B$  — относительный рабочий ток, отн. ед.

На рис. 1, а представлена зависимость  $\lambda_{\text{ц}}/(n\lambda_0) = f(\phi)$  при заданных значениях  $\Theta$  для режима  $Q_{0\text{max}}$ . Анализ зависимостей показывает возможность с уменьшением скважности  $\phi$  уменьшить интенсивность отказов в циклическом режиме более чем на порядок по сравнению с непрерывным режимом ( $\phi=1,0$ ). Так,



при  $\Theta=0,6$  и изменении  $\phi$  от 1,0 до 0,5 интенсивность отказов уменьшается вдвое. С ростом  $\Theta$  интенсивность отказов увеличивается при заданном  $\phi$ , достигая максимальных значений при  $\phi=1,0$ .

б) Для режима  $E_{\text{max}}$  ( $B=\Theta$ )

$$\frac{\lambda_{\text{ц}}}{n\lambda_0} = \frac{\Theta^4 \left(1 + \frac{\Delta T_{\text{max}}}{T_0}\right) \phi}{1 + \frac{\Delta T_{\text{max}}}{T_0} \Theta}, \quad (4)$$

где  $\Delta T_{\text{max}}$  — максимальный перепад температур, К;  
 $T_0$  — температура теплопоглощающего спая, К.

На рис. 1, б представлена зависимость  $\lambda_{\text{ц}}/(n\lambda_0) = f(\phi)$  при заданных значениях  $\Theta$  для режима  $E_{\text{max}}$ . Анализ зависимостей показывает возможность уменьшения интенсивности отказов с уменьшением скважности  $\phi$  (так, при изменении  $\phi$  от 1,0 до 0,5 при  $\Theta=0,6$  интенсивность отказов уменьшается вдвое). С ростом  $\Theta$  интенсивность отказов увеличивается при заданном значении  $\phi$ .

Максимальное значение интенсивности отказов соответствует непрерывному режиму работы ( $\phi=1,0$ ). Следует отметить, что при заданных значениях  $\Theta$  и  $\phi$  интенсивность отказов в режиме  $E_{\text{max}}$  значительно меньше, чем в режиме  $Q_{0\text{max}}$  (так, при  $\phi=0,5$  и  $\Theta=0,6$   $(\lambda_{\text{ц}}/(n\lambda_0))_{Q_{0\text{max}}} = 0,3$ , а  $(\lambda_{\text{ц}}/(n\lambda_0))_{E_{\text{max}}} = 0,07$ , т. е. интенсивность отказов в режиме  $E_{\text{max}}$  в 4,3 раза меньше, чем в режиме  $Q_{0\text{max}}$ ).

Зависимость отношения  $\left(\frac{\lambda_{\text{ц}}}{n\lambda_0}\right)_{E_{\text{max}}} / \left(\frac{\lambda_{\text{ц}}}{n\lambda_0}\right)_{Q_{0\text{max}}}$  от

относительного перепада температур  $\Theta$  аналогична приведенной в [3] и показывает возможность уменьшения интенсивности отказов более чем на порядок при  $\Theta < 0,4$  при работе охлаждающего термоэлемента в режиме  $E_{\text{max}}$ .

Отношение интенсивности отказов в циклическом режиме к интенсивности отказов в непрерывном

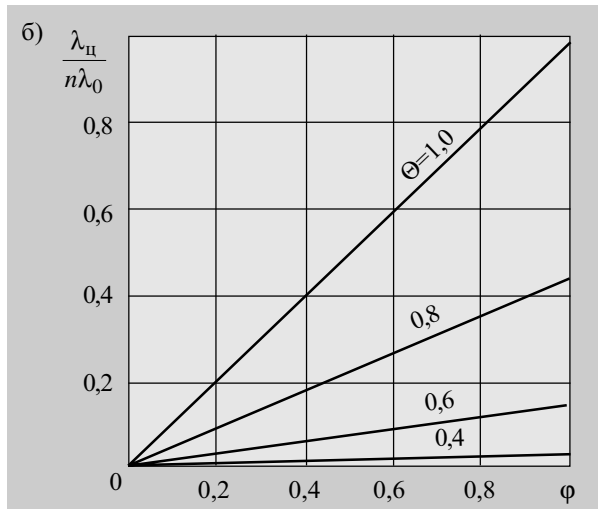


Рис. 1. Зависимость относительной величины интенсивности отказов  $\lambda_{\text{ц}}/(n\lambda_0)$  от скважности  $\phi$  при заданных значениях  $\Theta$  в режиме  $Q_{0\text{max}}$  (а) и в режиме  $E_{\text{max}}$  (б)

режиме  $\lambda_n$  для режима  $Q_{0max}$  (и для режима  $E_{max}$ ) можно представить в виде

$$\frac{\lambda_{ц}}{\lambda_n} = \varphi. \quad (5)$$

Вероятность безотказной работы ТЭУ в циклическом режиме  $P_{ц}$  в течение  $t=10000$  ч для режима  $Q_{0max}$  можно записать в виде

$$P_{ц} = e^{-\lambda_{ц}t}, \text{ где } \lambda_{ц} = n\lambda_0\Theta\varphi; \quad (6)$$

а вероятность безотказной работы ТЭУ в непрерывном режиме —

$$P_n = e^{-\lambda_n t}, \text{ где } \lambda_n = n\lambda_0\Theta. \quad (7)$$

Отношение вероятности безотказной работы ТЭУ для режима  $Q_{0max}$  будет иметь вид

$$\frac{P_n}{P_{ц}} = \exp[-n\lambda_0\Theta t(1-\varphi)]. \quad (8)$$

На рис. 2, а представлена зависимость отношения вероятностей безотказной работы ТЭУ в непрерывном и циклическом режимах  $P_n/P_{ц}$  от скажности  $\varphi$  при заданных значениях  $\Theta$  (для модулей типа М4,5-27 и М10-27,  $\lambda_0=3 \cdot 10^{-8}$  1/ч,  $t=10000$  ч) для режима  $Q_{0max}$ . При уменьшении скажности  $\varphi$  от 1,0 до 0 отношение  $P_n/P_{ц}$  уменьшается за счет роста  $P_{ц}$ . При  $\varphi=1,0$   $P_n=P_{ц}$ .

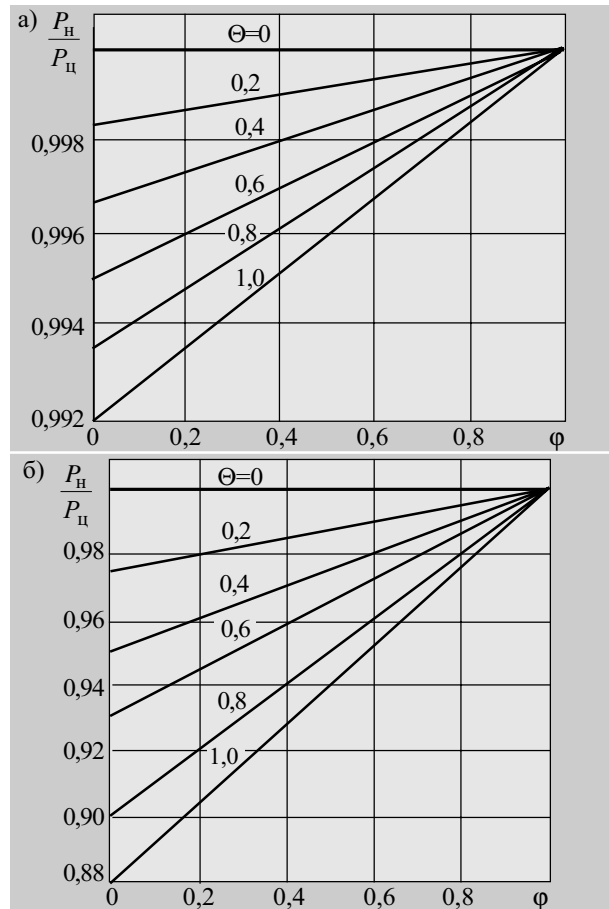


Рис. 2. Зависимость отношения вероятностей безотказной работы ТЭУ  $P_n/P_{ц}$  от скажности  $\varphi$  при заданном  $\Theta$  в режиме  $Q_{0max}$  для модулей типа М4,5-27, М10-27 (а) и типа М8-127 (б)

На рис. 2, б представлена та же зависимость для модулей типа М8-127 ( $\lambda_0=1 \cdot 10^{-7}$  1/ч,  $t=10000$ ). Наблюдается более резкая зависимость  $P_n/P_{ц}$  от скажности  $\varphi$ .

Вероятность безотказной работы ТЭУ в тех же условиях для режима  $E_{max}$  можно записать в виде

$$P_{ц} = e^{-\lambda_{ц}t}, \text{ где } \lambda_{ц} = n\lambda_0 \frac{\Theta^4 \left(1 + \frac{\Delta T_{max}}{T_0}\right) \varphi}{1 + \frac{\Delta T_{max}}{T_0} \Theta}, \quad (9)$$

а вероятность безотказной работы ТЭУ в непрерывном режиме —

$$P_n = e^{-\lambda_n t}, \text{ где } \lambda_n = n\lambda_0 \frac{\Theta^4 \left(1 + \frac{\Delta T_{max}}{T_0}\right)}{1 + \frac{\Delta T_{max}}{T_0} \Theta}. \quad (10)$$

Отношение вероятности безотказной работы ТЭУ для режима  $E_{max}$  будет иметь вид

$$\frac{P_n}{P_{ц}} = \exp \left[ -n\lambda_0 t \frac{\Theta^4 \left(1 + \frac{\Delta T_{max}}{T_0}\right)}{1 + \frac{\Delta T_{max}}{T_0} \Theta} (1-\varphi) \right]. \quad (11)$$

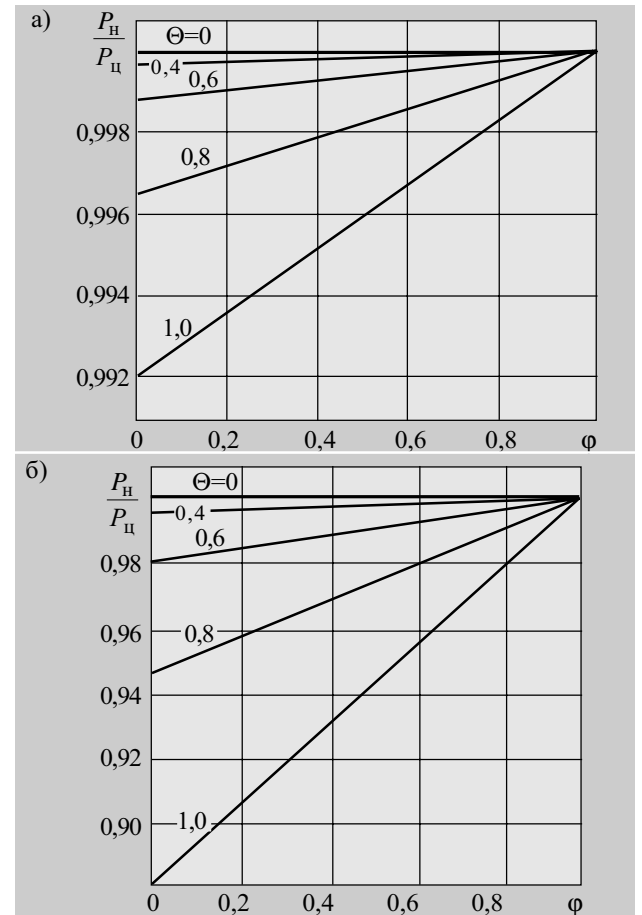


Рис. 3. Зависимость отношения  $P_n/P_{ц}$  от скажности  $\varphi$  при заданном  $\Theta$  в режиме  $E_{max}$  для модулей типа М4,5-27, М10-27 (а) и типа М8-127 (б)

На рис. 3, а представлена зависимость отношения вероятностей безотказной работы ТЭУ  $P_n/P_{ц}$  от скважности  $\phi$  при заданных значениях  $\Theta$  для модулей типа М4,5-27 и М10-27 для режима  $E_{max}$ . При уменьшении скважности  $\phi$  от 1,0 до 0 отношение  $P_n/P_{ц}$  уменьшается за счет роста  $P_{ц}$ . При  $\phi=1,0 P_n=P_{ц}$ .

На рис. 3, б представлена та же зависимость для модулей типа М8-127. По сравнению с зависимостями, приведенными на рис. 3, а, наблюдается более резкая зависимость  $P_n/P_{ц}$  от скважности  $\phi$ .

При частоте включений и выключений  $N>0,1$  интенсивность отказов растет и будет определяться как величиной  $\phi$ , так и величиной  $\Psi$ . При  $N>1$  интенсивность отказов ТЭУ будет, в основном, определяться величиной  $\Psi$  и может значительно (в несколько десятков раз) превысить интенсивность отказов в непрерывном режиме.

\*\*\*

Таким образом, предложены соотношения для оценки показателей надежности термоэлектрического устройства, работающего в циклическом режиме. Как следует из сравнительного анализа показателей надежности циклического и непрерыв-

ного режимов работы ТЭУ, для повышения надежности функционирования ТЭУ в циклическом режиме работы следует выбирать:

- а) режим с малым значением  $\phi$ ;
- б) режим, близкий к режиму  $E_{max}$ ;
- в) режим с частотой включений и выключений не выше 0,1.

Полученные соотношения позволяют оценить влияние достаточно широкого круга физических параметров на показатели надежности охлаждающего устройства ТЭУ в циклическом режиме и вести оптимизированное проектирование РЭА с использованием ТЭУ на основе прогнозируемых показателей надежности.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Кузнецов В. А. Основные вопросы надежности радиоэлектронной аппаратуры.— М.— Л.: Энергия, 1965.
2. Роткоп Л. Л., Спокойный Ю. Е. Обеспечение тепловых режимов при конструировании радиоэлектронной аппаратуры.— М.: Сов. радио, 1976.
3. Моисеев В. Ф., Зайков В. П. Влияние режима работы термоэлектрического устройства на его надежность // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2001.— № 4—5.— С. 30—32.

#### ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

**LIC Russia**  
6-я международная специализированная выставка  
**27-30 января 2004**  
ЛАЗЕРЫ  
ОПТИКА  
ЭЛЕКТРОНИКА  
Москва • Сокольники  
www.licexpo.ru

О Р Г А Н И З А Т О Р Ы :

 **MVK**  
международная выставочная компания

 **Лазерная ассоциация**  
МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ ОРГАНИЗАЦИЯ

 **СОКОЛЬНИКИ**  
КУЛЬТУРНО-ВЫСТАВОЧНЫЙ ЦЕНТР

Оргкомитет выставки: 107113 Москва Сокольнический вал, 1, пав. 4  
Тел.: (095) 105-3417, 268-0709, 269-5866 Факс: (095) 268-0891, 105-3489 E-mail: es@mvk.ru

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

Дата поступления в редакцию  
31.10 2003 г.Украина, г. Львов, Научно-производственное предприятие «Карат»  
E-mail: krukovsky@polynet.lviv.uaОппонент к. ф.-м. н. В. Ю. ЕРОХОВ  
(НУ "Львовская политехника", г. Львов)СОЛНЕЧНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ОСНОВЕ ТАНДЕМНЫХ  
ГЕТЕРОСТРУКТУР GaAs—InGaAs—AlGaAs

*На основе многослойных тандемных гетероструктур GaAs—InGaAs—AlGaAs изготовлены фотопреобразователи солнечной энергии с максимальным КПД 30,1% при АМ 1,5.*

Высокоэффективные многопереходные солнечные батареи на основе  $A_3B_5$ -материалов все более широко используются для обеспечения энергией орбитальных спутников и, особенно, межпланетных космических аппаратов. Высокая эффективность и лучшая радиационная стойкость солнечных батарей на основе  $A_3B_5$ , по сравнению с традиционными кремниевыми, определяет их будущее в космической энергетике. Многопереходные солнечные батареи с эффективными концентраторами, снижающими их стоимость, могут найти применение и в земных условиях.

Использование тандемных (каскадных) гетероструктур для изготовления фотоэлектрических преобразователей солнечной энергии является радикальным способом повышения их эффективности. Так, теоретическое значение КПД тандемной гетероструктуры с двумя рабочими  $p-n$ -переходами может достигать 35%, а с тремя — около 42% [1]. Реально достигнутые в последние годы значения КПД двух- и трехпереходных солнечных элементов на основе гетероструктур  $A_3B_5$  составляют 28—33% [2, 3].

Одной из главных проблем, стоящих на пути приближения КПД тандемных фотоэлектрических преобразователей на основе GaAs—AlGaAs к теоретическому пределу, является образование стимулированных кислородом дефектов в активных слоях гетероструктуры, а также дефектов на границах раздела  $p-n$ -переходов. До 1990 г. большинство работ было посвящено созданию каскадных солнечных элементов на основе GaAs и твердых растворов  $Al_xGa_{1-x}As$  [4—7]. В 1990 г. впервые [8] было предложено использовать для изготовления верхнего  $p-n$ -перехода каскадного солнечного фотоэлемента слой InGaP, а для широкозонного окна — AlInP. Особенностью InGaP является значительно меньшее дефектообразование под влиянием кислорода [1]. Однако и для гетероструктур, включающих слой InGaP и AlInP, существует проблема, связанная, в частности, с получением сильнолегированных слоев  $p$ -типа проводимости. Поэтому весьма актуальной является задача повышения качества каскадных гетероструктур на основе GaAs—AlGaAs.

Один из путей, позволяющих продвинуться в этом направлении, был реализован в работе [9], где для уменьшения дефектности структуры было использо-

вано легирование изовалентными элементами. Данная работа является продолжением предыдущей, и здесь приведены исследования характеристик солнечных элементов, изготовленных на основе тандемных гетероструктур GaAs—InGaAs—AlGaAs.

Солнечные элементы изготавливались на основе тандемных гетероструктур  $n+GaAs-n-In_{0,4}Ga_{0,6}As-p-In_{0,4}Ga_{0,6}As-n-Al_{0,14}Ga_{0,86}As-p-Al_{0,14}Ga_{0,86}As-n-Al_{0,14}Ga_{0,86}As-p-Al_{0,14}Ga_{0,86}As-p-Al_{0,8}Ga_{0,2}As$ , содержащих один узкозонный (InGaAs) и один широкозонный (AlGaAs)  $p-n$ -переходы, соединенные между собой туннельным  $p^+-n^+$ -переходом на основе AlGaAs, обеспечивающим низкие омические потери. Контакты к  $n^+$ -подложке формировались на основе системы Au—Ni, а фронтальные к слою  $p-Al_{0,14}Ga_{0,86}As$  — на основе Au—Ge—Au. Гетероструктуры изготовлены методом низкотемпературной жидкофазной эпитаксии (ЖФЭ). Детально их технология получения, а также параметры слоев описаны в работе [1].

На поверхность гетероструктуры наносилось антиотражающее покрытие из  $SiO_2$ , в котором, как и в широкозонном слое  $p-Al_{0,8}Ga_{0,2}As$ , с использованием фотолитографии создавались сквозные канавки до поверхности слоя  $p-Al_{0,8}Ga_{0,2}As$ . Через канавки дополнительной послеростовой диффузией цинка из газовой фазы в приповерхностной области слоя  $p-Al_{0,14}Ga_{0,86}As$  формировался сильнолегированный слой с концентрацией дырок, равной  $1 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ , и толщиной 0,2—0,3 мкм. Эта операция позволила снизить омические потери в солнечных элементах. Затенение контактными полосами составляло около 12%. На каждом фотоэлементе химическим травлением формировалась мезаструктура для уменьшения токов утечки.

На рис. 1 приведены вольт-амперные характеристики двух солнечных элементов, изготовленных на основе тандемных гетероструктур  $n+GaAs-n-In_{0,4}Ga_{0,6}As-p-In_{0,4}Ga_{0,6}As-n-Al_{0,14}Ga_{0,86}As-p-Al_{0,14}Ga_{0,86}As-n-Al_{0,14}Ga_{0,86}As-p-Al_{0,14}Ga_{0,86}As-p-Al_{0,8}Ga_{0,2}As$ , измеренные при спектральных условиях АМ 1,5. Кривая 1 соответствует солнечному элементу с наилучшими, а кривая 2 — фотоэлементу с наихудшими параметрами из партии в 27 фотоэлементов. Плотность тока, генерируемого солнечными элементами площадью  $0,93 \text{ см}^2$ , изменялась от 14,2 до  $15,1 \text{ мА/см}^2$ , а напряжение холостого хода  $U_{xx} = 2,35 \dots 2,43 \text{ В}$ . Коэффициент полезного действия на лучших образцах достигал 30,1%, что очень близко к значениям, полученным другими авторами для солнечных элементов, изготовленных на основе тандемных гетероструктур InGaP/GaAs [2], AlGaAs/GaAs [1].

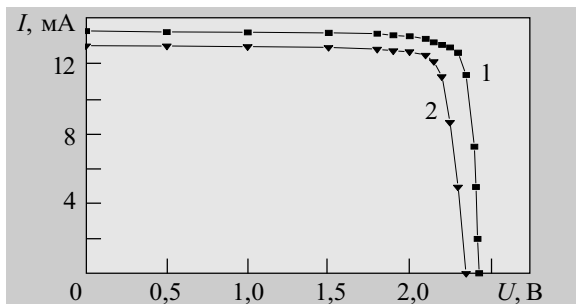


Рис. 1. Вольт-амперные характеристики солнечных элементов на основе гетероструктур  $\text{InGaAs}-\text{Al}_{x_1}\text{Ga}_{1-x_1}\text{As}-\text{Al}_{x_2}\text{Ga}_{1-x_2}\text{As}$ :  
1 — максимальные значения достигнутых параметров;  
2 — минимальные значения

Использование низкотемпературной ЖФЭ позволило кристаллизовать высококачественный материал в активных областях гетероструктуры. Уменьшению дефектности и улучшению воспроизводимости электрофизических параметров активных слоев  $\text{AlGaAs}$  и  $\text{InGaAs}$ , образующих нижний и верхний  $p-n$ -переходы тандемной гетероструктуры, способствовало дополнительное легирование висмутом (0,07—0,1 ат%) галлиевых растворов-расплавов, из которых они наращивались. Кристаллизация тандемной гетероструктуры при низких температурах предохраняла туннельный  $p^+-n^+$ -переход от деградации во время температурного отжига, происходящего при наращивании верхних слоев структуры.

Последнее требование является очень важным, учитывая сильное влияние высокотемпературного отжига на проводимость туннельного  $p^+-n^+$ -перехода в прямом направлении [10]. Тонкое (0,2 мкм) широкозонное окно из  $\text{Al}_{0,8}\text{Ga}_{0,2}\text{As}$  обеспечило минимальное поглощение фронтального светового потока и снизило поверхностную рекомбинацию. Благодаря этому удалось достичь высокой эффективности сбора носителей тока в широком спектральном диапазоне от 400 до 1440 нм (рис. 2). В видимой и ближней инфракрасной области спектра (400—870 нм) высокая фоточувствительность обеспечивается широкозонным  $p-n$ -переходом на основе  $\text{Al}_{0,14}\text{Ga}_{0,86}\text{As}$ , а в инфракрасной области от 900 до 1450 нм —  $p-n$ -переходом на основе более узкозонного  $\text{In}_{0,4}\text{Ga}_{0,6}\text{As}$ .

Распределение значений КПД 27 солнечных элементов, изготовленных на основе тандемных гетероструктур  $\text{GaAs}-\text{InGaAs}-\text{AlGaAs}$ , приведены на рис. 3. Значение коэффициента полезного действия изменяется в

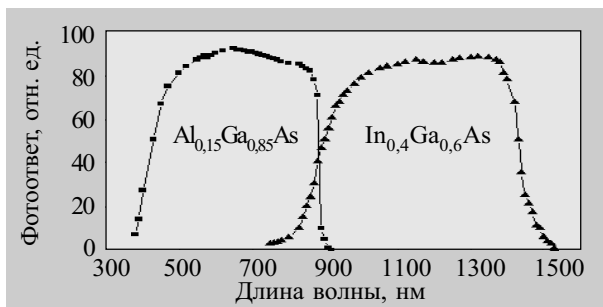


Рис. 2. Спектр фотопотв. солнечного элемента, изготовленного на основе тандемной гетероструктуры  $\text{GaAs}-\text{InGaAs}-\text{AlGaAs}$

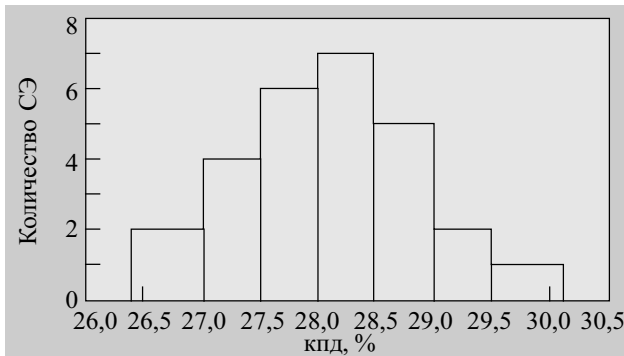


Рис. 3. Распределение значений КПД солнечных элементов (СЭ), изготовленных на основе тандемных гетероструктур  $\text{InGaAs}-\text{Al}_{x_1}\text{Ga}_{1-x_1}\text{As}-\text{Al}_{x_2}\text{Ga}_{1-x_2}\text{As}$  диапазоне от 26,4 до 30,1%, а его среднее значение равно 27,87%. Полученный разброс значений КПД неплохо согласуется с данными для двухкаскадных солнечных элементов  $\text{Ge/GaAs/InGaP}$ , изготовленных фирмой EMCORE Corporation (США) [3].

\*\*\*

Таким образом, на основе тандемных гетероструктур, включающих два рабочих  $p-n$ -перехода — нижний из узкозонного  $\text{InGaAs}$  и верхний из широкозонного  $\text{AlGaAs}$ , а также соединяющий их лавинный  $p-n$ -переход на основе  $\text{AlGaAs}$ , изготовлены фотопреобразователи солнечной энергии со средним значением КПД 27,87%. Активная площадь фотопреобразователя составляла 0,93 см<sup>2</sup>. В наилучших образцах КПД достигал 30,1% при спектральных условиях АМ 1,5, а плотность фототока и напряжение холостого хода достигали значений 15,1 мА/см<sup>2</sup> и 2,35—2,43 В, соответственно, что сравнимо с лучшими зарубежными образцами.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Yamaguchi Masafumi. Physics and technologies of super-high-efficiency tandem solar cells//ФТП.— 1999.— Т. 33, вып. 9.— С. 1054—1058.
2. Green M. A., Emery K., Bucher K. et al. Solar cell efficiency tables (Version 9) // Progres in Photovoltaics: Research and Application.— 1997.— Vol. 5.— P. 51—54.
3. www.emcore.com
4. Алферов Ж. И., Андреев В. М., Зимогорова Н. С. и др. Исследование каскадных солнечных элементов в системе  $\text{Al}-\text{Ga}-\text{As}$ //ФТП.— 1982.— Т. 16, № 6.— С. 982—987.
5. Борисова Л. А., Каган М. Б., Королева Н. С. и др. Повышение эффективности СЭ при использовании многослойных структур в системе  $\text{Al}-\text{Ga}-\text{As}$ //Письма в ЖТФ.— 1982.— Т. 8, № 1.— С. 55—60.
6. Ludovige V. J., La Rue R. A., Borden P. S. et al. High efficiency organometallic vapor phase epitaxy  $\text{AlGaAs/GaAs}$  monolithic cascade solar cells using metall interconnects//Appl. Phys. Lett.— 1982.— Vol. 41, N 6.— P. 550—552.
7. Flores C. Fabrication process and performance of new type of  $\text{AlGaAs/GaAs}$  cascade solar cells//16th IEEE photovoltaic spec. conf.— San Diego, Calif.— 1982.— P. 569—573.
8. Olson J. M., Kurtz S. R., Kibbler K. E.  $\text{InGaP}$  as material for the top solar cells // Appl. Phys. Lett.— 1990.— Vol. 56, N 7.— P. 623—625.
9. Николаенко Ю. Е., Круковский С. И., Завербный И. П. и др. Получение тандемных гетероструктур  $\text{GaAs}-\text{InGaAs}-\text{AlGaAs}$  для фотопреобразователей солнечной энергии// Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2002.— № 3.— С. 27—29.
10. Трофим В. А., Чумак В. А. Оптоэлектронные преобразователи излучений на основе гетеропереходов  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}-\text{GaAs}$ .— Кишинев: Штиинца, 1987.

Н. А. МУХОЕД

Украина, НТУУ «Киевский политехнический институт»  
E-mail: Natalya.Muhoid@ucrf.gov.ua

Дата поступления в редакцию  
21.02—25.09 2003 г.

Оппоненты к. т. н. В. К. ЛОПУШЕНКО  
(МНИИПМ "Ритм", г. Киев),  
к. т. н. В. С. ГОЛУБ (НПФ VD MAIS, г. Киев)

## ВЫБОР БАЗОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ДВУХОСНОГО МУЛЬТИСЕНСОРНОГО ИНЕРЦИАЛЬНОГО ДАТЧИКА

*Представлены основные результаты выбора базовых элементов при проектировании двухосного мультисенсорного инерциального датчика на отдельных акселерометрах.*

В настоящее время широкое распространение получили мультисенсорные датчики, когда к одному преобразователю подключается ряд чувствительных элементов (сенсоров), воспринимающих различные или однотипные величины. В связи с этим представляется актуальной разработка мультисенсорного инерциального датчика (МИД) для системы управления маневренными летательными аппаратами (ЛА) с совмещением измерителя линейного ускорения и угловой скорости в одном линейном акселерометре.

Исследования в области построения мультисенсорных датчиков проводятся с начала 1980-х годов, когда в работе [1] был предложен метод измерения акселерометром линейного ускорения и угловой скорости подвижного объекта. Акселерометр совершает вынужденное относительное колебательное движение с постоянной заданной частотой и амплитудой, а также угловое движение вместе с ЛА. При этом линейное ускорение измеряется акселерометром непосредственно, а угловая скорость — посредством измерения ускорения Кориолиса  $w_c$ , возникающего при создании требуемой относительной линейной скорости движения акселерометра и наличии переносной угловой скорости движения ЛА. Требуемое колебательное движение, которое задается акселерометру, может быть реализовано в виде вращательного или поступательно-вибрационного движения.

Следует различать два принципиально разных типа мультисенсорных датчиков: микромеханические датчики (акселерометры и привод изготовлены по технологии микромеханической обработки на общей пластине кремния) и датчики, построенные на отдельных акселерометрах. Работающий макет мультисенсорного датчика на отдельных акселерометрах [2] был построен в ОАО «Раменское приборостроительное КБ» (Россия). Этот макет имеет две оси чувствительности: по угловой скорости — перпендикулярную плоскости планшайбы поворотного стола, по линейному ускорению — перпендикулярную плоскости планшайбы для установки акселерометров. В качестве привода использовался магнитоэлектрический двигатель. Вибрация акселерометров проводилась на частотах,

близких к собственной частоте вибропривода. В качестве чувствительного элемента использовались акселерометры собственного производства. Достигнутый порог чувствительности по угловой скорости составил  $0,1 \text{ }^\circ/\text{с}$  в диапазоне измерения линейного ускорения  $\pm 20g$ .

Вместе с тем анализ публикаций показал, что при рассмотрении вопросов создания мультисенсорного датчика для измерения линейного ускорения и угловой скорости остаются нерешенными вопросы проектирования МИД различных схем построения для определенных классов ЛА.

Одним из ответственных этапов проектирования в разработке современных датчиков является выбор базовых элементов. Такой выбор предполагает определение физического принципа действия, функциональной схемы, тактико-технических характеристик этих базовых элементов. От правильности выбора базовых элементов зависят чувствительность и точность проектируемого датчика, которые должны удовлетворять требованиям, предъявляемым в сфере его применения. Целью этой статьи является выбор и расчет параметров работы акселерометра и приводного механизма для МИД, параметры которого представлены в табл. 1, на основании требований к базовым элементам, изложенным в работе [3].

Таблица 1

Параметр	Канал измерения линейного ускорения	Канал измерения угловой скорости
Диапазон измерения	$\pm 50 g$	$\pm 300 \text{ }^\circ/\text{с}$
Погрешность измерения, приведенная к верхнему пределу	$\leq 2\%$	$5 \div 10\%$
Порог чувствительности	$10^{-3} g$	$3 \text{ }^\circ/\text{с}$
Полоса пропускания	30 Гц	30 Гц

### Схема построения двухосного мультисенсорного датчика

В случае реализации схемы построения двухосного МИД, содержащего два измерительных элемента (по одному акселерометру на каждую ось), вибрационные движения акселерометров вызывают силы реакции, действующие на основание МИД. Чтобы исключить действие этих нежелательных сил, можно установить по каждой оси балансировочную массу, вибрирующую синхронно, что усложняет конструкцию механической части датчика. Однако если уста-

новить вместо балансирующей массы еще один акселерометр (по каждой из осей), то усложнение конструкции механической части датчика будет оправдано возрастанием точности измерения и чувствительности по каналам угловой скорости и линейного ускорения в два раза.

Кроме того, использование пары линейных акселерометров для одновременного измерения компоненты переносного линейного ускорения по одной оси и компоненты переносной угловой скорости по другой оси ЛА позволяет:

— выделить из выходных сигналов акселерометров сигналы, пропорциональные линейному ускорению и угловой скорости;

— осуществить требуемое усиление достаточно малого по величине переменного сигнала, зависящего от угловой скорости.

Поэтому в качестве инерциальных чувствительных элементов базовая схема построения двухосного МИД содержит четыре линейных акселерометра (рис. 1). Оси чувствительности (они же — измерительные оси) акселерометров  $A^1$  и  $A^2$  параллельны оси  $x_3$  ЛА, но противоположно направлены. У акселерометров  $A^3$  и  $A^4$  оси чувствительности параллельны оси  $x_1$  ЛА и также противоположно направлены. Акселерометры установлены на основании, которое при помощи приводного механизма совершает относительно поступательно-вибрационное движение с постоянной частотой  $\omega_B = 2\pi f_B$  вдоль оси  $x_2$  ЛА, где  $f_B$  — частота генерируемых синусоидальных сигналов.

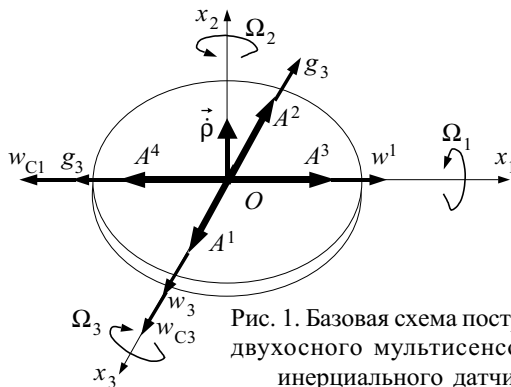


Рис. 1. Базовая схема построения двухосного мультисенсорного инерциального датчика

В случае, когда ЛА совершает пространственное переносное движение с линейным ускорением  $\vec{w}_e = \{w_1; w_2; w_3\}$  и угловой скоростью  $\vec{\Omega} = \{\Omega_1; \Omega_2; \Omega_3\}$ , кажущиеся ускорения, измеряемые парой акселерометров  $A^1$  и  $A^2$  и парой акселерометров  $A^3$  и  $A^4$ , определяются, соответственно, следующими выражениями:

$$\begin{aligned} a^{1,2} &= \pm(w_3 - g_3) + 2\Omega_1 x_0 \omega_B \cos \omega_B t + \\ &+ (\Omega_2 \Omega_3 + \dot{\Omega}_1) x_0 \sin \omega_B t; \\ a^{3,4} &= \pm(w_1 - g_1) - 2\Omega_3 x_0 \omega_B \cos \omega_B t + \\ &+ (\Omega_1 \Omega_2 - \dot{\Omega}_3) x_0 \sin \omega_B t, \end{aligned} \quad (1)$$

где в парных знаках «±» знак «+» соответствует акселерометрам  $A^1$  и  $A^3$ , а знак «-» — акселерометрам  $A^2$  и  $A^4$ ;

$g_1, g_3$  — проекции вектора ускорения силы тяготения Земли на оси  $x_1$  и  $x_3$  ЛА;

$\vec{\Omega}$  — вектор углового ускорения;

$x_0$  — амплитуда вибрации, описываемой вектором относительного движения  $\vec{\rho} = \{0; x_0 \sin \omega_B t; 0\}$ ;

$t$  — время.

Разделение информации о компонентах переносных линейного ускорения и угловой скорости происходит путем построения отдельных каналов по линейному ускорению и угловой скорости в системе обработки выходных сигналов акселерометров. Принцип разделения информации о компонентах линейного ускорения и угловой скорости и функциональная схема электронного процессора описаны в работе [3]. Преимущество предложенного принципа состоит в том, что большинство возмущающих влияний от неизмеряемых кинематических параметров движения акселерометра, возникающих в выходном сигнале акселерометра, обнуляется при интегрировании по полному периоду вибрации.

На примере пары акселерометров  $A^1$  и  $A^2$  представлены основные выражения оценок разделения информации о компонентах переносных линейного ускорения и угловой скорости.

Как видно из выражения (1), выходные сигналы  $a^1$  и  $a^2$  акселерометров  $A^1$  и  $A^2$  содержат постоянную или медленно меняющуюся составляющую, пропорциональную линейному ускорению  $w_3$ , и гармоническую составляющую (на достаточно высокой частоте  $\omega_B$  вибрации привода, которая на порядок выше собственной частоты движения объекта), амплитуда которой пропорциональна угловой скорости  $\Omega_1$  колебания акселерометра.

В результате предварительного вычитания выходных сигналов акселерометров  $A^1$  и  $A^2$  по каналу линейного ускорения формируется разность, которая в дальнейшем, после интегрирования по полному периоду вибрации  $T = 2\pi/\omega_B$ , и является выходным сигналом электронного процессора по каналу линейного ускорения. Оценка  $\hat{w}_3$  измеряемой составляющей  $w_3$  вектора переносного линейного ускорения описывается выражением

$$\hat{w}_3 = \frac{1}{T} \int_0^T (a^1 - a^2) dt = 2(w_3 - g_3). \quad (2)$$

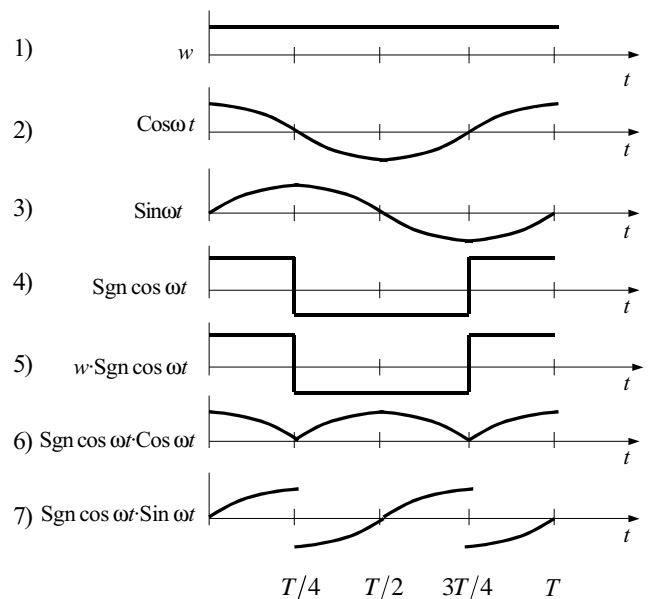


Рис. 2. Диаграммы, поясняющие работу электронного процессора

По каналу угловой скорости  $\Omega_1$  для исключения достаточно большой постоянной составляющей, пропорциональной поступательному ускорению  $w_3$ , выполняется предварительное сложение выходных сигналов акселерометров. При этом формируется достаточно малый по величине переменный сигнал, зависящий от угловой скорости  $\Omega_1$ :

$$a^1 + a^2 = 4\Omega_1 x_0 \omega_b \cos \omega_b t + 2(\Omega_2 \Omega_3 + \dot{\Omega}_1) x_0 \sin \omega_b t. \quad (3)$$

После усиления этого сигнала на требуемый коэффициент  $k_y$ , выражение (3) для получения сигнала с постоянной составляющей по угловой скорости  $\Omega_1$  модулируется по функции  $\text{Sign} \cos \omega_b t$  (см. рис. 2). В результате последующего интегрирования по периоду  $T$  получается сигнал, линейно зависящий от измеряемой составляющей  $\Omega_1$  вектора переносной угловой скорости. Значение оценки переносной угловой скорости  $\hat{\Omega}_1$  на выходе электронного процессора по каналу переносной угловой скорости описывается выражением

$$\hat{\Omega}_1 = \frac{k_y}{16x_0} \int_0^T (a^1 + a^2) \text{Sign} \cos \omega_b t dt = 2k_y \Omega_1. \quad (4)$$

Подробно принцип измерения акселерометром переносных линейного ускорения и угловой скорости ЛА в связанной с ним системе координат рассмотрен в работе [3].

**Акселерометр**

Выбор акселерометра осуществляется исходя из требуемых значений характеристик датчика, представленных в табл. 2. Верхний предел измерения акселерометра должен обеспечить требуемые значения не только верхнего предела измерения линейного ускорения, но и кориолисова ускорения, соответствующего верхнему пределу измерения угловой скорости. Пороговая чувствительность акселерометра определяется наименьшим из полезных сигналов — минимального линейного ускорения ЛА и минимального кориолисова ускорения акселерометра. Требования по полосе пропускания предьявляется исходя из условия обеспечения минимальных амплитудных и фазовых искажений на выходе датчика.

Таблица 2

Верхний предел измерения	55 g
Погрешность измерения	≤ 0,5%
Порог чувствительности	5 · 10 <sup>-4</sup> g
Полоса пропускания	400÷500 Гц

На основании вышесказанного для построения двухосного МИД рекомендуется применить прецизионный малогабаритный маятниковый компенсационный акселерометр (МКА) с торсионным упругим подвесом чувствительного элемента. Этот электромеханический МКА предназначен для бесплатформенных инерциальных навигационных систем (БИНС) и управления движением беспилотными высокоманевренными ЛА и имеет следующие технические характеристики [4]:

- диапазон измерения ±75 g;
- порог чувствительности 10<sup>-4</sup> g;
- класс точности 0,01%;

- габаритные размеры 30×21×23 см;
- масса не более 50 г.

Аналогами данного МКА являются современные маятниковые компенсационные акселерометры типа А-4 (фирма Litton, США) и АК-5 (НПО «Темп», Россия), которые используются в комбинированных (инерциальное наведение — самонаведение) системах наведения (СН) авиационных ракет на участке работы БИНС СН. Акселерометры этого типа достаточно свободно (без специальных сложных конструктивных доработок) обеспечивают любой требуемый диапазон измерения, имеют повышенную точность, малые (по сравнению с электромеханическими МКА с монокристаллическим балочным упругим подвесом чувствительного элемента) габариты, массу, стоимость, технологичны в сборке и настройке, обеспечивают высокую прочность и устойчивость к вибрационным и ударным действиям.

Базовая функциональная схема МКА показана на рис. 3. Датчик акселерометра конструктивно объединяет маятниковый чувствительный элемент (ЧЭ), выполненный в виде бескаркасной рамки 1, подвешенной на металлическом торсионном упругом подвесе (УП) 3 в основании акселерометра 2, и измерительную систему 4 дифференциального индуктивного вихрекового датчика перемещений (ДП) инерционной массы ЧЭ. Рамка ЧЭ является одновременно инерционной массой и катушкой магнитоэлектрического обратнo-компенсационного преобразователя (МЭ ОКП). Токоподводами к катушке ОКП является металлический торсион УП, образующий токовую цепь для подключения рамки в контур формирования момента силы обратной связи  $F_{oc}$ . Измерительная система вихрекового ДП состоит из двух закрепленных в основании неподвижных катушек 5 и электропроводного флажка 6, жестко закрепленного на рамке и совершающего с ней относительное угловое перемещение. От этого перемещения зависят комплексные сопротивления катушек, преобразуемые далее измерительной цепью в выходной сигнал ДП в виде напряжения постоянного тока. МЭ ОКП, входящий в цепь силовой компенсации, содержит два постоянных магнита 7, магнитопровод-основание 2 и катушку-рамку 1, нижняя грань которой перемещается в прямоугольном зазоре магнитной системы, имеющем магнитную индукцию  $B$ .

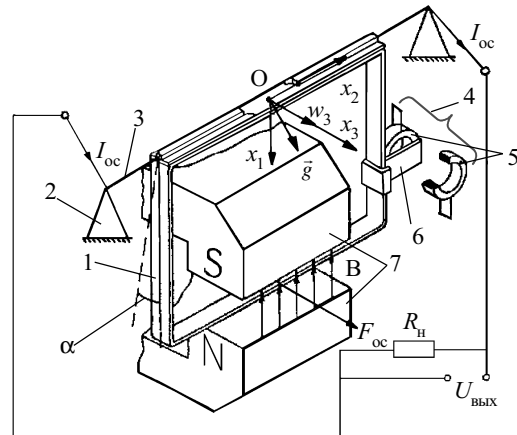


Рис. 3. Базовая функциональная схема МКА с торсионным УП ЧЭ

Функционирование МКА представлено работой акселерометра на примере основной рабочей координаты  $\alpha$  ЧЭ. Измерительная ось МКА параллельна оси  $x_3$ . При движении корпуса МКА с постоянным линейным ускорением  $w_3$  возникает сила инерции вследствие ускоренного движения инерционной массы в абсолютном пространстве. Тогда равновесному положению инерционной массы при отклонении от нейтрали  $x_1$  будет соответствовать такой угол  $\alpha$ , при котором момент силы инерции  $M_{\text{и}}$  уравновешивается моментом сил упругости торсиона. Перемещение электропроводной подвижной пластины на угол  $\alpha$  преобразуется в электрический сигнал ДП — напряжение  $U_{\text{дп}}$ , однозначно зависящее от угла  $\alpha$ .  $U_{\text{дп}}$  поступает в усилительно-корректирующее звено (УКЗ), на выходе которого формируется постоянный электрический ток  $I_{\text{ос}}$ . Ток подается на обмотки МЭ ОКП. В результате взаимодействия  $I_{\text{ос}}$  с полем постоянных магнитов возникает уравновешивающее усилие  $F_{\text{ос}}$ . Возникающий от силы  $F_{\text{ос}}$  момент  $M_{\text{ос}}$  непрерывно автоматически компенсирует  $M_{\text{и}}$  с помощью контура отрицательной обратной связи.  $I_{\text{ос}}$  и падение напряжения  $U_{\text{вых}}$ , создаваемое этим током на эталонном сопротивлении нагрузки  $R_{\text{н}}$ , пропорциональны измеряемому ускорению  $w_3$ .

Математическая модель указанного акселерометра представлена в работе [4].

Полоса пропускания акселерометра на уровне 400 Гц обеспечивается путем синтеза УКЗ, содержащегося в составе электронного модуля МКА (выполненного в виде гибридной интегральной схемы). Использование метода синтеза на основании частотных критериев качества обусловлено тем, что построение желаемой логарифмической амплитудно-частотной характеристики значительно упрощается, если качество регулирования оценивать по его частотным свойствам. Синтезированная УКЗ также обеспечивает необходимые динамические характеристики акселерометра как замкнутой системы регулирования, при этом система имеет хороший запас устойчивости и хорошо демпфирована.

Основные инструментальные погрешности МКА, обусловленные влиянием внешних возмущений (не измеряемых акселерометром кинематических параметров движения ЛА  $\xi_i = \{\Omega_3; \dot{\Omega}_1; \dot{\Omega}_2; \dot{\Omega}_3; \Omega_1 \Omega_2; \Omega_1 \Omega_3; \Omega_2^2; \Omega_2^2; \Omega_3^2; w_1; w_2\}$ ) на параметры датчика, и дополнительные инструментальные погрешности МКА (вызванные относительным поступательно-вибрационным движением основания) не превышают 0,01%.

В МИД акселерометр устанавливается на основании таким образом, чтобы поступательная вибрация осуществлялась вдоль оси подвеса маятникового чувствительного элемента.

### Приводной механизм

Выбор приводного механизма осуществляется исходя из требуемых значений параметров вибрационного движения акселерометров. Требуемые значения амплитуды и частоты вибрации определены из условия обеспечения пороговой чувствительности по угловой скорости, например  $\Omega_1^{\text{пор}}$ , из соотношения  $w_{C3}^{\text{пор}} \geq w_3^{\text{пор}}$ , где  $w_{C3}^{\text{пор}}$  — минимальное значение ус-

корения Кориолиса,  $w_{C3}^{\text{пор}} = 2\Omega_1^{\text{пор}} x_0 \omega_b$ , согласно [5, с. 80].

Из этого соотношения получаем, что

$$x_0 \cdot \omega_b \geq \frac{w_3^{\text{пор}}}{2\Omega_1^{\text{пор}}} \text{ или } x_0 \cdot f_b \geq \frac{w_3^{\text{пор}}}{4\pi\Omega_1^{\text{пор}}} . \quad (5)$$

Подставляя в полученную формулу значения табл. 1 и учитывая, что частота вибрации  $\omega_b$  привода должна находиться в полосе пропускания акселерометра и быть в 3—5 раз меньше его собственной частоты, выбраны параметры работы привода. Таким образом, приводной механизм обеспечивает относительное поступательное вибрационное движение основания с акселерометрами на частоте 100 Гц ( $\omega_b = 648$  рад/с) с амплитудой  $30 \cdot 10^{-6}$  м.

Поскольку масса четырех акселерометров велика, предложено в конструкции МИД использовать приводной механизм магнитоэлектрического принципа действия (рис. 4). Он содержит постоянный магнит 3 с магнитопроводом 4, в воздушном зазоре которого помещена катушка 2, жестко связанная с основанием 1, на котором установлены акселерометры. Плоские параллельные поверхности основания расположены перпендикулярно оси вибрации  $x_2$ . Подвижная система «катушка—основание» подвешена на четырех плоских пружинах 5, смещенных друг относительно друга на 90°. Магнитное поле вибратора создается с помощью постоянного магнита.

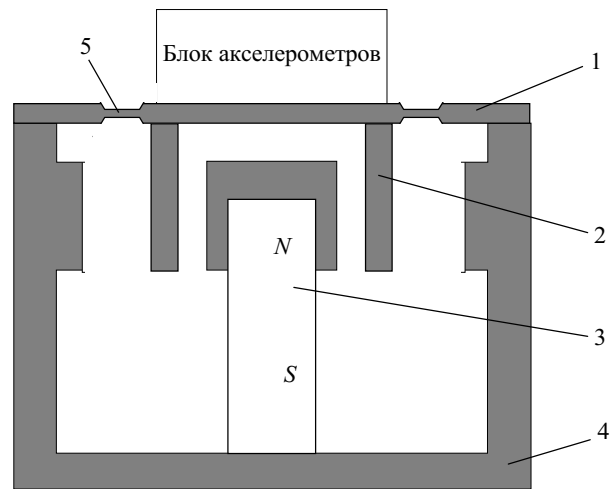


Рис. 4. Магнитоэлектрический приводной механизм

Принцип действия приводного механизма заключается во взаимодействии постоянного и переменного магнитных полей. Это взаимодействие возникает при прохождении тока  $I = I_0 \sin \omega_b t$  в цилиндрической катушке, находящейся в постоянном магнитном поле. Специальные элементы ориентируют электрический ток так, чтобы он был направлен поперек магнитного потока. Взаимодействие полей вызывает появление механической силы, которая обуславливает возвратно-поступательное перемещение (вибрацию) подвижной катушки и связанного с ней основания с акселерометрами по закону изменения переменного тока  $x = x_0 \sin \omega_b t$ . Катушка подвешена на упругом элементе, сила упругого сопротивления которого уравновешивает вес катушки и направляет ее движение.

Принимая при расчете массы подвижной системы  $M$ , что сумма масс основания и катушки мала и составляет до 20% от массы акселерометров, получаем соотношение

$$I_0 l \geq \frac{M x_0 \omega_B^2}{B}, \quad (6)$$

где  $I_0$  — максимально допустимое значение амплитуды тока в катушке, А.

$l$  — длина провода в катушке, м;

$B$  — индукция в воздушном зазоре магнитной системы, Тл.

Задавшись значением индукции на уровне  $B = 0,4 \div 0,6$  Тл, при условии, что  $I_0 \leq 30$  мА, выбором значений параметров  $l$  и  $I_0$  в выражении (6) определяем параметры катушки приводного механизма.

Расчет магнитной системы приводного механизма с постоянным магнитом осуществляется по методике, представленной в работе [6, с. 134]. Получены следующие размеры магнита (материал магнита ЮНДК35Т5БА): диаметр 70 мм, длина 32 мм.

Габаритные размеры приводного механизма определены согласно данным, представленным в работе [7], где показано, что отношение массы магнита к массе приводного механизма в среднем составляет 0,2, а отношение массы привода к его объему — 4,5 г/см<sup>3</sup>.

Параметры основания МИД, на котором крепятся акселерометры, определяются массогабаритными параметрами самих акселерометров. Параметры же упругих элементов подвеса для варианта подвеса, представленного на рис. 5, определены путем совместного решения выражений для жесткости  $C_{л}$  упругих элементов подвеса (УЭ) подвижной системы "катушка — основание" и условия прочности. Из уравнения движения подвижной системы, приняв демпфирование  $b=0$ , получаем, что

$$C_{л} = \frac{B I_0}{x_0} + M \omega_B^2.$$

С другой стороны,

$$\begin{cases} C_{л} = \frac{4 E b_n h_n^3}{l_n^3}; \\ \sigma_{\max} = \frac{6 M_{\text{изг}}}{W_n} = \frac{6 M l w^{\text{вп}}}{b_n^2 h_n} \leq [\sigma], \end{cases}$$

где  $E$  — модуль упругости Юнга;

$b_n, h_n$  — размеры УЭ прямоугольного сечения;

$l_n$  — длина УЭ;

$M_{\text{изг}}$  — момент кручения на изгиб;

$W_n$  — момент инерции сечения;

$w^{\text{вп}}$  — верхний предел измерения линейного ускорения;

$\sigma_{\max}$  — наибольшее напряжение в сечении УЭ;

$[\sigma]$  — допустимое напряжение.

Значения параметров упругих элементов подвеса получены исходя из выбранного для изготовления УЭ материала — бериллиевой бронзы. Это дисперсионно-твердеющий сплав, преимуществами которого являются малые несовершенства упругих свойств, высокая релаксационная стойкость, достаточно высокая термическая и коррозионная стойкость, что по-

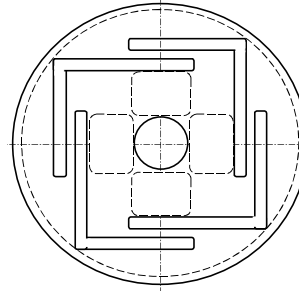


Рис. 5. Основание, на котором крепятся акселерометры МИД

зволяет использовать его в условиях повышенных температур и агрессивных сред. Бериллиевая бронза немагнитна, хорошо паяется и сваривается. Этот материал по прочности и упругим свойствам в условиях нормальной температуры превосходит многие высококачественные стали, а гистерезис, упругое последействие, ползучесть УЭ невелики.

Расчеты были проведены для бериллиевой бронзы с дополнительным введением титана БрБНТ1,9, которая обладает высокой электропроводностью, может быть использована до температур 100—150°C и дешевле бериллиевой бронзы БрБ2 из-за меньшего содержания бериллия.

\*\*\*

Таким образом, двухосный мультисенсорный инерциальный датчик на отдельных акселерометрах, предназначенный для построения инерциальных измерительных блоков систем управления движением маневренных ЛА, содержит электромеханические акселерометры компенсационного типа и магнитоэлектрический приводной механизм. Предполагается, что основной особенностью таких датчиков будет их дешевизна и доступность для массовых применений.

В случае измерения параметров ЛА в трехмерном пространстве возможно применение инерциального измерительного блока, содержащего два ортогонально расположенных двухосных МИД.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Пат. 4445376 США. Apparatus and method for measuring specific force and angular rate / Sh. J. Merhav.— 1984.
2. Назарян В. А. Построение и исследование макета мультисенсорного датчика / Сб. докл. II НТК молодых ученых "Навигация и управление движением".— СПб.: ГНЦ РФ—ЦНИИ «Электронприбор».— 2000.— С. 71—77.
3. Черняк Н. Г., Мухоед Н. А. Построение инерциального датчика для измерения линейных ускорений и угловых скоростей летательного аппарата // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2001.— № 6.— С. 39—42.
4. Мухоед Н. А. Низкочастотный линейный акселерометр с большим диапазоном измерения для систем инерциальной навигации и управления движением высокоманевренных летательных аппаратов / Сб. тр. междунар. НТК "Приборостроение-98".— Винница—Симферополь.— 1998.— С. 279—282.
5. Павловский М. А., Путята Т. В. Теоретическая механика.— К.: Вища шк., 1985.
6. Постоянные магниты: Справочник / Под ред. Ю. М. Пятина.— М.: Энергия, 1980.
7. Левшина Е. С., Моисейченко В. С. Методика расчета габаритов и основных конструктивных размеров магнитоэлектрических обратных преобразователей // Приборы и системы управления.— 1969.— № 8.— С. 14—17.

Д. ф.-м. н. И. М. ВИКУЛИН, С. В. ИЛЬИН, В. А. МИНГАЛЕВ

Украина, г. Одесса, Академия связи Украины

Дата поступления в редакцию  
23.04 2003 г.

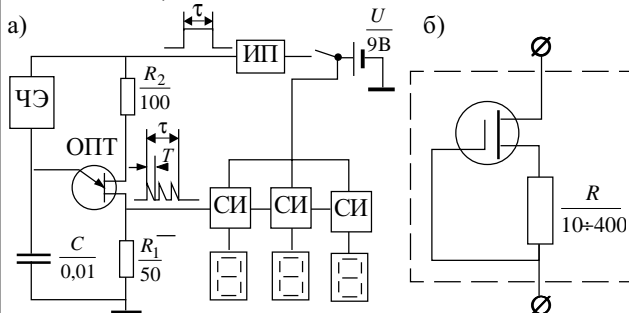
Оппонент к. т. н. А. А. НИКОЛЕНКО  
(ОНПУ, г. Одесса)

## МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ СЕНСОР С ЦИФРОВОЙ ИНДИКАЦИЕЙ

*Разработана простая базовая схема сенсора с цифровой индикацией, которая может быть использована в устройствах различного назначения.*

Сенсоры для измерения внешних воздействий (температуры, интенсивности света, магнитного поля, радиации и др.) в полевых условиях должны иметь минимальные габариты и энергопотребление.

Такое устройство разработано на основе релаксационного генератора, показанного на рисунке. В схему генератора входит однопереходный транзистор (ОПТ), два резистора с конденсатором и чувствительный элемент (ЧЭ), представляющий собой генератор тока, чувствительный к измеряемому внешнему воздействию. (Выбор генератора на ОПТ определяется тем, что при определенных величинах сопротивления  $R$  он имеет высокую стабильность частоты — порядка 0,5% в природном интервале температур  $-40...+60^\circ\text{C}$ .)



Структура многофункционального сенсора (а) и схема термочувствительного элемента (б)

Рассмотрим работу схемы на примере реализации на ее основе электронного термометра. В этом случае в качестве ЧЭ может использоваться полевой МДП-транзистор в двухполосном включении (затвор замкнут с истоком), ток через который растет с увеличением температуры [1]. При непрерывном питании с резистора  $R_1$  генератора снимаются импульсы напряжения с периодом

$$T = \frac{1}{f} = C \frac{V_{\beta} - V_0}{I_3},$$

где  $V_{\beta}$  и  $V_0$  — напряжение включения и остаточное напряжение эмиттерной характеристики ОПТ, а  $I_3$  — ток через ЧЭ [2].

Если же генератор питать импульсами с длительностью  $\tau \gg T$ , то за время одного импульса питания  $\tau$

генератор выдаст  $n = \tau/T$  импульсов. Подбором величины емкости конденсатора можно установить необходимое значение  $T$ , а значит, и получить соответствующее количество выходных импульсов за один импульс питания. Например, при использовании сенсора в качестве медицинского термометра можно установить такое значение  $T$ , чтобы за  $\tau = 0,1$  с генератор выдавал  $n_0 = 360$  импульсов при  $36^\circ\text{C}$  [3].

При изменении температуры изменяется ток  $I_3$  ЧЭ (полевого транзистора). Подбором величины резистора между затвором и истоком полевого транзистора можно получить такую зависимость  $I_3(T)$ , что при увеличении температуры на 1 градус  $\Delta t$  составит 10, т. е. один импульс с генератора ОПТ соответствует  $0,1^\circ\text{C}$ .

Сигнал с ОПТ подается на счетчики импульсов (СИ) с цифровыми индикаторами. Число импульсов на шкале индикаторов, например 300, соответствует температуре  $30^\circ\text{C}$ , 400 —  $40^\circ\text{C}$  и т. д. Отсюда же следует, что точность датчика при указанных условиях не выше  $0,1^\circ\text{C}$ , т. к. счетчик считает только целое число импульсов. Однако установив  $n_0 = 3600$  и добавив число счетчиков, можно повысить точность до  $0,01^\circ\text{C}$ . Очевидно, максимальная точность будет ограничена собственными шумами ЧЭ и нестабильностью частоты генератора на ОПТ.

Необходимо отметить, что для исключения разогрева ЧЭ протекающим током блок питания (ИП) должен выдавать при одном нажатии выключателя питания только один импульс  $\tau$ , и генератор на ОПТ работает только в это время, несмотря на то, что общее питание остается включенным для сохранения цифр на индикаторе. Для следующего измерения температуры нужно отпустить и опять нажать кнопку выключателя, и т. д. Время измерения при этом определяется только инерционностью процесса передачи тепла от исследуемого предмета к ЧЭ. При использовании ЧЭ в металлическом транзисторном микрокорпусе оно порядка 20 с.

Экспериментальные образцы сенсоров температуры создавались на основе однопереходного транзистора типа КТ117, а в качестве чувствительного элемента использовался МДП-транзистор КП305А, в качестве блока питания — две микросхемы К176ЛА7, в качестве счетчиков импульсов — микросхемы К176ИЕ4, индикаторы типа АЛС314. Сенсор температуры оказался работоспособным в интервале  $-60...+120^\circ\text{C}$  с точностью  $0,1^\circ\text{C}$ . Все элементы схемы помещаются в корпусе размером с авторучку с ЧЭ на конце. Градуировку индикатора в этом случае проще производить по шкале Кельвина.

Описанная базовая модель сенсора может использоваться для измерения любых других внешних воздействий с соответствующей заменой чувствительного элемента, к которому предъявляются лишь два требования.

Во-первых, он должен быть генератором тока (ток не зависит от напряжения на элементе) и, во-вторых, иметь линейную зависимость тока от измеряемого внешнего воздействия. При измерении интенсивности света, например, этим требованиям соответствуют фотодиоды и полевые фототранзисторы [2], для измерения магнитных полей подходят магнитотранзисторы [4], при измерении гамма-излучения эффективны диоды на основе синтетических алмазов [5] и т. д.

В качестве чувствительных элементов одновременно могут быть использованы и другие элементы генератора. Так, при измерении интенсивности света одновременно с освещением фотодиода (ЧЭ) может освещаться и ОПТ, напряжение включения которого  $V_{\beta}$  при этом уменьшается. Частота генератора ( $I$ ) будет увеличиваться уже по двум причинам — уменьшения  $V_{\beta}$  ОПТ и увеличения  $I_{\phi}$  фотодиода, что увеличивает фоточувствительность сенсора. Аналогичные варианты возможны и при использовании в качестве конденсатора МДП-фотоварикапа, емкость которого зависит от освещения.

Поскольку выходным параметром сенсора является частота импульсов, информация с него может быть легко введена в любую ЭВМ.

\*\*\*

Таким образом, предложена схема сенсора, содержащего генератор на однопереходном транзисторе с чувствительным элементом, ток через который зависит от определенного внешнего воздействия — температуры, давления, радиации и т. д. Изменение тока через элемент приводит к изменению частоты выходных импульсов, считываемых счетчиками с выходом информации на световое табло.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Викулин И. М., Майстренко И. Е., Прохоров В. А. Термостабильные генераторы тока на полевых транзисторах // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРТО.— 1991.— Вып. 1.— С. 34—39.
2. Викулин И. М., Стафеев В. И. Физика полупроводниковых приборов.— М.: Радио и связь, 1990.
3. Пат. 2058019 РФ. Электронный датчик температуры / И. М. Викулин, В. И. Гречан, И. Р. Халимов.— Б.И.— 1996, № 10.
4. Викулина Л. Ф., Глауберман М. А. Физика сенсоров температуры и магнитного поля.— Одесса: Маяк, 2000.
5. Богданов А. В., Викулин И. М. Приборы на основе полупроводниковых алмазов.— М.: Электроника, 1987.

К. ф.-м. н. А. Г. ГОЛОВКО

Украина, г. Кизомыс, НПФ «Артур»  
E-mail: argo\_m@ukr.net

Дата поступления в редакцию  
13.08 2003 г.

Оппонент д. ф.-м. н. В. А. ДРОЗДОВ  
(ОИСВ, г. Одесса)

## ФИЗИЧЕСКИЙ ПРИНЦИП ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФЛУКТУАЦИЙ В ДАТЧИКАХ

*Описанный принцип позволяет более надежно прогнозировать флуктуационные свойства и стабильность работы датчиков преобразования неэлектрических параметров в напряжение.*

Работа множества используемых в электронной аппаратуре датчиков основана на преобразовании неэлектрического параметра в напряжение. При этом общим для них является изменение электропроводности вследствие изменения внешних воздействий. Вид функции такого преобразования часто содержится в вольт-амперной характеристике (ВАХ) датчика. Одновременно внешние помехи и внутренние флуктуации проводимости преобразуются в датчике во флуктуации падения напряжения, что определяет уровень нестабильности его работы.

В [1] на основе экспериментальных исследований было сделано заключение, что в цепи, состоящей из датчика, нагрузочного резистора и источника питания, элементарная флуктуация электропроводности  $\delta g(t)$  датчика вызывает флуктуацию силы тока  $\delta i(t)$ , пропорциональную смещению  $U$ :

$$\delta i(t) = \delta g(t)U. \quad (1)$$

В случае нелинейной ВАХ действует известная взаимосвязь между флуктуацией силы тока и флуктуацией напряжения  $\delta u(t)$  [2]—

$$\delta u(t) = r_d \delta i(t), \quad (2)$$

где  $r_d$  — дифференциальное сопротивление датчика.

Объединив (1) и (2), получим уже известную [3] важную и применимую для различных типов датчиков и видов флуктуаций функцию преобразования датчиком мгновенных значений флуктуации электропроводности во флуктуацию падения напряжения на нем.

$$\delta u(t) = -\delta g(t)r_d U. \quad (3)$$

Знак «минус» отражает факт, что рост проводимости приводит к уменьшению падения напряжения на образце.

Для омического датчика, сопротивление которого  $R$ , соотношение (3) принимает вид

$$\delta u(t) = -\delta g(t)RU. \quad (4)$$

Рассмотренное выше позволяет сделать полезное и удобное для использования на практике разработчиками электронной аппаратуры обобщение — раскрыть физический принцип, лежащий в основе флуктуационных преобразований в датчиках.

Сперва рассмотрим наиболее простой случай — датчик с линейной ВАХ. Для него

$$r_d = R = 1/G = U/I, \quad (5)$$

где  $G$  — электропроводность датчика;  
 $I$  — сила тока в цепи.

Флуктуация сопротивления  $\delta R(t)$  и флуктуация проводимости  $\delta g(t)$  — это лишь различное описание одного и того же изменения в образце. Для них справедлив взаимный переход в описании:

$$\delta R(t) = -\delta g(t)/G^2 = -R\delta g(t)/G = -\delta g(t)R^2. \quad (6)$$

В режиме постоянного смещения на датчике ( $U = \text{const}$ ) флуктуация проводимости вызовет флуктуацию силы тока в цепи (указана причинно-следственная связь):

$$\delta i(t) = \delta g(t)U. \quad (7)$$

В режиме постоянного тока в цепи ( $I = \text{const}$ ) эта же флуктуация вызвала бы флуктуацию падения напряжения  $\delta u(t)$ :

$$\delta u(t) = \delta R(t)I = \delta R(t)U/R = -\delta g(t)R^2I = -\delta g(t)U/G. \quad (8)$$

Соотношения (4)—(8) позволяют записать следующее тождество пропорций с учетом режимов подключения датчика:

$$\delta u(t)/U = \delta R(t)/R = -\delta i(t)/I = -\delta g(t)/G. \quad (9)$$

Это — выражение физического принципа взаимных преобразований флуктуаций в датчике: *мгновенные значения относительных величин преобразуемых флуктуаций равны между собой.*

Можно глубже проникнуть в причинно-следственные связи флуктуационных преобразований. Так, проводимость образца можно определять через его геометрические размеры и удельную электропроводность материала  $\sigma$  или удельное сопротивление  $\rho = 1/\sigma$ . Известно [4, с. 48], что

$$\sigma = qn\mu, \quad (10)$$

где  $q$  — элементарный заряд;  
 $n$  — концентрация носителей заряда;  
 $\mu$  — их подвижность.

Очевидно, что флуктуация электропроводности  $\delta g(t)$  вызвана флуктуациями удельной проводимости материала образца  $\delta\sigma(t)$ , в которых для металлов доминирующую роль проявляют флуктуации подвижности носителей зарядов  $\delta\mu(t)$ , а для полупроводниковых образцов — флуктуации концентрации носителей зарядов  $\delta n(t)$ . С учетом этого ряд пропорций выражения (9) можно продолжить за счет относительных величин мгновенных значений определенным образом усредненных по объему образца (усреднение обозначено угловыми скобками) удельной проводимости, удельного сопротивления, подвижности и концентрации носителей заряда:

$$\delta u(t)/U = \delta R(t)/R = -\delta i(t)/I = -\delta g(t)/G = -\langle \delta\sigma(t)/\sigma \rangle = -\langle \delta\mu(t)/\mu \rangle = -\langle \delta n(t)/n \rangle. \quad (11)$$

Разработчик аппаратуры вправе из приведенного ряда выбрать важные, на его взгляд, пропорции, позволяющие записать требуемые (искомые) функции преобразования флуктуаций. Отметим, что составить их можно лишь на основе использования физического принципа мгновенности флуктуационных превращений. Это обязывает исключать из рассмотрения высокочастотные флуктуации. Однако для сред-

не- и низкочастотных флуктуационных процессов спектральные распределения взаимно преобразуемых величин должны быть одинаковыми.

В случае стационарных первичных флуктуаций к выражению (9) можно применить Фурье-анализ, и для спектральных плотностей  $G(f)$  соответствующих величин, обозначаемых индексами, можно записать:

$$G_u(f)/U^2 = G_i(f)/I^2 = G_R(f)/R^2 = G_g(f)/G^2. \quad (12)$$

Это менее значимое соотношение, чем (11). В то же время в научной литературе широко известно применяемое на практике эмпирическое соотношение Хуга [4, с. 483] для  $1/f$ -шумов

$$G_u(f)/U^2 = G_i(f)/I^2 = G_R(f)/R^2 = G_g(f)/G^2 = C_{1/f}/f, \quad (13)$$

где  $C_{1/f}$  — подбираемый коэффициент;  
 $f$  — частота.

Видно, что в (13) пропорции левой части совпадают с (12), хотя относятся к более узкому классу флуктуационных явлений. Они установлены эмпирическим путем, однако могут служить демонстрацией действия раскрытого выше физического принципа преобразований флуктуаций.

Для датчиков с нелинейными ВАХ выражение этого принципа должно быть скорректировано, учитывая справедливость функции преобразования (3).

$$\delta u(t)/U = \delta r(t)/r_d = -\delta i(t)/I = -\delta g(t)/g_d, \quad (14)$$

где  $g_d$  — крутизна ВАХ или дифференциальная проводимость;  
 $\delta r(t)$  — флуктуация сопротивления базы барьера.

Для нелинейных образцов еще далеко не все понятно и раскрыто. Требуются еще значительные усилия исследователей. Так, если для омических образцов спектральное распределение для всех параметров должно быть одним и тем же при всех уровнях смещения, то для датчиков с нелинейными ВАХ картина сложнее. При небольших смещениях в спектре флуктуаций напряжения присутствует больше высокочастотных составляющих, чем при больших смещениях.

\*\*\*

Таким образом, нами предложено описание физического принципа флуктуационных преобразований в датчиках, знание которого даст возможность разработчикам более надежно прогнозировать флуктуационные свойства и стабильность работы датчиков преобразования неэлектрических параметров в напряжении. Согласно ему, мгновенные значения относительных величин взаимно преобразуемых флуктуационных параметров равны между собой.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Головки А. Г. Преобразование низкочастотных флуктуаций электропроводности в датчиках с нелинейной ВАХ // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2003. — № 4. — С. 50—51.
2. Hooge F. N., Kleinpenning T. G. M., Vandamme L. K. J. Experimental studies of  $1/f$  noise // Rep. Prog. Phys. — 1981. — Vol. 44, N 5. — P. 479—532.
3. Головки А. Г., Головки Т. А. Новый флуктуационный закон для стационарных процессов переноса зарядов / Тр. междунар. семинара «Шумы и деградационные процессы в полупроводниковых приборах». — Московский энергетический институт. — 1998. — С. 264—268.
4. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1973.

Д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ, д. ф.-м. н. И. В. ГУЦУЛ

Украина, г. Черновцы, Институт термоэлектричества,  
Черновицкий национальный университет им. Ю. Федьковича  
E-mail: ilitvinchuk@mail.ru

Дата поступления в редакцию  
09.07 2003 г.

Оппонент д. ф.-м. н. З. Д. КОВАЛЮК  
(ИПМ НАНУ, г. Киев)

## ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ АНИЗОТРОПНОЙ ПЛАСТИНЫ С УЧЕТОМ ЕЕ ОПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ

*Решено двухмерное неоднородное уравнение теплопроводности, что позволяет проводить оценку предельных нагрузочных и прочностных параметров датчиков.*

При конструировании датчиков различных измерителей лучистой энергии определенным интерес представляют эффекты, возникающие в анизотропных средах, которые обуславливают, например, появление поперечной термо-эдс, вызванной анизотропией коэффициентов термо-эдс [1] и теплопроводности [2, с. 91]. Ее исследованию посвящен ряд работ, в которых на основе закона теплопроводности [3] при различных граничных условиях [4—6] получены распределения температуры и соответствующий им электрический потенциал анизотропных пластин.

Данная работа посвящена исследованиям двухмерного распределения температуры анизотропной пластины с учетом ее оптических свойств. Рассматривается анизотропная пластина в виде прямоугольного параллелепипеда размерами  $a \times b \times c$ , выполненная из материала, анизотропного по коэффициентам теплопроводности ( $\hat{\chi}$ ) и термо-эдс ( $\hat{\alpha}$ ). Тензор  $\hat{\chi}$  в лабораторной системе координат  $\{x, y, z\}$ , повернутой на угол  $\varphi$  в плоскости  $xOy$  относительно кристаллографической  $\{x', y', z'\}$ , имеет вид, описанный в [7].

На верхнюю грань пластины падает равномерный монохроматический лучистый поток плотностью  $q_0$ . Температура нижней грани  $T_0$  поддерживается с помощью термостата, выполненного из материала, оптический спектральный диапазон которого совпадает с диапазоном пропускания длин волн материала пластины. Боковые грани адиабатически изолированы.

Распределение температуры в объеме пластины находится из основного уравнения теплопроводности [3, с. 125], которое в приближении  $\chi_{11} > \chi_{12}$  и  $\chi_{22} > \chi_{21}$  для стационарного распределения температуры  $\partial T / \partial t = 0$  приобретает вид

$$\chi_{11} \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \chi_{22} \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + q_v = 0, \quad (1)$$

где  $q_v$  — количество тепла, которое выделяется внутренними источниками в единице объема за единицу времени, определяемое законом Бугера-Ламберта:

$$q_v = q_0 [\beta_1 e^{-\gamma(b-y)} + \beta_2 e^{-\gamma x}]. \quad (2)$$

Здесь  $\gamma$  — коэффициент оптического поглощения материала пластины, а постоянные величины  $\beta_1$  и  $\beta_2$  могут принимать значения 0 или 1.

Запишем уравнение (1) в виде, удобном для нахождения его решения:

$$\beta_0^2 \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{q_v}{\chi_{22}} = 0, \quad (3)$$

где

$$\beta_0^2 = \chi_{11} / \chi_{22}. \quad (4)$$

Граничные условия для уравнения теплопроводности (3) данной задачи имеют вид

$$\begin{aligned} \partial T / \partial x|_{x=0} = 0, \quad \partial T / \partial x|_{x=a} = 0, \\ T|_{y=0} = T_0, \quad \partial T / \partial y|_{y=b} = 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Функция  $\cos \lambda_n x$ , которая соответствует собственному значению  $\lambda_n = n\pi/a$  (где  $n=0, 1, 2, \dots$ ), — это собственная функция задачи Штурма-Лиувилля

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \lambda^2 U = 0, \quad \frac{\partial U}{\partial x} \Big|_{x=0} = 0, \quad \frac{\partial U}{\partial x} \Big|_{x=a} = 0. \quad (6)$$

Система  $\{\cos \lambda_n x\}_{n=0}^{\infty}$  — полная, замкнутая ортогональная система функций на отрезке  $[0, a]$ . Это позволяет ставить вопрос о разложении функции  $U(x)$  в ряд Фурье по этой системе.

Функция  $U(x)$ , по своему отображению [8, с. 8]

$$\hat{F}_n[U(x)] = \int_0^a U(x) \cos(\lambda_n x) dx = U_n, \quad (7)$$

носит название конечного прямого  $F_n$  интегрального косинус-преобразования Фурье, одновременно восстанавливается по правилу

$$U(x) = \hat{F}_n^{-1}[U_n] = \frac{1}{a} \sum_{n=0}^{\infty} \delta_n \cos(\lambda_n x), \quad (8)$$

где  $\delta_n = \begin{cases} 1, & n=0 \\ 2, & n=1, 2, \dots \end{cases}$ ,

и называется обратным  $\hat{F}_n^{-1}$  интегральным косинус-преобразованием Фурье [8, с. 83].

Используя к (5) и (6) оператор  $\hat{F}_n^{-1}$  по правилу (7), вследствие тождества

$$\hat{F}_n \left[ \beta_0^2 \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} \right] \equiv \int_0^a \beta_0^2 \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} \cos(\lambda_n x) dx = -\beta_0^2 \lambda_n^2 T_n(y), \quad (9)$$

где

$$T_n(y) = \int_0^a T(x, y) \cos(\lambda_n x) dx, \quad (10)$$

получим задачу построения решения уравнения:

$$\frac{d^2 T_n}{dx^2} - \beta_0^2 \lambda_n^2 T_n(y) = -f_n(y), \quad y \in (0, b); \quad (11)$$

$$f_n(y) = \frac{q_0 \gamma^a}{\chi_{22}} \int_0^a [\beta_1 e^{-\gamma(b-y)} + \beta_2 e^{-\gamma x}] \cos(\lambda_n x) dx \quad (12)$$

при граничных условиях

$$T_n|_{y=0} = T_{0n}; \quad (13)$$

$$T_{0n} = \int_0^a T_0 \cos(\lambda_n x) dx = \begin{cases} T_{0a}, & \text{при } n=0; \\ 0, & \text{при } n=1, 2, \dots; \end{cases}$$

$$dT_n / dy|_{y=b} = 0. \quad (14)$$

При  $n=0$  уравнение теплопроводности (11) приобретает вид

$$\frac{d^2 T_0(y)}{dy^2} = -\frac{q_0 \gamma}{\chi_{22}} \int_0^a [\beta_1 e^{-\gamma(b-y)} + \beta_2 e^{-\gamma x}] dx, \quad (15)$$

а граничные условия (13) и (14) можно записать так:

$$T_0(y)|_{y=0} = T_{0a}, \quad dT_0(y)/dy|_{y=b} = 0. \quad (16)$$

Для решения уравнения (15) с использованием условий (16) имеем выражение

$$T_0(y) = T_{0a} + \frac{q_0 \gamma}{\chi_{22}} \left\{ \beta_1 \frac{e^{-\gamma b}}{\gamma} + \left[ \beta_1 + \beta_2 \frac{b}{a} (1 - e^{-\gamma a}) \right] y - \beta_1 \frac{e^{-\gamma(b-y)}}{\gamma} - \beta_2 \frac{1 - e^{-\gamma a}}{2a} y^2 \right\}. \quad (17)$$

Общее решение уравнения (11) будем искать в виде общего решения однородного и частного решения неоднородного уравнения:

$$T_n(y) = T_n^{\text{одн.}}(y) + T_n^{\text{неодн.}}(y). \quad (18)$$

Общее решение можно представить в следующем виде:

$$T_n^{\text{одн.}}(y) = C_{1n} \text{ch}(\beta_0 \lambda_n y) + C_{2n} \text{sh}(\beta_0 \lambda_n y). \quad (19)$$

Поскольку правая часть уравнения (11) определяется соотношением (12), принимающим после интегрирования вид

$$f_n(y) = \beta_2 \frac{q_0 \gamma^2}{\chi_{22}} \frac{1 - (-1)^n e^{-\gamma a}}{\lambda_n^2 + \gamma^2}, \quad (20)$$

и является постоянной величиной, то для частного решения получаем:

$$T_n^{\text{неодн.}}(y) = \beta_2 \frac{q_0 \gamma^2}{\chi_{22}} \frac{1 - (-1)^n e^{-\gamma a}}{\beta_0^2 \lambda_n^2 (\lambda_n^2 + \gamma^2)}. \quad (21)$$

Коэффициенты  $C_{1n}$  и  $C_{2n}$  определяем после подстановки (19) и (21) в выражение (18), учитывая граничные условия

$$T_n|_{y=0} = 0, \quad dT_n / dy|_{y=b} = 0. \quad (22)$$

В результате общее решение уравнения (11) при  $n > 0$  принимает следующий вид:

$$T_n(y) = \beta_2 \frac{q_0 \gamma^2}{\chi_{22}} \frac{1 - (-1)^n e^{-\gamma a}}{\beta_0^2 \lambda_n^2 (\lambda_n^2 + \gamma^2)} \left\{ 1 - \frac{\text{ch}[\beta_0 \lambda_n (b - y)]}{\text{ch}(\beta_0 \lambda_n b)} \right\}. \quad (23)$$

Применяя обратное интегральное косинус-преобразование Фурье (8) к общему решению неоднородного дифференциального уравнения (11), получим:

$$T(x, y) = \hat{F}_n^{-1}[T_n(y)] = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} \delta_n T_n(y) \cos(\lambda_n x) = \frac{1}{2} T_0(y) + \frac{2}{a} \sum_{n=1}^{\infty} T_n(y) \cos(\lambda_n x). \quad (24)$$

Подставляя (17) и (23) с учетом (4) в (24), получим выражение для распределения температуры анизотропной пластины:

$$T(x, y) = T_0 + \frac{q_0}{\chi_{22}} \left\{ \beta_1 \frac{e^{-\gamma b}}{\gamma} + \left[ \beta_1 + \beta_2 \frac{b}{a} (1 - e^{-\gamma a}) \right] y - \beta_1 \frac{e^{-\gamma(b-y)}}{\gamma} - \beta_2 \frac{1 - e^{-\gamma a}}{2a} y^2 \right\} + \frac{2q_0 \gamma^2}{\alpha \chi_{11}} \beta_2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n e^{-\gamma a}}{\lambda_n^2 (\lambda_n^2 + \gamma^2)} \times \left[ 1 - \frac{\text{ch} \left[ \frac{\chi_{11}}{\chi_{22}} \lambda_n (b - y) \right]}{\text{ch} \left[ \frac{\chi_{11}}{\chi_{22}} \lambda_n b \right]} \right] \cos(\lambda_n x). \quad (25)$$

Из (25) следует, что распределение температуры  $T(x, y)$  имеет сложную нелинейную зависимость от координат  $x, y$  и, кроме этого, зависит как от анизотропии теплопроводности, так и от оптических свойств материала пластины.

При  $\beta_1=1$  и  $\beta_2=0$ , согласно (25), в пластине возникает одномерное распределение температуры [7], при котором величина поперечной термоэлектродвижущей силы  $\epsilon$  зависит только от коэффициента термо-эдс  $a_{12}$ . В случае двумерного распределения температуры величина  $\epsilon$  будет зависеть также от коэффициента термо-эдс  $a_{11}$ , что, в свою очередь, приведет к ее увеличению по сравнению с [7].

В заключение отметим, что результаты проведенных исследований позволили уточнить прочностные и надежностные характеристики оптикотермоэлектрических датчиков и решить проблему создания измерителя лучистой энергии высокой интенсивности.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Tomson W. On thermoelectric currents in linear conductors of crystallintidiens // Math. Phys. Papers.— 1882.— N1.— P. 266—273.
2. Kohler M. Dependence of thermoelectric phenomena from crystalline orientation // Annal. Phys.— 1941.— Т. 40, N 13.
3. Лыков А. В. Теория теплопроводности.— М.: Высшая школа, 1967.
4. Слипченко В. Н., Снарский А. А. Влияние анизотропии теплопроводности на поперечную термоЭДС // ФТП.— 1974.— Вып. 8.— С. 2010.
5. Снарский А. А. ЭДС термоэлементов, использующих анизотропию термоЭДС. 1. Анизотропные термоэлементы прямоугольной формы // ФТП.— 1977.— Т. 11, вып. 10.— С. 2053—2055.
6. Ащеулов А. А., Великов А. Б., Раренко А. И. Поперечная термоЭДС, обусловленная анизотропией теплопроводности // УФЖ.— 1993.— Т. 38, вып. 8.— С. 1226—1231.
7. Ащеулов А. А., Гуцул І. В., Раренко А. І. Електрорушійна сила і коефіцієнт корисної дії анізотропного термоелемента у випадку врахування анізотропії коефіцієнтів термоЕРС і теплопровідності // УФЖ.— 1997.— Т. 42, вип. 6.— С. 698—701.
8. Ленюк М. П. Интегральные преобразования с раздельными переменными (Фурье-Ханкеля).— Киев, 1983. (Препр. / АН УССР, Ин-т математики: 83,4).

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

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

Дата поступления в редакцию  
01.07 2003 г.

Оппонент д. ф.-м. н. З. Д. КОВАЛЮК  
(ЧФ ИПМ НАНУ, г. Черновцы)

## КАМЕРА ТЕПЛА И ХОЛОДА ДЛЯ ИЗДЕЛИЙ ФОТОЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

*Камера предназначена для измерения фотоэлектрических параметров и исследования надежностных характеристик изделий на этапе их разработки и производства.*

При разработке и производстве компонентов электронной техники для исследования их в диапазоне температур от  $-60$  до  $+120^{\circ}\text{C}$  используются различные термокамеры и термостаты. При этом точность поддержания температуры в указанном диапазоне составляет менее  $1-2^{\circ}\text{C}$ , а полезный объем — от одного до нескольких десятков  $\text{дм}^3$  [1, с. 249].

Применительно к различным приемникам лучистой энергии (ПЛЭ) — фоторезисторам, фотодиодам, фототранзисторам, фотоприемным устройствам также требуется испытательное оборудование, в частности, камеры тепла и холода. При этом ПЛЭ необходимо располагать в зоне воздействия отрицательных или положительных температур, а источник излучения лучистой энергии — вне камеры.

Целью данной работы является разработка камеры тепла и холода (КТХ), предназначенной для измерения фотоэлектрических параметров ПЛЭ и исследования надежностных характеристик в заданном диапазоне температур (от  $-60$  до  $+100^{\circ}\text{C}$ ) в условиях нормальной или пониженного атмосферного давления.

На рис. 1 приведена блок-схема разработанной КТХ. Камера при полезном объеме  $55 \text{ дм}^3$  содержит ряд технологических отверстий для ввода в объем КТХ элементов контроля и приспособлений, необходимых для обеспечения требуемых рабочих режимов испытуемых ПЛЭ. На передней стенке КТХ расположены дверцы со смотровым окном, на боковых стенках имеются отверстия со специальными рукавами для ввода рук испытателя в объем камеры. Внутри камеры расположены полки 4 для установки партии исследуемых ПЛЭ, приставка-манипулятор, вакуумный гермоблок 3 с полезным объемом  $12 \text{ дм}^3$ , узел охлаждения до  $-60^{\circ}\text{C}$  6 и вентилятор 5 для перемешивания воздуха или паров азота в объеме камеры.

Разогрев внутреннего объема камеры до  $100^{\circ}\text{C}$  осуществляется специальным нагревателем 7, изготовленным из нихромовой проволоки и размещенным в трубке  $\varnothing 12 \text{ мм}$  из кварцевого стекла. При работе КТХ в режиме охлаждения внутренний объем камеры заполняется парами жидкого азота, подавае-

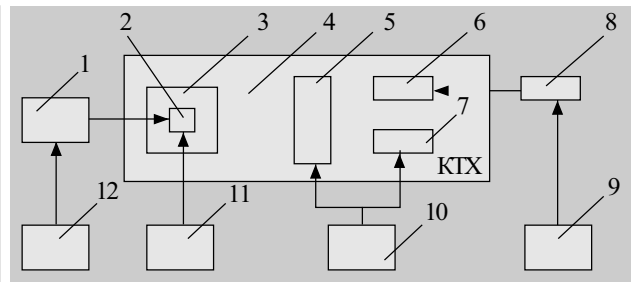


Рис. 1. Блок-схема КТХ:

1 — излучатель лучистой энергии; 2 — испытуемые ПЛЭ; 3 — вакуумный гермоблок; 4 — полка для загрузки ПЛЭ; 5 — вентилятор; 6 — узел охлаждения; 7 — узел нагрева; 8 — испаритель жидкого азота; 9 — сосуд Дьюара; 10 — блок управления камерой; 11 — вакуумный насос; 12 — блок питания излучателя

мого из сосуда Дьюара через азотный питатель. Передача тепла и холода исследуемому изделию осуществляется конвекцией, равномерность температуры по объему камеры достигается с помощью вентилятора.

В зависимости от типа исследуемых ПЛЭ КТХ может содержать следующие источники лучистой энергии:

- опико-электронный излучатель (ОЭИ);
- источник типа А или Б;
- абсолютно черное тело (АЧТ).

Опико-электронный излучатель состоит из светоизлучающего диода с соответствующей длиной волны излучения, полупроводникового усилителя кратковременных ( $10^{-6}$ – $10^{-8}$  с) импульсов и оптической системы, позволяющей устанавливать различное фокусное расстояние от излучателя до ПЛЭ. Ввод излучения светодиода в объем КТХ осуществляется через теплозаграждающий узел на смотровом окне камеры. ОЭИ, в свою очередь, размещен на координатном столике, который осуществляет необходимые перемещения его по осям X, Y и Z.

Излучение от источников типа А, Б и АЧТ вводится в объем камеры через отверстие, находящееся на дне корпуса камеры. Абсолютно черное тело может задавать необходимую температуру излучения в диапазоне от  $50$  до  $1000^{\circ}\text{C}$  с погрешностью  $\leq 1^{\circ}\text{C}$  и снабжено набором легко сменяемых диафрагм с калиброванными отверстиями. Нагрев излучателя АЧТ осуществляется нихромовым нагревателем, а поддержание заданного значения температуры — соответствующим электронным регулятором.

## НОВОЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

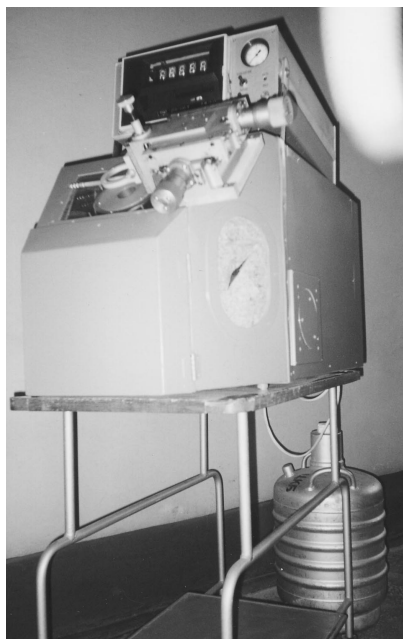


Рис. 2. Камера тепла и холода

На внутренней боковой стенке КТХ имеется лампа накаливания и тумблер внутреннего освещения. Температура внутри камеры измеряется платиновым термометром сопротивления, а ее регулирование осуществляется прибором А566-03-55, который расположен в блоке управления.

### Технические характеристики КТХ

Диапазон изменения температуры в камере, °С	-60...+100
Время достижения предельных температур, мин	≤60

Неравномерность распределения температуры в камере, °С	≤2
Погрешность измерения температуры, °С	≤1
Полезный объем камеры, дм <sup>3</sup>	55
Полезный объем гермоблока, дм <sup>3</sup>	12
Скорость циркуляции воздуха в камере, м/с	≥5
Расход жидкого азота, л/ч	3,5
Напряжение питания	сеть 220 В, 50 Гц
Потребляемая мощность, ВА	700
Габаритные размеры	950×482×680 мм
Масса, кг	90

Преимущества разработанной КТХ состоят в следующем:

- возможность измерения параметров ПЛЭ в широком диапазоне температур при нормальном или пониженном атмосферном давлении;
- возможность поместить КТХ с испытуемыми ПЛЭ непосредственно на измерительную установку, что очень важно для обеспечения устойчивости функционирования испытуемого изделия;
- простота и надежность КТХ.

Предлагаемый вариант КТХ (рис. 2) используется на различных этапах разработок и производства приемников лучистой энергии. Опыт использования камеры показал, что она полностью отвечает требованиям к оборудованию этого класса, а испытания и измерение фотоэлектрических параметров ПЛЭ в условиях широкого диапазона температур при нормальном или пониженном атмосферном давлении значительно повышает надежность их функционирования.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Аронов В. Л., Федотов Я. А. Испытание и исследование полупроводниковых приборов.— М.: Высшая школа, 1975.

## ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

РОССИЯ, МОСКВА  
СК "ОЛИМПИЙСКИЙ"

**Electrontech expo**

ЭлектронТехЭкспо

МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО  
ОБОРУДОВАНИЯ И МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА  
ИЗДЕЛИЙ ЭЛЕКТРОННОЙ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ  
ПРОМЫШЛЕННОСТИ

[www.primexpo.ru/electrontech](http://www.primexpo.ru/electrontech)

18-21 мая  
2004

Тел.: +7(812)380-6007  
380-6003, 380-6000

Факс: +7(812)380-6001  
e-mail: [electron@primexpo.ru](mailto:electron@primexpo.ru)

К. т. н. В. И. ЗОЛОТАРЕВСКИЙ, Л. И. САМОТОВКА,  
Ю. Д. МАЗАЛЕЦКИЙ, Б. А. БАЛАЙ, Е. С. ТОВМАЧ,  
А. Ф. ВОЩИНКИН

Украина, г. Киев, НИИ микроприборов  
E-mail: sapon@carrier.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
21.02 2003 г.

Оппоненты к. т. н. В. П. СИДОРЕНКО  
(НИИ микроприборов, г. Киев),  
к. т. н. К. Я. МАМЕДОВ (ОНПУ, г. Одесса)

## КМОП ИС ЗАДАЮЩЕГО ГЕНЕРАТОРА С КВАРЦЕВОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ЧАСТОТЫ

*Отечественный задающий генератор с кварцевой стабилизацией частоты по электрическим параметрам и конструкции не уступает импортным образцам.*

При построении электронных цифровых устройств (вычислительных, управляющих) используются задающие тактовые генераторы электрических сигналов, которые синхронизируют работу всех цифровых блоков устройства [1]. Основными требованиями, предъявляемыми к таким генераторам, являются широкий диапазон генерируемых частот, стабильность выбранной частоты, симметрия положительных и отрицательных импульсов на уровне половинного выходного напряжения, выходной сигнал, совместимый с ТТЛ и КМОП, малое время нарастания и спада выходного напряжения, широкий диапазон напряжения питания (2,5—5 В) при небольшом токе потребления, возможность управления функцией трех состояний выходного каскада.

В настоящей работе приводятся результаты проектирования КМОП ИС задающего генератора с кварцевой стабилизацией частоты. При проектировании кристалла (чипа) такого генератора вышеприведенные требования являются исходными для выбора конструкции МДП-элементов блоков задающего генератора (рис. 1).

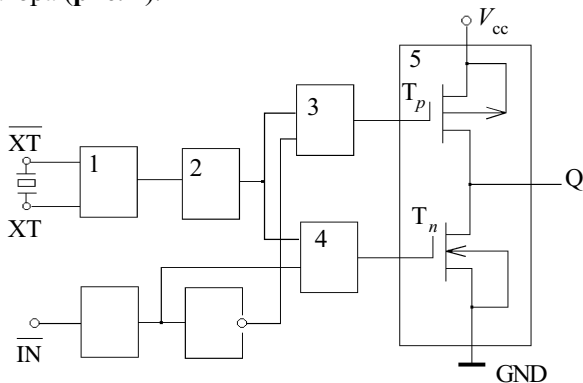


Рис. 1. Блок-схема КМОП ИС задающего генератора: 1 — собственно генератор; 2 — формирователь импульсов прямоугольной формы; 3, 4 — формирователи управляющих сигналов  $p$ - и  $n$ -канальных транзисторов выходного каскада; 5 — выходной каскад; XT и  $\overline{XT}$  — выводы для подключения пьезоэлемента; IN — вывод управления функцией трех состояний выходного каскада; Q — выход генератора;  $V_{cc}$  — напряжение питания; GND — общий вывод

Выходной каскад задающего генератора состоит из двух последовательно соединенных МДП-транзисторов разного типа проводимости. В режиме генерации на затворы этих транзисторов из блоков 3 и 4 синхронно поступают управляющие сигналы одинаковой полярности и амплитуды. При поступлении на вывод IN сигнала низкого уровня (лог. 0) на затворе  $p$ -канального транзистора  $T_p$  установится высокий уровень ( $U_{cc}$ ) напряжения, а на затворе  $n$ -канального транзистора  $T_n$  — низкий уровень (GND) напряжения. Транзисторы будут закрыты, и генерации на выходе не будет.

Одним из важнейших параметров генератора, который зависит от условий проектирования (т. е. выбора проектных норм) практически всех блоков задающего генератора, является равенство длительностей импульса и паузы на выходе генератора Q.

Коэффициент симметрии ( $K_c$ ) равен отношению длительности импульса к длительности периода этих импульсов, т. е.

$$K_c = \frac{\tau_n}{\tau_n + \tau_p} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_p}{\tau_n}} = \frac{1}{2} \text{ при } \tau_n = \tau_p,$$

где  $\tau_n, \tau_p$  — длительность соответственно импульса и паузы на выходе генератора.

Предельно допустимый уход коэффициента симметрии не должен превышать 10%, а типовая величина ухода, как правило, не превышает 5%.

Выбор геометрических размеров (удельная крутизна  $\beta$ ) МДП-транзисторов зависит от величины емкости нагрузки, на которую должен работать генератор [2].

Из равенства токов заряда и разряда емкости нагрузки легко получить, что

$$\beta_p = (W/L)_p = \mu_n / \mu_p (W/L)_n,$$

где  $(W/L)_p, (W/L)_n$  — удельная крутизна  $p$ - и  $n$ -канальных транзисторов, соответственно;

$W, L$  — ширина и длина каналов транзисторов, соответственно;

$\mu_n$  — подвижность электронов в канале  $n$ -канального транзистора;

$\mu_p$  — подвижность дырок в канале  $p$ -канального транзистора.

Очевидно, что при равенстве длины каналов транзисторов  $L_p = L_n$  нагрузочная емкость формирователя 3 в  $\mu_n / \mu_p$  раз больше нагрузочной емкости формирователя 4. Для обеспечения необходимой симметрии

импульсов выходного сигнала формирователи 3 и 4 должны быть спроектированы с учетом этого соотношения емкостей.

Электрическая схема собственно генератора показана на рис. 2, а.

Для установления рабочей точки генератора инвертор на транзисторах Т3 и Т4 охвачен обратной связью по постоянному напряжению и высокой частоте через два МДП-транзистора *n*- и *p*-типа проводимости с низкой удельной крутизной ( $R_{oc}$ ) (точка А на передаточной характеристике инвертора, рис. 2, б). Геометрические размеры элементов топологии транзисторов Т3 и Т4 выбирают исходя из равенства токов, протекающих через них в режиме  $U_{X1} = U_{X\bar{T}}$ , т. е.  $I_{cp} = I_{cn}$ , где  $I_{cp}$  — ток стока *p*-канального транзистора,  $I_{cn}$  — ток стока *n*-канального транзистора. Для достижения высокой чувствительности инвертора к изменению входного напряжения в режиме генерации необходимо, чтобы на его выходе было установлено напряжение, равное  $U_{cc}/2$ , т. е.  $U_{X1} = U_{X\bar{T}} = U_{cc}/2$  (см. рис. 2, б).

Поскольку  $U_{зир} - U_{op} < U_{сир}$  и  $U_{зип} - U_{он} < U_{син}$ , а  $U_{сир} = U_{син} = U_{cc}/2$ , то токи через *p*- и *n*-канальный транзисторы можно представить такими зависимостями [2, с. 76]:

$$I_{cp} = \frac{\beta_p}{2} (U_{зир} - U_{op})^2;$$

$$I_{cn} = \frac{\beta_n}{2} (U_{зип} - U_{он})^2,$$

где  $U_{зир}$ ,  $U_{op}$  — соответственно напряжение затвор-исток и пороговое напряжение *p*-канального транзистора;

$U_{зип}$ ,  $U_{он}$  — соответственно напряжение затвор-исток и пороговое напряжение *n*-канального транзистора;

$\beta_p$ ,  $\beta_n$  — удельная крутизна транзисторов *p*- и *n*-типа, соответственно.

Из равенства токов  $I_{cp}$  и  $I_{cn}$  легко получить выражение для  $U_{X1}$ :

$$U_{X1} = \frac{U_{cc} - U_{op} + kU_{он}}{k + 1},$$

где  $k = \sqrt{\beta_n/\beta_p}$ .

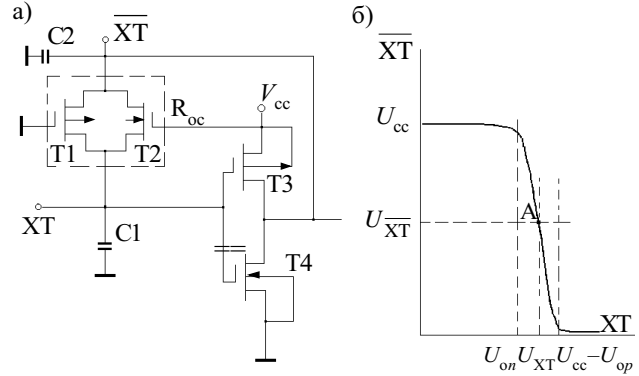


Рис. 2.

а — схема электрическая собственно генератора; б — передаточная характеристика инвертора

Из условия, что  $U_{X1} = U_{cc}/2$ , получим выражение для  $k$ , т. е.

$$k = \frac{U_{cc} - 2U_{op}}{U_{cc} - 2U_{он}}.$$

Нетрудно видеть, что  $k=1$  при равенстве пороговых напряжений *p*- и *n*-канальных транзисторов инвертора. В этом случае  $\beta_p = \beta_n$ , или  $W_p = (\beta_n/\beta_p)W_n$ , где  $W_p$  и  $W_n$  — ширина каналов *p*- и *n*-канальных транзисторов, соответственно.

Выполненные на кристалле конденсаторы С1 и С2 вместе с подключенным к выводам ХТ и ХТ пьезорезонатором обеспечивают генерацию сигнала, близкого по форме к синусоиде, на основной частоте пьезорезонатора.

Импульсы прямоугольной формы, сформированные блоком 2 (рис. 1), синхронно поступают на блоки 3 и 4, проектные нормы которых должны обеспечивать идентичность задержек и малую величину фронта и спада управляющих сигналов на выходе этих блоков.

Таблица 1

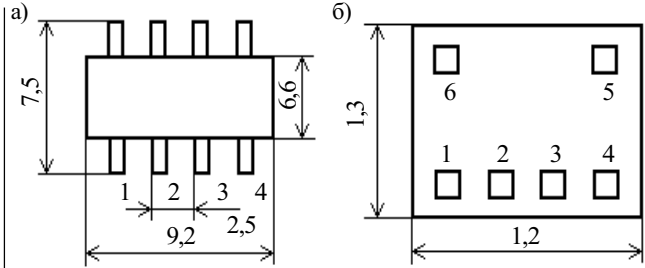
Основные электрические параметры КМОП ИС

Параметр	Единица измерения	Обозначение	Норма	
			Не менее	Не более
1. Выходное напряжение высокого уровня $I_{он}=16$ мА, $U_{cc}=5$ В	В	$U_{OH}$	$U_{cc}-0,5$	
2. Выходное напряжение низкого уровня $I_{оL}=16$ мА, $U_{cc}=5$ В	В	$U_{OL}$		0,4
3. Входной ток низкого уровня по выводу $\overline{IN}$	мкА	$I_{IL}$	5	80
4. Выходной ток утечки в состоянии «выключено»	мкА	$I_{OLZ}$	-10	10
5. Ток потребления $C_L=15$ пФ	мА/МГц	$I_{CC}$		0,6
6. Время нарастания и спада выходного напряжения $U_{cc}=5$ В, $C_L=20$ пФ	нс	$t_{H(C)}$		5
7. Время задержки распространения сигнала при переходе из состояния высокого или низкого уровня в состояние «выключено» $U_{cc}=5$ В, $C_L=20$ пФ	нс	$t_{P(HZ/LZ)}$		10
8. Время задержки распространения сигнала при переходе из состояния «выключено» в состояние высокого или низкого уровня	нс	$t_{P(ZH/ZL)}$		15

Примечание.  $I_{он}$  — ток, протекающий через транзистор  $T_p$  (см. рис. 1) и сопротивление нагрузки, подключенное к выходу генератора Q;  $I_{оL}$  — ток, протекающий через транзистор  $T_n$  (см. рис. 1) и сопротивление нагрузки, подключенное к источнику питания  $V_{cc}$ ;  $C_L$  — емкость нагрузки (см. рис. 3).

Таблица 2  
Предельно допустимые электрические параметры КМОП ИС

Параметр, единица измерения	Обозначение	Предельно допустимый режим	
		Не менее	Не более
1. Напряжение питания, В	$U_{cc}$	3,0	5,5
2. Входное напряжение высокого уровня по выводу $\overline{IN}$ , В	$U_{IH}$	2,2	5,5
3. Входное напряжение низкого уровня по выводу $\overline{IN}$ , В	$U_{IL}$	-0,5	0,8
4. Частота генерации на 1-й гармонике пьезорезонатора, МГц	$f_g$	3	50
5. Симметрия импульсов, $1/2U_{cc}$			55/45%
6. Емкость нагрузки, пФ	$C_L$		30
7. Выходной ток, мА	$I_O$		16



Номер вывода		Наименование вывода	Буквенное обозначение
Корпус	Кристалл		
1	1	Разрешение выхода	$\overline{IN}$
2	2	Выходы для подключения пьезоэлемента ВQ	XТ
3	3		$\overline{XТ}$
4	4	Общий	0V
5	5	Выход	Q
8	6	Вывод питания	$U_{cc}$

Рис. 4. Конструктивное исполнение ИС:

а — для поставки в 8-выводном корпусе типа DIP; б — для поставки кристаллов в пластинах (размер контактных площадок 120×120 мкм)

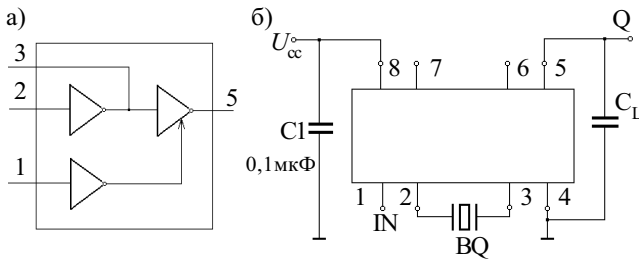


Рис. 3. КМОП ИС задающего генератора:

а — схема функциональная; б — схема включения в 8-выводном корпусе

С учетом вышеприведенных условий и выбранных проектных норм спроектирована КМОП ИС задающего генератора с кварцевой стабилизацией частоты Б5701ГП-02 с электрическими параметрами, приведенными в табл. 1 и 2. КМОП ИС сохраняет работоспособность после воздействия температур от -60°С до +125°С.

Функциональная схема КМОП ИС задающего генератора и схема его включения приведены на рис. 3. Конструктивное исполнение ИС представлено на рис. 4.

Таким образом, на смену импортным образцам задающих генераторов с кварцевой стабилизацией частоты приходит отечественный, который по электрическим параметрам и конструкции не уступает импортным образцам.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Букреев И. Н., Мансуров Б. М., Горячев В. И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств.— М.: Сов. радио, 1975.
2. Кроуфорд Р. Схемные применения МОП-транзисторов.— М.: Мир, 1970.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

**Федоров Н. Д. (под ред.). ЭЛЕКТРОННЫЕ, КВАНТОВЫЕ ПРИБОРЫ И МИКРОЭЛЕКТРОНИКА.— М.: Радио и связь, 2002.— 560 с.**

Изложены принципы действия, основные физические процессы, характеристики, параметры и модели основных полупроводниковых приборов (диоды, биполярные и полевые транзисторы, тиристоры) и электровакуумных приборов (лампы, электронно-лучевые трубки), а также полупроводниковых и электровакуумных приборов сверхвысоких частот (транзисторы, диоды Ганна, лавинно-пролетные диоды, клистроны, лампы бегущей волны). Даются сведения по квантовым приборам СВЧ и приборам оптического диапазона.

Для студентов вузов связи и информатики и радиотехнических факультетов вузов.

Учебное пособие для вузов.



К. т. н. В. П. СИДОРЕНКО, А. Ю. КИЗЯК,  
к. т. н. Ю. Е. НИКОЛАЕНКО

Украина, г. Киев, НИИ микроприборов  
E-mail: nikol@industry.gov.ua

Дата поступления в редакцию  
16.01 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. А. А. ЕВТУХ  
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

## ВЛИЯНИЕ КРЕМНИЕВОЙ ПОДЛОЖКИ НА ПРОБИВНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ РАЗВЕТВЛЕННОГО $n^{++}-p^+$ -ПЕРЕХОДА

*Приведены экспериментальные результаты и рассмотрены возможности их практического использования в технологии изготовления СБИС.*

В рамках разработки БИС на кремниевой подложке для электронных пластиковых карт с предварительной оплатой предусматривается возможность при необходимости проводить дальнейшее улучшение ее параметров [1, 2]. В качестве базовой ячейки памяти для такой БИС принят элемент FLOTOX, обладающий целым рядом преимуществ по сравнению с другими типами ячеек памяти, которые используются в электрически программируемых постоянных запоминающих устройствах (ЭППЗУ) [2].

В ЭППЗУ с FLOTOX-ячейкой памяти, а также в некоторых других типах БИС, возможно наличие в схеме напряжений  $\geq 20$  В. В связи с этим необходимо, чтобы пробивное напряжение разветвленного неуправляемого  $n^{++}-p^+$ -перехода было не менее 21 В (см. рис. 1, где стрелками показана область пробоя, исследуемая в данной работе).

Здесь Si-poly — поликремниевый затвор;

LOCOS — окисная изоляция;

$n^{++}$  — диффузионные области сток/исток и диффузионная шина;

$x_j$  — глубина диффузионной области сток/исток и диффузионной шины;

$p^+$  — диффузионные области подлегирования под окисной изоляцией;

p-Si (100) — кремниевая подложка.

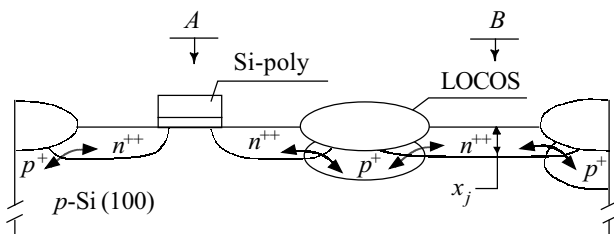


Рис. 1. Схематическое изображение сечения транзисторной структуры (A) и диффузионной шины (B)

Пробивное напряжение резкого  $n^{++}-p^+$ -перехода определяется полуэмпирическим выражением [3, с. 111]

$$V_B \cong 60 \left( \frac{E_g}{1,1} \right)^{3/2} \cdot \left( \frac{N_B}{10^{10}} \right)^{-3/4}, \quad (1)$$

где  $E_g$  — ширина запрещенной зоны кремния при комнатной температуре, эВ;

$N_B$  — концентрация примеси в слаболегированной области.

Однако данное выражение определяет “собственный” пробой  $n^{++}-p^+$ -перехода и не учитывает влияние на него дефектов в кремниевой подложке. Вместе с тем известно [4], что структурные несовершенства, или дефекты (точечные дефекты, дислокации и т. д.), присущие полупроводниковым твердым телам, вызывают существенные изменения их электрических свойств. Применительно к технологии изготовления БИС и сверхбольших интегральных схем (СБИС) величина их влияния зависит от уровня технологии, который определяется минимальными топологическими размерами элементной базы интегральной схемы (например, глубина  $n^{++}-p^+$ -перехода, длина канала и т. д.). Кислород попадает в кристалл в процессе выращивания при очень высоких температурах ( $\sim 1420^\circ\text{C}$ ) [5]. Концентрация  $\text{O}_2$  в кремнии, выращенном по методу Чохральского, достаточно высока и обычно составляет  $(0,5 \pm 2,0) \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ . При изготовлении БИС ЭППЗУ в ситуациях, когда температуры близки к  $1000^\circ\text{C}$ ,  $\text{O}_2$  находится в перенасыщенном состоянии, что способствует выпадению  $\text{O}_2$  с образованием дефектов. Наличие же дефектов в приповерхностной области, где формируются активные элементы БИС (транзисторы, сопротивления, емкости), может приводить к деградации характеристик элементов. Например, размер дислокации либо кислородного кластера может достигать от 0,5 до 10 мкм. При  $x_j < 1$  мкм глубина диффузионного перехода и размер дефекта сравнимы, что может привести к снижению пробивного напряжения в месте наличия дефекта.

В настоящей работе рассматривается влияние атомов кислорода, углерода в кремниевой подложке (приводящих к образованию дефектов), а также микродефектов, имеющих в исходной пластине, на пробивное напряжение разветвленного неуправляемого  $n^{++}-p^+$ -перехода.

### Изготовление экспериментальных образцов и измерения

В качестве подложки использовался кремний КДБ-40/100, выращенный по методу Чохральского. На кремниевой подложке формировались  $n^{++}-p^+$ -переходы большой площади и большого периметра ( $S=10,5 \text{ мм}^2$ ,  $P=2,07 \text{ м}$ ).

Технологический маршрут формирования неуправляемого  $n^{++}-p^+$ -перехода соответствовал сокращенному варианту технологии изготовления БИС с проектными нормами 3 мкм для схем ЭППЗУ с ячейкой памяти типа FLOTOX, но с сохранением всех термических процессов. Он включал в себя следующие технологические операции.

На исходной пластине КДБ-40/100 выращивался окисный слой  $\sim 50$  нм, на который осаждался нитрид кремния  $\text{Si}_3\text{N}_4$  толщиной  $\sim 150$  нм. Методами фотолитографии и плазмохимического травления пленок  $\text{SiO}_2$  и  $\text{Si}_3\text{N}_4$  создавались активные и пассивные области. Ионным легированием энергией 100 кЭв и дозой 3 мкКул/см<sup>2</sup> подлегировались области пассивного поля (рис. 1,  $p^+$ -области). После ионного легирования над этими областями при температуре 1000°C выращивался толстый окисел (LOCOS) толщиной 1,3 мкм, который служит изоляцией между активными элементами интегральной схемы. Так как активные элементы (транзисторы) в исследуемой структуре отсутствовали из-за неостребованности, последующие технологические операции (до создания активных  $n^{++}$ -областей) включали только термические процессы (туннельное окисление, окисление под затвор и отжиги), сопутствующие созданию активных элементов. Диффузионные  $n^{++}$ -области создавались ионным легированием мышьяка энергией 100 кЭв и дозой 1000 мкКул/см<sup>2</sup>. Структура  $n^{++}-p^+$ -перехода на этом этапе его создания представлена на рис. 1, В.

Последующие технологические операции, такие как осаждение и оплавление межслойной изоляции, создание контактных окон, формирование металлической разводки с последующим отжигом в водороде при температуре 450°C, завершали процесс создания экспериментальных образцов. Глубина диффузионной  $n^{++}$ -области ( $x_j$ ) составила в конце технологического маршрута  $\sim 0,6$  мкм.

Концентрация кислорода и углерода определялась методом ИК-спектроскопии. Плотность микродефектов оценивалась методом оптической микроскопии и селективного травления пластины. Измерения концентрации примесей кислорода, углерода и микродефектов проводились на исходных пластинах. Содержание кислорода изменялось от  $4,8 \cdot 10^{17}$  до  $8,5 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup>,

углерода — от  $2 \cdot 10^{16}$  до  $6 \cdot 10^{16}$  см<sup>-3</sup>, микродефектов — от  $10^4$  до  $10^5$  см<sup>-3</sup>.

Измерение пробивного напряжения проводилось на уровне тока  $10^{-6}$  А с помощью ПНХТ Л2-57. На каждой пластине измерялось пробивное напряжение  $n^{++}-p^+$ -переходов не менее чем на 50 модулях, группа из близких по дефектно-примесным характеристикам пластин состояла из 5—6 пластин. Снималась карта распределения пробивных напряжений на всех модулях в пределах пластины.

По результатам измерений были построены гистограммы распределения пробивного напряжения неуправляемого  $n^{++}-p^+$ -перехода, а также зависимости  $\ln(-\ln(1-f_i))$  от  $V_B$ , где  $f_i$  — общий процент пробоев, по  $i$ -е значение величины пробоя, включительно [6, 7].

### Экспериментальные результаты и обсуждение

На рис. 2 представлены гистограммы, показывающие влияние атомов кислорода на пробивное напряжение неуправляемого  $n^{++}-p^+$ -перехода. На гистограммах видно наличие нескольких характерных областей в распределении напряжения пробоя. Пробои до 6 В обуславливают так называемую область “нулевых” пробоев. (В данной работе мы просто констатируем ее наличие либо отсутствие, без анализа причин ее появления.) Интервал напряжений пробоя 6—14 В называется областью “дефектного” пробоя, а интервал напряжений пробоя  $\sim 14$ —24 В называется областью “микродефектного” пробоя. Дефектный пробой обусловлен дефектами, размер которых больше или соизмерим с размером (глубиной) диффузионной области либо пространственного заряда  $n^{++}-p^+$ -перехода. Микродефектный пробой обусловлен микродефектами, размер которых должен быть меньше, чем размер диффузионной области либо области пространственного заряда  $n^{++}-p^+$ -перехода. Область напряжений пробоя больше 24 В называется областью “собственного” пробоя. Напряжение пробоя в данной области определяется по формуле (1).

Из рис. 2 видно, что если концентрация атомов кислорода в подложке равна  $4,8 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup>, то мода распределения пробивного напряжения находится в области “собственного” пробоя  $n^{++}-p^+$ -перехода (24—30 В). Изменение концентрации кислорода приблизительно в два раза приводит к резкому смеще-

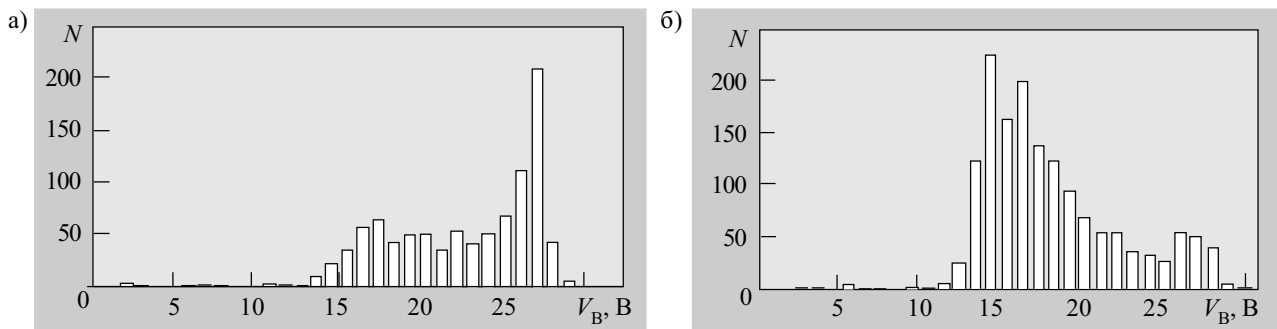


Рис. 2. Гистограмма распределения пробивного напряжения неуправляемого  $n^{++}-p^+$ -перехода для пластин кремния с разной концентрацией кислорода  $\text{O}_2$  ( $N_{\text{O}_i}$ ): а —  $N_{\text{O}_i} = 4,8 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup> (объем выборки: 959 измерений по 7 пластинам); б —  $N_{\text{O}_i} = 8,5 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup> (объем выборки: 1527 измерений по 9 пластинам)

нию моды распределения пробивного напряжения в область “дефектного” и “микродефектного” пробоев. На количество “нулевых” пробоев рассмотренный диапазон изменения концентрации кислорода в кремниевой подложке практически не влияет.

Механизмы влияния кислорода на пробой  $n^{++}-p^+$ -перехода могут быть следующие [5]. Кислород в кремнии может находиться в виде кластеров, размер которых зависит от концентрации кислорода в кремнии. Когда кластеры находятся у поверхности кристалла, они могут стать электрически активными, действуя как центры зарождения преципитатов таких примесей как медь.

Кроме этого, нагрев при  $900^\circ\text{C}$  обычно ведет к выделению  $\text{SiO}_2$ , вследствие чего может наблюдаться эффект электрической поляризации частиц  $\text{SiO}_2$ , который приводит к образованию микроплазмы в  $n^{++}-p^+$ -переходах и, соответственно, к пробоем  $n^{++}-p^+$ -перехода. Линейный размер кластеров и их концентрация и определяют, видимо, какой вид пробоя является наиболее вероятным — “дефектный” либо “микродефектный”. Некоторые авторы ([5]) предполагают, что кислород может быть ответственен за образование микродефектов типа свирлей (микродефекты роста в виде спиральных полос), которые, как показано ниже, приводят, в основном, к “дефектному” типу пробоя.

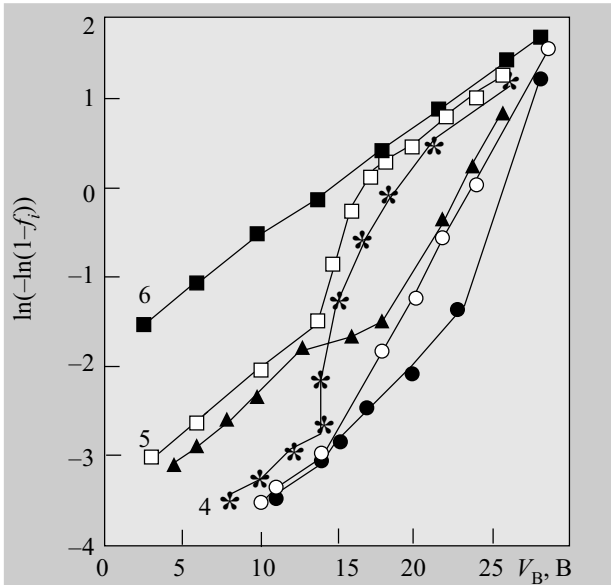


Рис. 3. Кривые распределения пробивного напряжения разветвленного  $n^{++}-p^+$ -перехода для пластин монокристаллического кремния с различным содержанием кислорода ( $N_O$ ), углерода ( $N_C$ ) и микродефектов ( $N_{md}$ ):  
 1 —  $N_O=(5,7...6,3)\cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_C \leq 2 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_{md} \leq 10^4 \text{ см}^{-2}$ ;  
 2 —  $N_O=(5,7...6,3)\cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_C \leq 2 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_{md} \geq 10^5 \text{ см}^{-2}$ ;  
 3 —  $N_O=(5,7...6,3)\cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_C \geq 6 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_{md} \geq 10^5 \text{ см}^{-2}$ ;  
 4 —  $N_O \geq 9 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_C \leq 2 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_{md} \geq 10^5 \text{ см}^{-2}$ ;  
 5 —  $N_O \geq 9 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_C \geq 6 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_{md} \geq 10^5 \text{ см}^{-2}$ ;  
 6 — свирлевое распределение микродефектов,  $N_O \geq 9 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$

На рис. 3 представлены результаты совместного влияния примесей кислорода, углерода и микродефектов на пробивное напряжение разветвленного

$n^{++}-p^+$ -перехода. При преобладании одного механизма пробоя зависимости представляют собой прямую линию, а наличие перегибов указывает на присутствие нескольких механизмов пробоя.

При концентрации кислорода  $\leq (5,7...6,3)\cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$  и углерода  $\leq 2 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$  изменение плотности микродефектов не влияет на вероятность образования «нулевого» пробоя, но приводит к незначительному увеличению вероятности «дефектного» и, особенно, «микродефектного» пробоя (кривые 1, 2). Увеличение концентрации углерода в кремниевой подложке вызывает при этом увеличение вероятности появления «дефектного» пробоя (кривые 2 и 3, 4 и 5). Возможные механизмы влияния углерода на пробой  $n^{++}-p^+$ -перехода недостаточно ясны.

Свирлевое распределение дефектов на пластине с высоким содержанием кислорода ( $9 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ ) приводит к преобладанию одного механизма пробоя — «дефектного» (кривая 6).

**Выводы**

Примеси кислорода и углерода оказывают очень существенное влияние на вероятность пробоя. В исследованном в данной работе диапазоне концентраций кислород, в основном, влияет на вероятность «микродефектного» пробоя, а углерод — “дефектного”. Плотность микродефектов, имеющих в исходном кремнии, также оказывает влияние на вероятность «микродефектного» пробоя.

Полученные результаты позволяют определить требования к дефектно-примесному состоянию исходных пластин кремния (по содержанию кислорода, углерода и микродефектов), необходимые для изготовления СБИС с определенными значениями пробивного напряжения неуправляемого  $n^{++}-p^+$ -перехода. С другой стороны, определив дефектно-примесное состояние исходных пластин кремния (по содержанию кислорода, углерода и микродефектов), можно прогнозировать, какое значение пробивного напряжения неуправляемого  $n^{++}-p^+$ -перехода и с какой вероятностью можно получить.

**ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ**

1. Сидоренко В. П., Забродина О. Н., Сидорчук В. Н., Николаенко Ю. Е. БИС электронных пластиковых карт с предварительной оплатой // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2001.— № 3.— С. 53—57.
2. Сидоренко В. П., Сидорчук В. Н., Забродина О. Н., Николаенко Ю. Е. Энергонезависимая память на элементах FLOTOX для БИС электронных карт // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2002.— № 3.— С. 57—61.
3. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Т. 1.— М.: Мир, 1984.
4. Полупроводники / Под ред. Н. Б. Хеннея.— М.: Иностранная литература, 1962.
5. Hu S. M. Defects in silicon substrates // J. Vac. Sci. and Technol.— 1977.— Vol. 14, N 1.— P. 17—31.
6. Wolters D. R., Van der Shoot J. J. Dielectric breakdown in MOS devices. Part I / Philips J. Res.— 1985.— Vol. 40, N 3.— P. 115—136.
7. Gumbel E. Statistics of extremes.— New York: Columbia University Press, 1958.

Д. х. н. Ю. Г. ПОЛТАВЦЕВ, к. э. н. П. Т. ВИРЧЕНКО, В. В. КОСТЮК

Украина, г. Киев, Межотрасл. центр внедрения новых технологий "Эридан"  
E-mail: eridan-kiev@mail.ru

Дата поступления в редакцию  
27.05 2003 г.

Оппонент А. Т. ПЕТЛИЦКИЙ  
(НПО "Интеграл", г. Минск)

## КИНЕТИКА ДЕСОРБЦИОННОЙ ОЧИСТКИ ПОВЕРХНОСТИ КРЕМНИЕВЫХ ПЛАСТИН В ПЕРЕКИСНО-АММИАЧНЫХ РАСТВОРАХ

*Исследована кинетика очистки от некоторых катионов и анионов при обработке пластин КДБ-10 в перекисно-аммиачных растворах.*

Перекисно-аммиачные растворы широко применяются в технологии химической обработки в микроэлектронном производстве, поскольку обладают ярко выраженными окислительными и комплексообразующими свойствами [1]. Последнее дало основание W. Kern [2] рекомендовать их использование в качестве перспективных сред для очистки поверхности полупроводниковых подложек от адсорбированных ионов металлов. Однако к настоящему времени не проведены надежные исследования эффективности их десорбционной очистки в зависимости от длительности химической обработки и концентрации растворов, что не дает возможности выбрать оптимальный вариант технологического использования последних.

В настоящей работе изложены результаты исследований кинетики десорбционной очистки кремниевых пластин в перекисно-аммиачных растворах при обработке погружением. Использовались кремниевые пластины типа КДБ-10 ориентации (100) и (110),

химическая обработка проводилась на производственной линейке "Лада 1 Электроника".

Исходное состояние поверхности пластин задавалось следующим маршрутом обработки: гидромеханическая очистка пластин в деионизованной воде — обработка погружением в смеси Каро ( $H_2SO_4:H_2O_2=3:1$ ) при температуре  $120^\circ C$  в течение 10 мин — промывка в трехкаскадной ванне с деионизованной водой в течение 15 мин — обработка погружением в перекисно-аммиачном растворе ( $H_2O_2:NH_4OH:H_2O=3:1:1$ ) при температуре  $70^\circ C$  в течение 10 мин — промывка в трехкаскадной ванне в течение 15 мин — сушка центрифугированием в атмосфере подогретого ( $50^\circ C$ ) азота.

По методике (и с участием сотрудников) спецуправления "Изотоп" (г. Волгоград, Россия) на пластины наносились радиоактивные изотопы  $Na^{1+}$ , Au,  $Fe^{3+}$ ,  $Cu^{2+}$ ,  $Ag^{1+}$ ,  $S^{2-}$  и  $Cl^{1-}$  и после технологической выдержки измерялась радиоактивность исходных образцов.

Затем пластины погружались в перекисно-аммиачные растворы различного состава, выдерживались в них при температуре  $70^\circ C$  с разным временем выдержки, после чего переносились в трехкаскадную ванну с деионизованной водой. После отмывки ос-

Состав растворов $H_2O_2:NH_4OH:H_2O$	Загрязнения	Начальная концентрация загрязнения $N$ , ат/см <sup>2</sup>	Конечная концентрация загрязнения $N$ , ат/см <sup>2</sup> , после обработки в течение времени $t$ , мин			
			2	4	6	10
8:1:1 3:1:1 1:1:4	$Na^{1+}$	$2 \times 10^{14}$ $3 \times 10^{14}$ $2 \times 10^{14}$	$77,8 \times 10^{11}$ $1,1 \times 10^{12}$ $7,9 \times 10^{12}$	$5,4 \times 10^{11}$ $2,2 \times 10^{12}$ $8,1 \times 10^{12}$	— $1,9 \times 10^{12}$ $9,6 \times 10^{12}$	$5,8 \times 10^{11}$ $2,4 \times 10^{12}$ $2,1 \times 10^{12}$
8:1:1 3:1:1 1:1:4	Au	$4 \times 10^{13}$ $6 \times 10^{13}$ $3 \times 10^{13}$	$3,2 \times 10^{12}$ $5,7 \times 10^{13}$ $5,1 \times 10^{13}$	$6,4 \times 10^{13}$ $2,4 \times 10^{12}$ $7,1 \times 10^{13}$	$2,6 \times 10^{12}$ $1,9 \times 10^{12}$ $4,6 \times 10^{13}$	$1,9 \times 10^{13}$ $7,4 \times 10^{12}$ $7,4 \times 10^{12}$
1:1:4	$Fe^{3+}$ $Cu^{2+}$ $Ag^{1+}$	$2,9 \times 10^{12}$ $2,9 \times 10^{14}$ $9,5 \times 10^{13}$	$8,2 \times 10^{10}$ $7,9 \times 10^{11}$ $3,2 \times 10^{10}$	$7,8 \times 10^{10}$ $8,4 \times 10^{11}$ $5,0 \times 10^{10}$	— — —	— — —
8:1:1 3:1:1 1:1:4	$S^{2-}$	$3 \times 10^{14}$ $3 \times 10^{14}$ $3 \times 10^{14}$	$8,8 \times 10^{11}$ $1,1 \times 10^{11}$ $1,6 \times 10^{12}$	$1 \times 10^{12}$ $7 \times 10^{11}$ $8 \times 10^{11}$	$11 \times 10^{12}$ $9 \times 10^{11}$ $1,2 \times 10^{12}$	$1,9 \times 10^{12}$ $9 \times 10^{11}$ $7 \times 10^{11}$
8:1:1 3:1:1 1:1:4	$Cl^{1-}$	$3 \times 10^{16}$ $4 \times 10^{16}$ $4 \times 10^{16}$	$5,6 \times 10^{14}$ $5,9 \times 10^{14}$ $6,7 \times 10^{14}$	$5,5 \times 10^{14}$ $4,7 \times 10^{14}$ $1,4 \times 10^{15}$	$5,5 \times 10^{14}$ $1,6 \times 10^{15}$ $1 \times 10^{15}$	$6,3 \times 10^{14}$ $4,3 \times 10^{14}$ $1,9 \times 10^{14}$



# ОАО Центральное конструкторское бюро «Ритм»

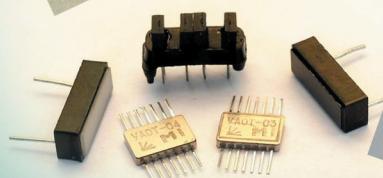
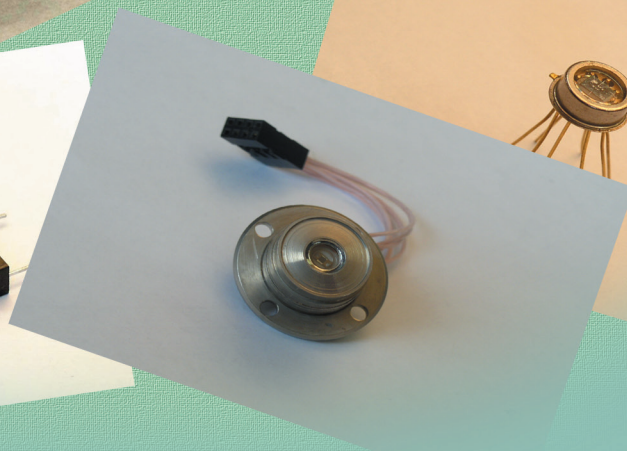
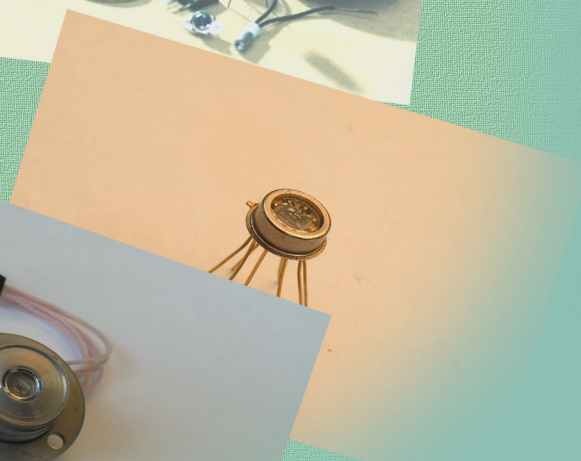
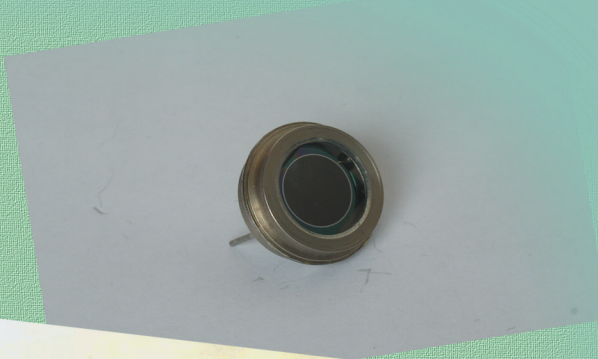


Научно-техническое направление —

**РАЗРАБОТКА ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ФОТОПРИЕМНИКОВ,  
ФОТОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ И ОПТОПАР**

Предприятие специализируется на разработке, исследовании и серийном (полный замкнутый цикл) выпуске одно- и многоэлементных фотодиодов, фоторезисторов, фотоприемных устройств, оптоэлектронных пар и излучающих диодов (длина волны 1060 нм).

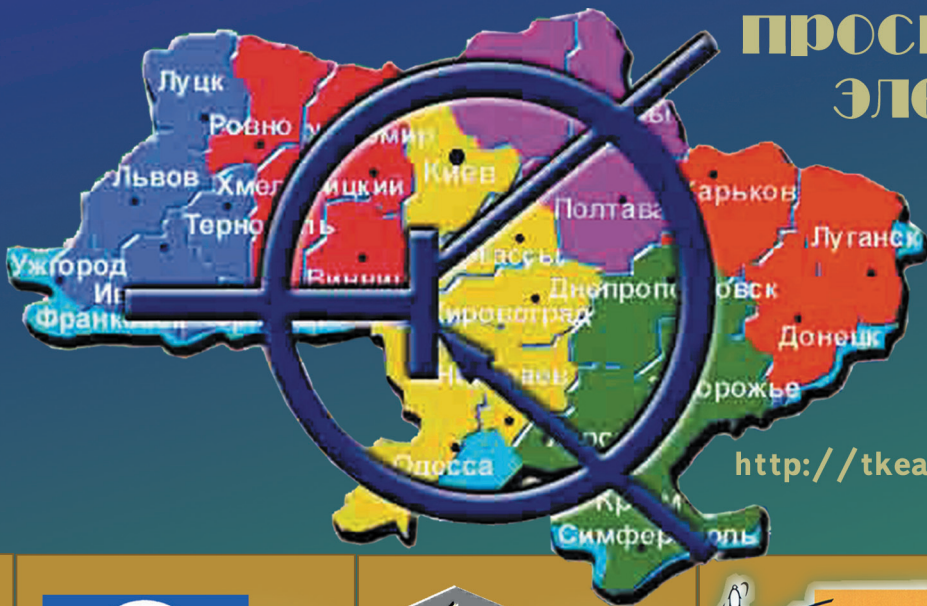
Общая номенклатура изделий составляет более 200 наименований.



Фотоприемники изготавливаются на основе кремния, германия, фосфида галлия, халькогенидов свинца. Обладают чувствительностью к оптическому излучению в диапазоне длин волн от 200 нм (ультрафиолетовое излучение) до 5000 нм (инфракрасное излучение).

Предприятие осуществляет фотометрические исследования.

# Украинский проспект электроники

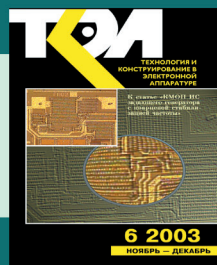


e-mail: [tkea@odessa.net](mailto:tkea@odessa.net)

<http://tkea.wallst.ru/elektroniks.html>

ГП «Радиоприбор» Запорожье	Завод «Промприбор» Ивано-Франковск	НПП «Сатурн» Киев	ООО «Микроприбор» Киев
Завод «Радар» Киев	НПП «Карат» Львов	НИИ «Зротрон» Львов	ОАО «Электротермометрия» Луцк
СКБ «Молния» Одесса	НИИ телевизионной техники Одесса	«Вершина- Связь» Севастополь	Радиозавод «Орион» Тернополь
НИТИ приборостроения Харьков	ОАО «Хартрон» Харьков	ГП «Оризон- Навигация» Смела, Черкасской обл.	ЦКБ «Ритм» Черновцы

Вам понравился номер. Тогда:  
а) продлите подписку на журнал по одному из адресов, приведенных на 2-й стр. обложки;  
б) напишите письмо в редакцию.



Вам не понравился номер. Тогда:  
а) напишите письмо в редакцию;  
б) продлите подписку на журнал по одному из адресов, приведенных на 2-й стр. обложки.