



ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ



АО "УКРАНАЛИТ"

УКРАИНСКИЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ АНАЛИТИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ



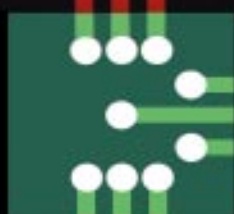
ПРИБОРЫ ГАЗОВОГО АНАЛИЗА АТМОСФЕРЫ,
ПРОМЫШЛЕННЫХ И ТРАНСПОРТНЫХ ВЫБРОСОВ,
РАБОЧЕЙ ЗОНЫ, ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ.
МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ.
СИСТЕМЫ ПОЖАРНОЙ ЗАЩИТЫ АВИАЦИОННОГО
И ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА.

03150, УКРАИНА, г. КИЕВ, ул. ТВЕРСКАЯ, 6
тел. 044-269-03-24, факс 044-269-52-68
www.ukranalyt.com.ua, E-mail: analyt@ukranalyt.com.ua

2 2003

МАРТ – АПРЕЛЬ

WWW.CHIPEXPO.RU



МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА

ЭЛЕКТРОНИКА

КОМПОНЕНТЫ • ОБОРУДОВАНИЕ • ТЕХНОЛОГИИ

3-5 СЕНТЯБРЯ 2003

ЦЕНТРАЛЬНЫЙ ДОМ ХУДОЖНИКА

РОССИЯ • МОСКВА

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



Журнал издаётся 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 изданий Украины». Индекс 71141.
Отделения связи России. Каталог «Газеты. Журналы» (на 2-е полугодие —
каталог «Пресса России»). Индекс 71141.
Подписное агентство «Идея», www.idea.com.ua, тел./факс +038 (062)381-09-32.
Подписное агентство «KSS», www.kss.kiev.ua, тел. +038 (044)464-02-20.
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: А. А. Ефименко, Е. Н. Курдюкова, Л. М. Лейдерман,
А. Н. Овощенко, Е. А. Тихонова, М. С. Хлопова.
Компьютерное обеспечение: В. Ю. Ткаченко.
Техническая редакция, дизайн: Е. И. Корсунья.

Подписано к печати 30.04 2003 г. Формат 60×84 1/8.
Печать офсетная. Печ. л. 7,5. Уч.-изд. л. 9,0. Тираж 700 экз.
Оригинал-макет изготовлен в ДП «Нептун-Технология» (65028, г. Одесса,
ул. Б. Хмельницкого, 59).
Отпечатано в типографии издательства «ТЭС» (65012, г. Одесса,
ул. Канатная, 81/2).

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

К.т.н. Н. М. Вакив
К.т.н. П. П. Воробиевко
Д.т.н. В. Н. Годованюк
К.т.н. А. А. Дашковский
Д.т.н. С. В. Ленков
Д.т.н. В. П. Малахов
В. А. Мингалёв
К.т.н. В. Ф. Моисеев
К.т.н. В. Б. Ткаченко
Е. А. Тихонова

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Д.т.н. А. Л. Вайнер
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
Д.т.н. Л. С. Лутченков
К.т.н. Ю. Е. Николаенко
Д.ф.-м.н. В. В. Новиков
К.т.н. В. И. Попов,
гл. редактор
К.т.н. В. В. Рюхтин
Д.т.н. Д. А. Сеченов
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
Международный стандартный
серийный номер
ISSN 0130-6243

Регистрационный номер
КВ 2092 от 07.06.96 г.

Регистрация в ВАК по разделам
"Физико-математические науки",
"Технические науки":
Бюллетень ВАК Украины, 1999, № 4

СОДЕРЖАНИЕ

Техническая политика

Анализ структур отказоустойчивых бортовых комплексов при использовании электронных компонентов Industry. *Харченко В. С., Юрченко Ю. Б.* 3

Проектирование. Конструирование

Математическая постановка задачи синтеза компоновочной схемы базовых несущих конструкций. *Кондрашов А. С., Шелест В. И.* 11
Планарные LC-резонаторы с распределенными параметрами и их применение. *Негоденко О. Н., Семенцов В. И., Хвостенко А. А., Заруба Д. В.* 15

Расчет тонкопленочных транзисторов с затвором Шоттки на основе аморфного полупроводника. *Мамедов А. К.* 18

Контроль. Качество. Надежность

Повышение информативности контроля композиционных материалов методом низкоскоростного удара. *Еременко В. С., Еременко С. И.* 21

Метод обнаружения и оценки ударных возбуждений. *Ермилов Ю. В.* 25

Определение диаметра луча с помощью фотоприемника. *Викулина Л. Ф., Мингалев В. А.* 30

Способ измерения массы (веса) движущихся объектов. *Скубилин М. Д.* 31

Технология производства

Оценка технологического процесса изготовления СБИС по стабильности элементов ее структуры. *Вантеев А. М., Коробов А. И.* 33

Моделирование процессов бесконтактного химико-механического изготовления подложек полупроводников. *Григорьев Н. Н., Кравецкий М. Ю., Пащенко Г. А., Сытко С. А., Фомин А. В.* 36

Установка толстослойного анодирования алюминия. *Сокол В. А., Игнашев Е. П.* 40

Оптоэлектроника

Фотодиоды на основе моноселенидов индия и галлия. *Ковалюк З. Д., Махний В. П., Янчук А. И.* 42

Оптико-электронный дальномер малых дистанций для динамических систем. *Ваксман Ю. Ф., Сантоний В. И., Янко В. В., Иванченко И. А., Будиянская Л. М.* 44

Многослойные гетероструктуры на основе поликристаллических пленок соединений A^2B^6 . *Колежук К. В., Комащенко В. Н., Шереметова Г. И., Бобренко Ю. Н.* 48

Структуры на основе гетероперехода "кремний – арсенид галлия" для интегральных оптронов. *Терлецкая Л. Л., Калининченко Л. Ф., Голубцов В. В.* 51

Исследование микроскопических фотоприемных устройств с искусственным резистором. *Корнейчук В. И., Рогалевич О. А.* 54

Электроника и экология

Приборы определения солености воды на основе индуктивных балансных сенсоров. *Негоденко О. Н., Черевко С. А.* 56

Материалы электроники

Взрывная кристаллизация тонких пленок полупроводников при облучении γ -квантами. *Храмов Е. Ф., Прохоров Г. В., Пелихатый Н. М., Гнан А. К.* 58

ЗМІСТ

Технічна політика

Аналіз структур відмовостійких бортових комплексів при використанні електронних компонентів Industry. *В. С. Харченко, Ю. Б. Юрченко* (3)

Проектування. Конструювання

Математичне поставлення завдання синтезу компоновочної схеми базових несучих конструкцій. *А. С. Кондрашов, В. І. Шелест* (11)

Планарні LC-резонатори з розподіленими параметрами та їх застосування. *О. М. Негоденко, В. І. Семенцов, О. О. Хвостенко, Д. В. Заруба* (15)

Розрахунок тонкоплівкових транзисторів з затвором Шоттки на основі аморфного напівпровідника. *А. К. Мамедов* (18)

Контроль. Якість. Надійність

Підвищення інформативності контролю композиційних матеріалів методом низькошвидкісного удару. *В. С. Єрьоменко, С. І. Єрьоменко* (21)

Метод виявлення та оцінки ударних збуджень. *Ю. В. Єрмілов* (25)

Визначення діаметру променя за допомогою фотоприймача. *Л. Ф. Вікуліна, В. О. Мінгалов* (30)

Спосіб вимірювання маси (ваги) об'єктів, які рухаються. *М. Д. Скубілін* (31)

Технологія виробництва

Оцінка технологічного процесу виготовлення НВІС за ознакою стабільності елементів її структури. *О. М. Вантсєв, А. І. Коробов* (33)

Моделювання процесів безконтактного хіміко-механічного виготовлення підкладників напівпровідників. *М. М. Григор'єв, М. Ю. Кравецький, Г. А. Пащенко, С. О. Сунко, О. В. Фомін* (36)

Установка товстоплівкового анодування алюмінію. *В. О. Сокол, Є. П. Ігнашев* (40)

Оптоелектроніка

Фотодіоди на основі моноселенідів індію і галію. *З. Д. Ковалок, В. П. Махній, О. І. Янчук* (42)

Оптико-електронний дальномір малих дистанцій для динамічних систем. *Ю. Ф. Ваксман, В. І. Сантоній, В. В. Янко, І. О. Іванченко, Л. М. Будійанська* (44)

Багаточарові гетероструктури на основі полікристалічних плівок з'єднань A^2B^6 . *К. В. Колежук, В. М. Комащенко, Г. І. Шереметова, Ю. М. Бобренко* (48)

Структури на основі гетеропереходу "кремній—арсенід галію" для інтегральних оптронів. *Л. Л. Терлецька, Л. Ф. Калініченко, В. В. Голубцов* (51)

Дослідження мікроелектронних фотоприйомних пристроїв з штучним резистором. *В. І. Корнейчук, О. А. Розалевич* (54)

Електроніка та екологія

Прилади визначення солоності води на основі індуктивних балансних сенсорів. *О. М. Негоденко, С. О. Черевко* (56)

Матеріали електроніки

Вибухова кристалізація тонких плівок напівпровідників при опроміненні γ -квантами. *Є. Ф. Храмов, Г. В. Прохоров, М. М. Пеліхатий, А. К. Гнап* (58)

CONTENT

Technical polytic

Rating of fault-tolerant onboard complexes frames at usage electronic components Industry. *Kharchenko V. S., Yurchenko Yu. B.* (3)

Designing. Construction

Mathematical statement for the syntheses of electronic equipment base cases composition scheme. *Kondrashov A. S., Shelest V. I.* (11)

Planar LC-resonators with the distributed parameters and their application. *Negodenko O. N., Sementsov V. I., Hvostenko A. A., Zaruba D. V.* (15)

Calculation of thin-film transistors with Schottky's gate on basis of amorphous semiconductor. *Mamedov A. K.* (18)

Control. Quality. Reliability

Rise information of inspecting composite materials by means of low-velocity impact. *Yeryomenko V. S., Yeryomenko S. I.* (21)

Method of detect and estimate the impact excitations. *Yermilov Yu. V.* (25)

The determine of the ray diameter with the help of the photodetector. *Vikulina L. F., Mingalev V. A.* (30)

Way of measurement of weight of driven objects. *Skubilin M. D.* (31)

Production technology

Appraisal of technological process manufacture of GSI by stability of units its structure. *Vanteev A. M., Korobov A. I.* (33)

Research of regularities and modelling the non-contact processes of chemo-mechanical manufacture of semiconductor substructures. *Grigoriev N. N., Kravetsky M. Yu., Paschenko G. A., Sypko S. A., Fomin A. V.* (36)

Thick-wall aluminium anodizing device. *Sokol V. A., Ignashev E. P.* (40)

Optoelectronics

Photodiodes based on indium and gallium monoselenides. *Kovalyuk Z. D., Makhiy V. P., Yanchuk A. I.* (42)

Optic-electronic short distances range finder for dynamic systems. *Vaksman Y. F., Santony V. I., Yanko V. V., Ivanchenko I. A., Budiyanskaya L. M.* (44)

Multilayer heterostructures made on the basis of II—VI polycrystalline films. *Kolezhuk K. V., Komashchenko V. N., Sheremetova G. I., Bobrenko Yu. N.* (48)

The structure on the base of silicon—gallium arsenide heterojunction for integral optrons. *Terletskaya L. L., Kalinichenko L. F., Golubtsov V. V.* (51)

Research microelectronic photoreception of devices with the artificial resistor. *Korneichuk B. I., Rogalevich O. A.* (54)

Electronic and ecology

Devices of determination salinity of water on the basis of inductive balanced sensors. *Negodenko O. N., Therevko S. A.* (56)

Materials of electronics

Explosive crystallization thin films of semiconductors at γ -quanta irradiation. *Khramov E. Ph., Prokhorov G. V., Pelikhatiy N. M., Ghnapp A. K.* (58)

Уважаемый Читатель!
Вы отлично знаете, что каждому выходящему в свет номеру журнала предшествует какая-то работа, которая, естественно, остается "за кадром". Но случается, что и Читателя не грех пригласить за кулисы...

Однажды почта принесла статью, несколько необычную для журнала. Редакция обратилась к автору с вопросом — по какому принципу автор выбрал журнал "ТКЭА" для публикации своей работы. Ответ получили достаточно лестный для журнала. Вместе с тем автор обстоятельно обосновал свой выбор. Письмо это (без согласования с автором, а потому безымянное) мы публикуем на с. 29 этого номера для интересующихся.

К Вам же, уважаемый Читатель, мы обращаемся со старым нашим вопросом — почему Вы читаете журнал "ТКЭА" или (если Вы и Автор) — пишете в него? Что не нравится Вам в журнале и что Вы хотели бы увидеть в нем?

В отличие от академических и вузовских изданий, журнал изначально был отраслевым, и в этом его драматическая, можно сказать, интрига: отрасли взорвались, и до сих пор не могут установиться в новых координатах. Журнал же должен...

Что же должен делать сегодня отраслевой журнал — по Вашему, уважаемый Читатель, мнению?

Редакция не может похвастать богатой почтой. Больше того — в наших отношениях с некоторыми партнерами по журнальному "бизнесу" складывается неинтеллигентная, скажем так, атмосфера "безответности": редакция спрашивает, адресат молчит.

Адресуя эту колонку Вам, уважаемый Читатель, редакция просит "не уподобляться". Пишите нам!

Редакция



Д. т. н. В. С. ХАРЧЕНКО, Ю. Б. ЮРЧЕНКО

Украина, г. Харьков, Национальный аэрокосмический ун-т
им. Н. Е. Жуковского "ХАИ", НПП "Хартрон-Аркос"
E-mail: arkos@sovam.kharkov.ua

Дата поступления в редакцию
05.11 2002 г.

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

АНАЛИЗ СТРУКТУР ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫХ БОРТОВЫХ КОМПЛЕКСОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ INDUSTRY

Исследована возможность применения электронных компонентов Industry в условиях повышенной радиации. Показаны преимущества многоярусных НИИТ-структур.

При проектировании отказоустойчивых бортовых управляющих и вычислительных комплексов (БК) для летательных аппаратов космического назначения или для других систем критического применения, таких как аппаратура АЭС, сталкиваются с рядом сходных проблем. Это, с одной стороны, повышенные требования к надежности и жесткий временной регламент работы системы управления (СУ), а с другой — постоянное воздействие потока частиц высоких энергий [1]. Радиационный фон вызывает локальные изменения в структуре кристаллической решетки электронных компонент. Происходящее накопление изменений от постоянного воздействия отдельных протонов, электронов или космических лучей может нарушать работу электронных систем БК, в том числе и необратимо [2].

Требование выполнения задачи управления в течение определенного времени вызвало потребность в специфических подходах при разработке электронных компонентов специально для применения в условиях радиации [3—5], дополнительно применяются и специальные методы резервирования [6—13].

Сегодня выбор элементов для аппаратуры БК представляет особую задачу, прежде всего, для его основной части — компьютерного блока. С одной стороны, наблюдается полное отсутствие радиационностойкой элементной базы производства стран СНГ [12, 14], с другой стороны, снимаются с производства интегральные схемы военного назначения (в том числе и класса SPACE) в странах дальнего зарубежья как морально устаревшие, дорогостоящие и не пользующиеся спросом. Производимые же элементы, помимо высокой стоимости, находятся под контролем и отсутствуют в свободной продаже.

Возможность применения электронных компонентов широкого использования при понижении стоимости, габаритов и массы аппаратуры БК без ухудшения технических и эксплуатационных показателей, в т. ч. показателя надежности, вызывает несомненный практический интерес. Исследования в этой области иллюстрируют стремление специалистов использо-

вать более дешевые электронные компоненты при соблюдении мер обеспечения надежности СУ в целом [15].

Цель статьи — анализ вариантов построения БК и СУ критичного и бизнес-критичного применения с использованием электронных компонентов Industry, путей уменьшения их стоимости, увеличения времени эксплуатации и улучшения других показателей без снижения надежности.

Возможности использования электронных компонентов Industry в системах критичного применения

В последнее время наблюдается интенсивное развитие технологии производства электронных компонентов и стремительное увеличение функциональной номенклатуры БИС, представляющих собой полностью законченные узлы РЭА в коммерческом и индустриальном исполнении. Проведенные исследования позволили предложить технологии на основе Commercial-Off-The-Shelf (COTS) [16, 17] и Industry-Off-The-Shelf (IOTS) подходов [12, 13, 18—22] при проектировании БК для жестких условий эксплуатации. Такие подходы интересны как с финансовой стороны проекта, так и со стороны доступности электронных компонентов.

Зависимость уровня радиационной стойкости полупроводниковых ИС от технологии, топологии и качества материалов при изготовлении, предположения о которой сформулированы в [3], подтверждается тестированием [17]. Достижения в технологии производства, а также топологические решения, закладываемые при проектировании и направленные на реализацию механизмов парирования случайных сбоев, позволяют предположить, что БИС широкого применения могут обеспечить определенный уровень радиационной стойкости даже без специальных мер защиты. Исследования, проводимые в последние годы, дают оптимистические прогнозы [17, 23—26], а необходимость применения компонентов, не указанных в перечнях тестирования, порождает гипотезы о возможности расширения этого перечня за счет компонентов, аналогичных по технологии производства. Однако относительно этих компонентов отсутствует уверенность в возможности их применения в условиях повышенного радиационного фона.

Усредненные параметры стойкости одинаковых по функциональному назначению БИС различных клас-

сов исполнения и показатели их относительной стоимости приведены в **табл. 1**. Сопоставление отношения максимальной общей ионизационной дозы к стоимости, а также величины стойкости к одиночным сбоям для одинаковых по функциональному назначению БИС различных классов (**рис. 1**) показывает, что наилучшее соотношение имеют компоненты Industry для показателя стойкости к сбоям SEL в пределах 40...80 MeV·см²/(мг) [14].

Таблица 1

Сравнительные характеристики однотипных БИС различных классов исполнения

Класс исполнения	Показатель деградации TID, кРад (Si)*	Показатель одиночных сбоев SEL, MeV·см ² /(мг)	Средняя стоимость Cost***, \$
Commercial	<3*	<30*	1
Industry	>30*	20...80*	5...10
Military Space	>100**	>40**	30...≥150

*Усредненный показатель результатов испытаний, приведенный в отчетах [19, 21, 23—26].

**Типовой показатель продукции Space Electronics Inc.

***Приведенный показатель стоимости поставщиков электронных компонентов на Украине.

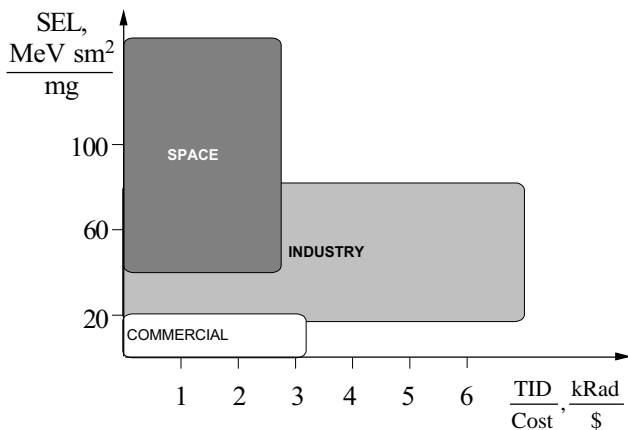


Рис. 1. Распределение электронных компонентов по показателям стойкости и стоимости

Однако, как отмечалось в [16], используя метод «аналогичных устройств», необходимо либо вводить запас при проектировании БК, либо проводить испытания компонентов от производителя и далее использовать продукцию только этого производителя, либо производить испытания модулей из поставляемой партии и далее использовать продукцию только этой партии. Последнее замечание необходимо учитывать при использовании продукции фирм-поставщиков готовых модулей, т. к. в модулях различных партий выпуска могут быть установлены аналогичные элементы различных производителей.

Применение отдельных элементов позволяет более гибко подходить к процессу разработки БК для конечного пользователя по показателям условий эксплуатации, надежности и стоимости всей СУ. Заметим также, что тестирование многих электронных компонентов класса Industry в части механических и климатических воздействий проходит по методикам MIL-883 либо аналогичным данному стандарту, а время наработки на отказ для всех классов исполнения составляет не менее десяти лет.

Сопоставляя публикуемые данные результатов испытаний на стойкость, можно предположить правомерность использования компонентов Industry для аппаратуры БК ракетоносителей и космических аппаратов (КА), а также СУ АЭС, с учетом выбора оптимальной структуры БК, допустимого времени парирования сбоев, назначения СУ и толщины естественной защиты корпуса прибора.

Аппаратная реализация отказоустойчивых структур бортовых комплексов

Структура БК определяется назначением СУ и должна обеспечивать сохранение работоспособности в условиях одиночных сбоев и отказов. Функционирование аппаратуры БК в условиях обратимых дефектов требует таких решений, которые в течение активного рабочего цикла выполняемой задачи либо обеспечивают парирование сбоев, либо их маскирование и восстановление процесса управления на борту. Полное тестирование и реконфигурация аппаратной части БК может происходить только в течение пассивного цикла выполняемой задачи [9].

Длительность активного рабочего цикла, соотношение его с пассивным и степень риска воздействия внешних факторов на аппаратуру СУ определяют требования при выборе структуры БК и его компонентов с COTS-подходом к проектированию СУ [19—22, 27]. Ниже проанализированы некоторые варианты структур построения БК для различных СУ с применением однокристальных процессорных элементов.

Одноканальные структуры с автоматом контроля и восстановления информации (АКВИ)

БК с таким типом структуры могут быть построены на основе одноканальных процессорных модулей и контроллеров таких фирм как Advantech, Fastwell или Octagon Systems, неоднократно рекламируемых для космического применения [18—21]. Простота, модульность, программная РС-совместимость последних позволяют затрачивать малое время для построения СУ на данной основе. Подтверждение работоспособности в жестких условиях эксплуатации для некоторых типов модулей по стандарту MIL STD-883 в части механических воздействий, время безотказной работы, гарантируемое фирмой-изготовителем (более 100 тыс. ч), а также данные по радиационной стойкости [18—21, 23—26] выглядят очень заманчиво при представлении процессорных модулей Industry для использования в БК. Базовая структура процессорного модуля такого типа представлена на **рис. 2**.

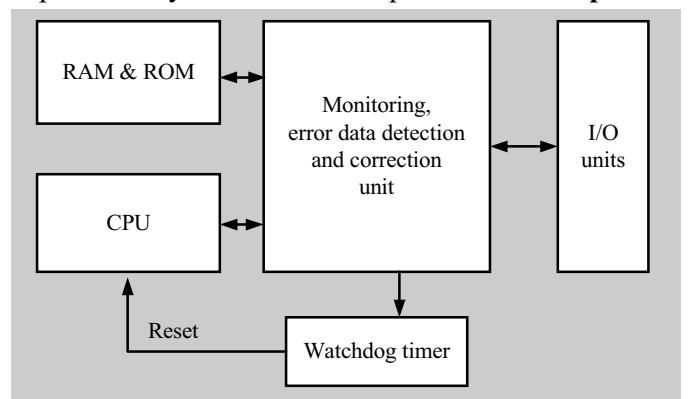


Рис. 2. Структурная схема процессорного модуля с АКВИ

Автоматом контроля здесь могут служить сторожевой таймер и система контроля и коррекции кода в ОЗУ. Автомат восстановления информации при сбое возможен при внедрении программных модулей обработкой ошибок по алгоритмам, заданным конечным пользователем после рестарта ОС и перегрузки основной программы.

Однако следует заметить, что в построенных на данном оборудовании СУ не определено время жизни скрытого состояния потенциального сбоя, его местоположение, а также количество и степень опасности каждого из них. Различными программными методами [28] можно достичь оптимального времени обнаружения и парирования сбоя в части области данных ОЗУ. В части области программ ОЗУ РС-совместимость в сочетании с применением COTS операционных систем (ОС) накладывает ограничения на возможности обнаружения и парирования сбоев. Реакцией на сбой может служить только уход с программы и рестарт по сторожевому таймеру. Единственно возможное парирование сбоя — перезагрузка COTS-ОС и программ пользователя, которое требует ≥ 10 секунд потерь в системе управления.

Таким образом, СУ, построенные на основе таких структур, применимы только либо для очень медленно изменяющихся процессов, либо для процессов, которые можно временно приостановить и отложить их выполнение до восстановления работоспособности СУ. Очевидно, что применение таких решений при построении СУ не допустимо ни для контроллерной и управляющей аппаратуры АЭС, ни для управляющей аппаратуры космического аппарата и, тем более, ракетносителя.

Альтернативным решением в части повышения надежности одноканальных БК и уменьшения времени жизни скрытого потенциального сбоя является отказ от применения готовых плат модулей, а также COTS-ОС, и построение БК на отдельных IOTS-компонентах с полной разработкой программного обеспечения элементов ОС и прикладных задач. Однако такие

решения влекут за собой увеличение как сроков готовности проектов, так и объемов финансирования.

Многоканальные резервированные структуры с холодным и горячим резервом каналов со встроенным АКВИ

В структурах таких БК за основу берется канал контроллерного или процессорного модулей рассмотренного выше типа. Для управления модулями в данной резервированной структуре необходимо введение специального блока контроля и управления реконфигурацией (БКУР). Это может быть либо разработка той же фирмы (как, например, модуль резервирования 1785-СНВМ фирмы Allen Bradley для контроллеров семейства PCL-5), либо специальная разработка для проектируемой СУ. Такой блок должен функционировать как жесткий автомат с идеально отработанными алгоритмами управления резервом при всех возможных ситуациях. Структура резервированного БК этого типа представлена на **рис. 3**.

Общий показатель безотказной работы данной структуры БК выше, чем у одноканальной. Однако следует отметить сильную зависимость общего показателя для БК от показателя безотказной работы собственно БКУР, величина которого должна быть выше, чем для остальных резервированных модулей БК.

Время жизни скрытого состояния потенциального сбоя в структуре с "горячим" резервом может быть сведено к нескольким тактам системной задачи СУ и зависит от построения алгоритмов работы канала процессора с БКУР. Для случая с "холодным" резервом и аналогичными алгоритмами взаимодействия БКУР может позволить сократить (по сравнению с одноканальной структурой БК) время рестарта управляющей задачи СУ путем подключения резервного канала сразу при отсутствии сигнала нормы от активного канала. В обоих случаях управление передается на предварительно протестированный резервный канал, а подозреваемый канал переводится в режим тестирования с последующей маркировкой пригодности.

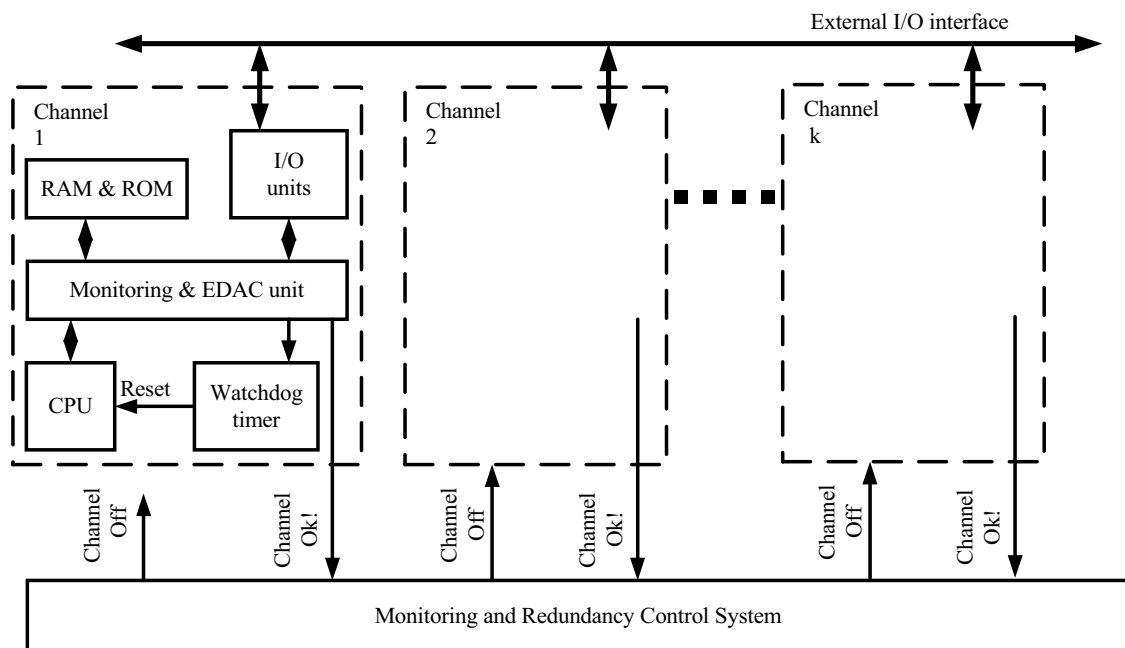


Рис. 3. Структурная схема резервированного БК на основе процессорного модуля с АКВИ

Здесь также существует риск попадания на канал с неисправностью на момент включения [28].

Сочетание IOTS-модулей, COTS-ОС, простота структуры и энергоэкономичность БК с холодным резервированием подводят к мысли о возможном использовании таких структур в длительно необслуживаемых системах с ограниченным энергопотреблением, не связанных с задачами жестковременной регламентации управления. Это могут быть системы для малых КА коммерческого назначения, в задачи которых не входит постоянное и точное поддержание ориентации и навигации. Поочередные циклы включения-выключения каналов необслуживаемых БК должны также положительно сказаться на длительности эксплуатации аппаратуры в условиях радиации [16, 17].

Однако для выполнения задач, связанных с управлением процессами с быстро изменяющимися данными (например, постоянного и точного поддержания ориентации и навигации), необходимо уменьшение времени реакции на сбой или отказ в оборудовании, что влечет за собой дальнейшее усложнение структуры БК как в аппаратной, так и в программной части. Кроме этого, необходимость развития функций БКУР превращает его в самостоятельный процессорный модуль с более жесткими требованиями по надежности.

Многоканальные структуры с автоматом межканального обмена, программного контроля и восстановления информации в каналах (АМКВИ)

Введение межканального обмена в структуру БК позволяет повысить достоверность истинной работы каналов БК и сократить до пределов такта задачи время обнаружения сбоя в одном из каналов БК. Предложено множество вариантов построения структуры с АМКВИ: SIFT [29], MAFT [30], FTTP [31], Delta-4 [32] и др. [15, 18—22, 33], где за аппаратную основу взято два и более идентичных процессорных модулей с коммуникационным оборудованием для организации межканального интерфейса.

Общая особенность таких БК состоит в практически полном переложении на программное обеспечение функций поддержания отказоустойчивости как БК, так и всей СУ. Теоретический показатель надежности оборудования высок, но работоспособность БК на практике начинает зависеть от правильности алгоритмов парирования сбоев и отказов. БК с такой структурой требуют выделения в такте задачи, кроме времени на самотестирование оборудования канала, дополнительных временных «щелей» для организации межканального обмена оперативными данными входной информации, данных вычислений, результатов самотестирования и обработки полученной информации [22].

Однако при реализации сложных задач управления с большим объемом обрабатываемой информации и требуемой длительностью такта системного времени менее 100 мс возрастает потребность в повышении вычислительной мощности процессора. При этом наблюдается недостаточная пропускная способность как системной магистрали однопроцессорных модулей, так и магистрали межканальной связи.

БК такой структуры отличается двухуровневым построением аппаратуры и программ [7, 9, 30]. Разделение функций позволяет снизить загруженность тактов — как для задачи прикладного приложения, так и для задачи контроля и обеспечения отказоустойчивости. При этом появляется возможность понизить скорость межканального обмена и произвести более глубокий анализ поступающей и выдаваемой информации. Такой подход возможен при наращивании вычислительной мощности разработанных и находящихся в эксплуатации СУ АЭС одноуровневых БК с АМКВИ.

Основными проблемами при построении таких структур становятся синхронизация процессов в каналах и поддержание планирования межканальной передачи информации [7, 22, 33]. Частично решение этих проблем предлагается на программно-аппаратном уровне. В структуре Delta-4 [32] синхронизация пары процессоров обеспечивается единством таймеров службы времени, в QPR-архитектуре [8] — перекрестными связями с периферийным оборудованием, в контроллере SC300E фирмы АВВ и микроконтроллере для космических применений [15] — аппаратным мажоритированием входной и выходной информации.

Многоканальные многоярусные структуры с аппаратным мажоритированием сигналов каждого функционального узла БК (ML-HIFT)

В отличие от одноярусных БК, где мажоритирование информации осуществлялось (программно и аппаратно) только на входных и выходных сигналах, в многоярусной структуре БК аппаратному межканальному мажоритированию подвергаются все основные магистральные сигналы процессора, памяти, блока сопряжения с устройствами ввода-вывода (УВВ) и т. п., чем достигается парирование сбоев и отказов в каждом из основных функциональных узлов БК. Типовая структура ML-HIFT БК представлена на **рис. 4**.

В данной структуре на каждый функциональный блок поступает информация, выбранная по принципу "два выхода из трех". Этим достигается снижение влияния возникшего локального сбоя или отказа на работу остального оборудования.

Для ранее рассматриваемых структур при одинаковом количестве каналов аналогичное распределение возникших сбоев или отказов оборудования в соответствующих блоках и каналах БК приведет:

- к необходимости приостановки процесса управления, реконфигурации на рабочий канал и быстрому истощению запасов резервного оборудования [22] (сбой);

- к полной потере работоспособности БК (отказы).

Что же касается рассматриваемой структуры, то даже грубая оценка показывает, что ML-HIFT БК без адаптации структуры сохранит свое функционирование и без приостановки процесса управления закончит задачу управления, находящуюся на активной фазе выполнения, при одном сбое или отказе в ярусе каждого из каналов.

Применение многоярусного магистрального мажоритирования позволяет аппаратно фиксировать,

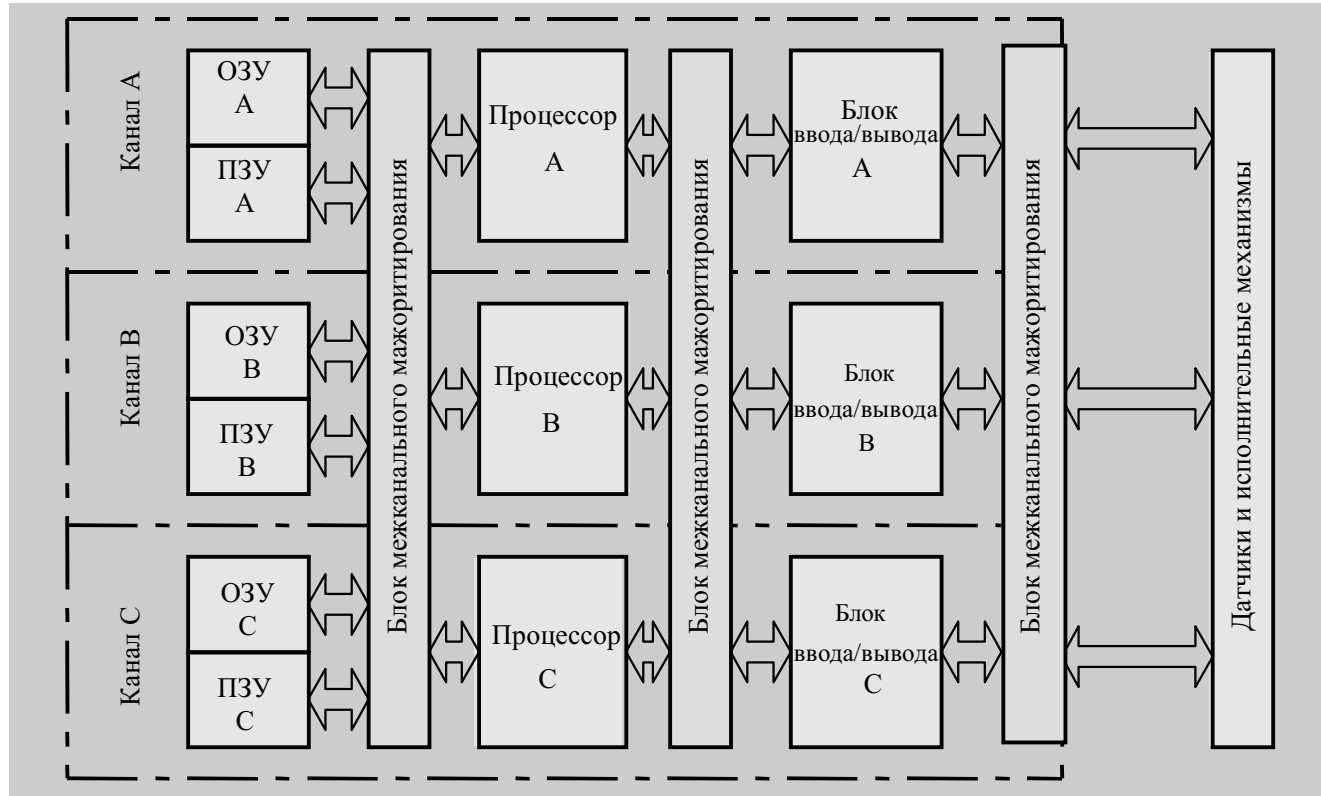


Рис. 4. Структура ML-NIFT БК

локализовать и парировать возникающие сбои не далее как к следующему циклу процессорной шины, а к концу такта задачи иметь четкую карту работоспособного состояния как БК, так и комплекса аппаратуры СУ [14]. Такая высокая скорость обнаружения и парирования отказов (с учетом опасений, касающихся применения в системах управления цифровой обработки и применения элементов дальнего зарубежья [34]) позволяет рекомендовать данную структуру БК для применения в необслуживаемых СУ с задачами, требующими очень жесткого регламента времени с тактом до единиц миллисекунд. Потребителями таких БК могут быть также СУ жесткого регламента времени с высокой длительностью активной фазы задачи управления, где не допустима ни приостановка процесса управления, ни потеря информации за предыдущий период (ракетносители высокоточного выведения КА и космические транспортные челноки с функцией автоматической стыковки типа Hermes [9]).

Показатели по массе, габаритам, стоимости для структуры ML-NIFT сравнимы по значению с показателями для БК с АМКВИ и I/O-NIFT аналогичной канальности. Показатели надежности такого БК можно повышать (и создавать ее требуемый запас) либо увеличивая число ярусов мажоритирования оборудования, либо применяя методы адаптивного мажоритирования [12, 13], что не приводит к увеличению каналов БК и росту сопутствующих накладных расходов, отмеченных в [14]. Показатель прикладной вычислительной производительности к потреблению для данной структуры БК лучше, по сравнению с АМКВИ-структурами [14]. Очень важно заметить, что в БК с такой структурой применимо программное обеспечение одноканальной структуры, а также возмож-

но применение COTS-операционных систем — при условии сохранения компьютерной архитектуры оборудования [12, 35], т. к. обеспечение надежности происходит на аппаратном уровне.

Сравнительный анализ вариантов структур БК

Целесообразность использования в проекте БК СУ структуры из какой-либо группы определяется учетом интегральных показателей — радиационной стойкости, отказоустойчивости, стоимости, массы, габаритов, энергопотребления и прочих характеристик. Для детальной оценки целесообразности применения каждой из вышеизложенных структур рассматривались БК, построенные на однотипных элементах. Для каждой из структур рассчитаны ключевые параметры. При этом принималось во внимание замечание [14] о том, что структуры БК с преимущественно программным обеспечением отказоустойчивости (по сравнению с одноканальными структурами и структурами с преимущественно аппаратным обеспечением отказоустойчивости) требуют повышения вычислительной мощности процессора пропорционально времени в такте, выделенному для служебного пользования и достаточному для обеспечения задачи истинности работы.

Полученные данные приведены в табл. 2. В качестве канальной основы взят базовый набор БИС для одноканального БК с АКВИ. Для реализации специфических блоков предложены БИС программируемой логики с емкостью кристалла в 8000...25000 эквивалентных вентилей. Вычисления проведены укрупненно. В качестве единицы измерения была принята одна БИС при минимальном количестве необходимых для реализации структуры БК блоков. Прогноз затрат времени составлен по результатам анализа времени обнаружения скрытого сбоя или отказа в аппа-

Сравнительные характеристики БК различных структур на однотипных БИС

Структура типовой каналности	Количество каналов/процессоров	Приведенные на один БК масса/габариты/стоимость	Способ обеспечения отказоустойчивости	Минимальное количество тактов времени жизни скрытого сбоя	Прогнозированное количество затраченных тактов на восстановление после одного отказа	Приведенная производительность прикладной задачи	Мощность потребления типовой структуры БК
1-канальный АКВИ	1/1	1,0/1,0/1,0	Аппаратно-программный	1—4	—	0,9	1
2-канальный АКВИ	2/2	2,7 /2,6 /2,8	Аппаратно-программный	1—4	>100 (>8000*)	0,9	2,3 (1,3*)
3-канальный 1-процессорный АМКВИ	3/3	3,0/3,0/3,0	Программный	1—3	9—24	0,5	3
4-канальный 2-процессорный АМКВИ	4/8	10,8/11,2/11	Программный	1—2	4—24	0,8	10
2-канальный Delta-4	2/4	3,6 /3,5 /3,7	Аппаратно-программный	0—2	2—8	0,7	5
2-канальный QPR-БК	2/4	4,2 /4,1 /4,3	Аппаратно-программный	1—2	2—8	0,7	5
3-канальный SIFT-CPU-NIFT-I/O	3/6	6,8 /7,0 /7,5	Программно-аппаратный	1—3	2—6	0,85	7
3-канальный ML-NIFT	3/3	3,4 /3,3 /3,5	Аппаратный	0—1	0—3	1,0	3,3

* Показатель для холодного резерва.

Сравнительные характеристики приведенных показателей БК

Структура типовой каналности	Эффективность использования потребляемой мощности типовой структуры БК	Эффективность использования потребляемой мощности БК, приведенная на один канал	Приведенные на канал масса/габариты	Приведенная на канал потребляемая мощность	Приведенная стоимость одного канала
2-канальный АКВИ	0,39 (0,69*)	1,95 (3,45*)	1,4/1,3	1,15 (0,65*)	1,4
3-канальный 1-процессорный АМКВИ	0,13	0,43	1,0/1,0	1,33	1,0
4-канальный 2-процессорный АМКВИ	0,08	0,2	2,7/2,8	2,5	2,7
2-канальный Delta-4	0,14	0,7	1,8/1,7	2,5	1,8
2-канальный QPR-БК	0,14	0,7	2,1/2,0	2,5	2,2
3-канальный SIFT-CPU- NIFT-I/O	0,12	0,4	2,2/2,3	2,33	2,5
3-канальный ML-NIFT	0,3	1	1,1/1,1	1,1	1,2

* Показатель для холодного резерва.

ратуре БК [28] для случая истинности работы оборудования аппарата контроля и восстановления информации. Показатель производительности прикладной задачи учитывает время, отводимое только для выполнения системной задачи управления.

Анализ полученных результатов показывает явную, на первый взгляд, невыгодность многоканальных структур БК с четырьмя и более каналами, особенно по стоимости, мощности потребления, массе и габаритам.

Видимое преимущество однопроцессорных БК дублированной структуры (особенно с холодным резервом) по показателям мощности потребления, массы, габаритов и стоимости, сочетается с очевидным отставанием по показателю времени восстановления работоспособности, особенно при отказе, что накладывает серьезные ограничения на применение структур такого типа в СУ с требованием поддержания непрерывности процесса управления. Условию мак-

симальной скорости парирования сбоев и отказов и поддержания непрерывности процесса управления наиболее всего удовлетворяют БК с полностью аппаратным способом поддержания отказоустойчивости, особенно ML-NIFT-структуры. Последняя также имеет максимальный показатель по производительности для прикладной задачи СУ.

Для большего удобства анализа введем следующие показатели через усреднение накладных расходов для БК:

— отношение производительности БК к мощности энергопотребления типовой структуры как показатель эффективности использования потребляемой мощности;

— приведенные к одному каналу основные показатели габаритов, массы, стоимости и т. п.

Полученные характеристики структур БК по этим показателям представлены в табл. 3.

Характеристики БК по допустимым отказам

Структура типовой каналности	Допустимые отказы в аппаратуре каналов БК	Максимально допустимые отказы в аппаратуре обеспечения отказоустойчивости
2-канальный АКВИ	1 отказ: процессора, или памяти, или канала ввода-вывода основного процессора	Не допустим никакой отказ
3-канальный 1-процессорный АМКВИ	2 отказа: процессор в одном канале и какой-либо из блоков в другом	Отказ в межканальной связи с одним из каналов
4-канальный 2-процессорный АМКВИ	4 отказа: отказ любого блока на прикладном уровне в 3 каналах и отказ любого блока на жизненном уровне в одном канале	Отказы в межканальной связи с двумя каналами или любого блока жизненного уровня в двух из четырех каналов
2-канальный Delta-4	2 отказа: отказ любого блока по одному на каждый канал из пары подканалов	Отказ общего оборудования пары подканалов или отказ в межканальной связи
2-канальный QPR-БК	2 отказа: процессор в одном канале и какой-либо из блоков в другом	Отказ в перекрестных связях
3-канальный SIFT-CPU-NIFT-I/O	2 отказа: один в оборудовании процессоров или в памяти одного из каналов, второй — в оборудовании ввода-вывода	Отказ в межканальной связи с одним из каналов или любого блока жизненного уровня, один отказ на канал в мажоритарном элементе канала
3-канальный ML-NIFT (без реконфигурации)	N отказов: по одному из отказов на канал в каждом из N ярусов мажоритирования	По одному отказу на канал в каждом из N мажоритаров каждого канала
3-канальный ML-NIFT (с реконфигурацией)	$2N$ отказов: по два отказа в каждом из N ярусов в трех каналах	По одному отказу на канал в каждом из N мажоритаров каждого канала

Лучший показатель эффективности использования потребляемой мощности наблюдается в двухканальной АКВИ-структуре, особенно с холодным резервированием, что отмечается как в характеристике для канала, так и для всей структуры. БК с такого типа структурой применимы в СУ, где требование минимальности энергопотребления является одним из основных, при этом не предъявляется жестких требований к регламенту обеспечения управления в реальном времени. При необходимости создания запаса избыточности в необслуживаемых СУ, таких как КА, многоканальная структура АКВИ с холодным резервированием может быть принята к рассмотрению перспективы использования.

Достаточно высокий показатель эффективности имеет также ML-NIFT-структура, а повышение требования к жесткости регламента реального времени и необходимости парирования сбоя или отказа «на лету» делает ML-NIFT-структуру лидером среди структур БК с горячим резервированием для необслуживаемых СУ с задачами навигационного типа.

Низкие показатели эффективности 3-канальных и более БК скрывают запас резервирования, который создает возможность более длительного истощения избыточности [22], что желательно при использовании COTS- и IOTS-компонентов. Кроме этого, в обслуживаемых СУ такой подход позволяет производить замену канала БК с наличием отказов на исправный в более мягком режиме [9, 30] без приостановки процесса управления и с меньшей вероятностью возникновения программно-аппаратного сбоя в СУ.

Следует заметить, что рассмотренные структуры при использовании однотипных компонентов имеют различный расчетный показатель надежности, который может либо ограничить возможность применения этой структуры БК, либо впоследствии потребовать внести изменения в проект БК, что неизбежно увеличит накладные расходы как в технической, так и в финансовой части последующего образца БК.

Необходимо дополнительно отметить, что общий показатель надежности структуры БК сильно зависит от местоположения дефекта. Так, сбой или отказ в аппаратуре БКУР двухканальной структуры может сначала выключить основной, а затем и резервный каналы — даже без объективной информации об отказах или сбоях в каком-либо канале. Для 3-канальных и более структур с межканальными связями сбой или отказ в аппаратуре межканального обмена одного из каналов парируется за счет сопоставления данных разных каналов. Как следует из анализа данных, приведенных в табл. 4, наибольшее количество допустимых полных отказов блоков в любой части оборудования позволяет парировать структура ML-NIFT, реализующая возможность накопления отказов и адаптации путем перестройки ярусов в одноканальную конфигурацию.

Выводы

IOTS-подход, основанный на использовании электронных компонентов Industry при реализации компьютерных систем для критических и бизнес-критических приложений, является частью более общего COTS-подхода. Анализ характеристик, достигаемых технически по надежности (отказоустойчивости), показывает возможность и экономическую целесообразность использования IOTS-компонентов в бортовых компьютерах, функционирующих в тяжелых условиях агрессивной внешней среды и повышенной радиации.

В рамках IOTS-подхода применение элементов с негарантированным уровнем радиационной стойкости обязывает вводить надежность компенсацию за счет глубоко резервированных структур. Применение NIFT-структур бортовых комплексов позволяет сочетать щадящий режим работы элементов [14] и обеспечивать высокий показатель надежности многоярусной мажоритарной структуры с адаптацией, что

компенсирует потери безотказности аппаратной подержкой функций АМКВИ.

Анализ показателей множества рассмотренных отказоустойчивых структур БК позволяет найти оптимальный вариант на этом множестве с учетом желаемого запаса по различным показателям надежности и стойкости и минимума стоимости при использовании электронных компонентов Industry.

Проекты отказоустойчивых БК космического назначения являются хорошей иллюстрацией взаимной «миграции» и интеграции аппаратных, программных средств и технологий, разрабатываемых для коммерческих и критических приложений в рамках подходов IOTS (COTS) и CrOTS (Critical-Off-The-Shelf) [36].

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Стассинопулос Э. Г., Реймонд Дж. П. Радиационные условия работы электроники в космическом пространстве // ТИИЭР.— 1988.— Т. 76, № 11.— С. 23—43.
2. Сраур Дж. Р., Макгэррити Дж. М. Воздействие излучения на микроэлектронные устройства в космосе // Там же.— С. 44—74.
3. Кернс Ш. Э., Шейфер Б. Д. Разработка радиационно стойких ИС космического назначения: обзор подходов // Там же.— С. 75—125.
4. Расмуссен Р. Д. Разработка радиационно стойкого оборудования космических летательных аппаратов // Там же.— С. 146—159.
5. Савария И., Румин Н. С., Хейес Дж. Ф., Агарвал В. К. Фильтрация случайных сбоев: решение проблем обеспечения надежной работы будущих цифровых СБИС // ТИИЭР.— 1986.— Т. 74, № 5.— С. 58—75.
6. Уэйкерли Дж. Ф. Повышение надежности микро-ЭВМ путем тройного резервирования модулей // ТИИЭР.— 1976.— Т. 64, № 6.— С. 65—78.
7. David Ph., Guidal Cl. Development of fault tolerant computer system for the hermes space shuttle // Fault-Tolerant Computing. 1993. FTCS-23. Digest of Papers. The Twenty-Third International Symposium on, Aug. 1993.— P. 641—646.
8. Nakamikawa T., Morita Yu., Yamaguchi Sh. et al. High performance fault tolerant computer and its fault recovery // Fault-Tolerant Systems, 1997. Proceedings., Pacific Rim International Symposium on, 1997.— P. 2—6.
9. Roques R., Corregge A., Boleat C. Fault-tolerant computer for the automated transfer vehicle // Fault-Tolerant Computing, 1998. Digest of Papers. Twenty-Eighth Annual International Symposium on, 1998.— P. 414—419.
10. Prager K., Vahey M., Farwell W. et al. A fault tolerant signal processing computer // Dependable Systems and Networks, 2000. DSN 2000. Proceedings International Conference on, 2000.— P. 169—174.
11. Caldwell D. W., Rennels D. A. FTSM: a fault-tolerant spaceborne microcontroller // Department of Computer Science, 4731 Boelter Hall University of California, Los Angeles, CA 90024, <http://www.chillarege.com/fastabstracts/ftcs98/382.html>.
12. Байда Н. К., Кривоносов А. И., Лысенко И. В. и др. Эволюция отказоустойчивых БЦВК и направления их развития на однокристалльных микро-ЭВМ // Системи обробки інформації (Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ).— 2001.— Вип. 4.— С. 217—225.
13. Кривоносов А. И., Байда Н. К., Кулаков А. А. и др. Структурно-алгоритмическая организация и модели надежности мажоритарно-резервированных систем // Космічна наука і технологія.— 1995.— № 1.— С. 69—77.
14. Харченко В. С., Юрченко Ю. Б., Байда Н. К. Реализация проектов отказоустойчивых бортовых компьютеров космических аппаратов с использованием электронных компонент INDUSTRY // Технология приборостроения.— 2002.— № 1.— С. 74—80.

15. Caldwell D. W., Rennels D. A. FTSM: a fault-tolerant spaceborne microcontroller // Department of Computer Science.— Los Angeles, CA.— <http://www.chillarege.com/fastabstracts/ftcs98/382.html>.
16. LaBel K. A., Gates M. M., Moran A. K. et al. Commercial microelectronics technologies for applications in the satellite radiation environment / <http://radhome.gsfc.nasa.gov/radhome/papers/aspens.htm>.
17. Howard J., Webb E., LaBel K. et al. Synopsys V1.3 proton dose and single event effects testing of the Intel Pentium III (P3) and AMD K7 microprocessors / <http://radhome.gsfc.nasa.gov/radhome/papers/i062100.pdf>.
18. Тяпченко Ю., Безроднов В. ПЭВМ на борту пилотируемого космического аппарата // СТА.— 1997.— № 1.— С. 34—37.
19. Гобчанский О. Применение MicroPC в вычислительных комплексах специального назначения // СТА.— 1997.— № 1.— С. 38—41.
20. Гобчанский О. Проблемы создания бортовых вычислительных комплексов малых космических аппаратов // СТА.— 2001.— № 4.— С. 28—35.
21. Гобчанский О., Попов В., Николаев Ю. Повышение радиационной стойкости промышленных средств автоматизации в составе бортовой аппаратуры // СТА.— 2001.— № 4.— С. 36—40.
22. Powell D., Arlat J., Beus-Dukic L. et al. GUARDS: a generic upgradable architecture for real-time dependable systems // Parallel and Distributed Systems, IEEE Transactions on.— 1999.— Vol. 10, issue 6.— P. 580—599.
23. LaBel K. A., Johnston A. H., Barth J. L. et al. Emerging radiation assurance (RHA) issues: a NASA approach for space flight programs / <http://radhome.gsfc.nasa.gov/radhome/papers/RHA98.pdf>.
24. O'Bryan M. V., LaBel K. A., Reed R. A. et al. Recent radiation damage and single event effect results for microelectronics / <http://radhome.gsfc.nasa.gov/radhome/papers/NSREC99.pdf>.
25. O'Bryan M. V., LaBel K. A., Reed R. A. et al. Radiation damage and single event effect results for candidate spacecraft electronics / http://radhome.gsfc.nasa.gov/radhome/papers/nsrec00_W21.pdf.
26. O'Bryan M. V., LaBel K. A., Reed R. A. et al. Ibid / http://radhome.gsfc.nasa.gov/radhome/papers/nsrec01_W15.pdf.
27. Scott J. A., Preckshot G. G., Gallagher J. M. Using Commercial-Off-The-Shelf (COTS) software in high-consequence safety systems // Lawrence Livermore National Laboratory, UCRL-122246, 1995.
28. Kim H., Shin K. G. Evaluation of fault tolerance latency from real-time application's perspectives // IEEE Transactions on computers.— 2000.— Vol. 49, N 1.— P. 55—64.
29. Melliar-Smith P. M., Schwartz R. L. Formal specification and mechanical verification of SIFT// A Fault-Tolerant Flight Control System. IEEE Trans. Computers.— 1982.— Vol. 31, N 7.— P. 616—630.
30. Kieckhafer R. M., Walter C. J., Finn A. M., Thambidurai P. M. The MAFT architecture for distributed fault tolerance // IEEE Trans. Computers.— 1988.— Vol. 37, N 4.— P. 398—405.
31. Harper R. E., Lala J. H. Fault-tolerant parallel processor // Guidance, Control and Dynamics.— 1990.— Vol. 14, N 3.— P. 554—563.
32. Powell D. Distributed fault-tolerance—lessons from Delta-4 // IEEE Micro.— 1994.— Vol. 14, N 1.— P. 36—47.
33. Афонин В. В., Лисейкин В. А., Милютин В. В. и др. Синхронизация каналов троированных каналов ПЛИК жесткого РВ // Промышленные АСУ и контроллеры.— 2001.— № 6.— С. 58—60.
34. Бурцев В. Возможности использования зарубежной элементной базы в системах военного применения // Живая электроника России.— 2002.— С. 33—36.
35. <http://www.cpm.ru/product/stratus>
36. Харченко В. С., Харченко К. В. COTS- и CrOTS-подходы к повышению эффективности критических и коммерческих ИТ-проектов // Системи обробки інформації (Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ).— 2002.— Вип. 2.— С. 252—258.

К. т. н. А. С. КОНДРАШОВ, к. т. н. В. И. ШЕЛЕСТ

Россия, г. С.-Петербург, Центр прикладной математики
и механики СПбО РАН
E-mail: kast68@mail.ru

Дата поступления в редакцию
22.07—11.11 2002 г.

Оппонент А. Л. КРАВЦОВ
(НИИРИ, г. Харьков)

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ СИНТЕЗА КОМПОНОВОЧНОЙ СХЕМЫ БАЗОВЫХ НЕСУЩИХ КОНСТРУКЦИЙ

Предложена и обоснована математическая постановка задачи структурно-параметрического синтеза компоновочной схемы базовых несущих конструкций радиоэлектронных средств.

При проектировании новых стоечных радиоэлектронных средств (РЭС) выбор структуры компоновочной схемы трехуровневой базовой несущей конструкции (БНК) и основных параметров конструктивных модулей различных уровней иерархии является одной из основных задач. Рациональный выбор схемы построения БНК, габаритных и установочных размеров конструктивных модулей на продолжительное время предопределяет функциональную емкость РЭС, размещаемых в перспективных БНК, и конкурентоспособность новой техники.

Для современных БНК характерна иерархическая структура построения, в которой модули нижестоящих уровней размещаются в модулях вышестоящих уровней. Различают [1] следующие уровни разукрупнения РЭС в модульном исполнении по конструктивной сложности: радиоэлектронный модуль третьего уровня (РЭМ 3) — функционально законченный радиоэлектронный шкаф, пульт, стойка, выполненные на основе БНК третьего уровня, модуль второго уровня (РЭМ 2) — блок или рама, выполненные на основе БНК второго уровня, и модуль первого уровня (РЭМ 1) — ячейка, плата, выполненные на основе БНК первого уровня (см. рис. 1). При этом модули БНК различного уровня иерархии должны обладать свойствами конструктивной и функциональной взаимозаменяемости, т. е. между наружными размерами конструктивных модулей нижестоящих уровней конструктивной иерархии и посадочными местами под их размещение в конструктивных модулях вышестоящего уровня иерархии должно соблюдаться размерно-геометрическое соответствие.

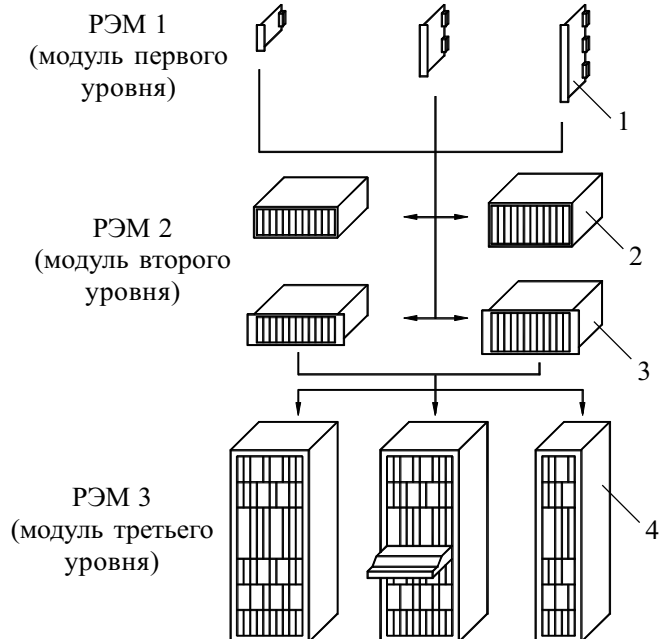


Рис. 1. Иерархия модулей несущих конструкций:
1 — блок; 2 — моноблок; 3 — секция; 4 — стойка

Рассмотрим обобщенную геометрическую модель конструктивного модуля БНК (рис. 2). Модуль БНК представляет собой прямоугольный параллелепипед с габаритными размерами L, B, H , внутри которого имеется множество прямоугольных областей $\{V(k)\}$ с размерами $\{L_k, B_k, H_k\}$ для размещения модулей нижестоящих уровней. Кроме того, конструктивный модуль обладает краевыми полями с размерами $m_{x1}, m_{x2}, m_{y1}, m_{y2}, m_{z1}, m_{z2}$ и межмодульными полями, ограниченными по соответствующим измерениям плоскостями с координатами $x_p^1, x_p^2, y_p^1, y_p^2, z_p^1, z_p^2$.

Рассмотрим обобщенную геометрическую модель конструктивного модуля БНК (рис. 2). Модуль БНК представляет собой прямоугольный параллелепипед с габаритными размерами L, B, H , внутри которого имеется множество прямоугольных областей $\{V(k)\}$ с размерами $\{L_k, B_k, H_k\}$ для размещения модулей нижестоящих уровней. Кроме того, конструктивный модуль обладает краевыми полями с размерами $m_{x1}, m_{x2}, m_{y1}, m_{y2}, m_{z1}, m_{z2}$ и межмодульными полями, ограниченными по соответствующим измерениям плоскостями с координатами $x_p^1, x_p^2, y_p^1, y_p^2, z_p^1, z_p^2$.

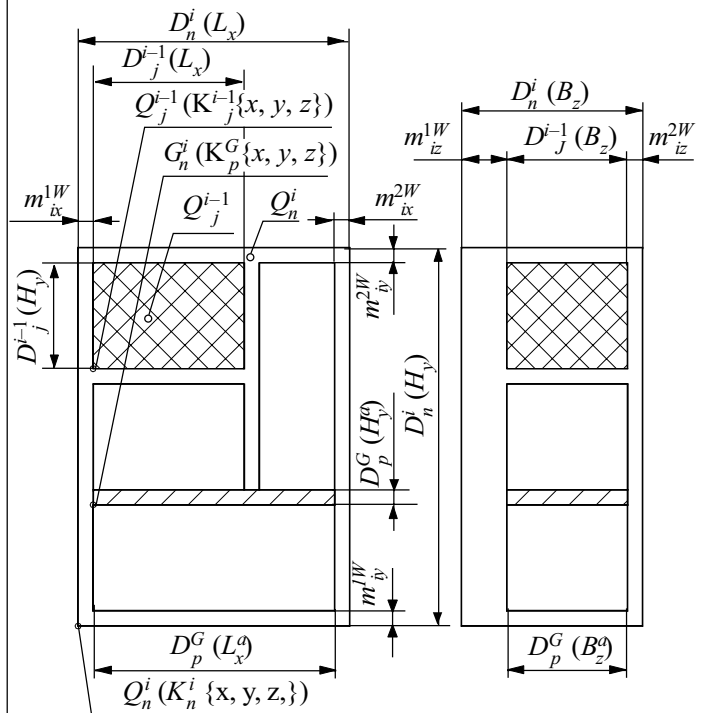


Рис. 2. Обобщенная геометрическая модель конструктивного модуля БНК

Следует отметить, что для выполнения принципа конструктивной взаимозаменяемости соединители во всех размещаемых модулях (за исключением конструктивного модуля 3-го уровня конструктивной иерархии) должны располагаться на одной стороне и лежать в одной плоскости, чтобы было возможно образовать зоны коммутации и электромонтажа в модуле вышестоящего уровня иерархии. Кроме того, эта сторона должна быть перпендикулярна направлению, вдоль которого перемещается размещаемый модуль при замене.

Сориентируем геометрическую модель разрабатываемого модуля БНК так, чтобы его стороны были параллельны осям координат. При этом можно видеть, что межмодульные поля отсутствуют только вдоль оси, совпадающей с направлением перемещения размещаемых модулей при их замене. В рассматриваемом случае эта ось направлена вдоль размера B_z . (Межмодульные и краевые поля необходимы для размещения конструктивных элементов, обеспечивающих фиксацию разрабатываемых модулей, жесткость конструкции, экранирование, теплоотвод, расположение элементов коммутации и электромонтажа.)

Отметим, что описанные элементы геометрической модели конструктивного модуля БНК присутствуют на всех уровнях конструктивной иерархии, кроме уровня РЭМ 1 (блока), где отсутствуют межмодульные поля, поскольку модуль находится на самом нижнем уровне конструктивной иерархии. В РЭМ 1 не могут входить другие конструктивные модули, однако в этом случае межмодульные поля можно геометрически интерпретировать как место расположения элементов жесткости и теплоотводящих шин на поверхности коммутационной платы (КП). В РЭМ 1 КП служит для установки и электрического соединения изделий электронной техники (микросхем, навесных элементов и т. д.), на которых построено размещаемое функциональное устройство.

Таким образом, рассматриваемая геометрическая модель пригодна для описания модулей любого уровня иерархии БНК.

Следует подчеркнуть, что в настоящей статье рассматриваются только вопросы размещения и компоновки модулей 3-уровневых БНК. Двухуровневая структура построения БНК, также находящая применение на практике, может быть получена из 3-уровневой путем исключения из ее состава модулей 2-го уровня конструктивной иерархии. Вопросы выбора для этих модулей размеров краевых и межмодульных полей, диктуемых распределением массы в синтезируемых БНК, тепловым режимом размещаемых РЭС и иными факторами, определяются математически моделями, изложенными, например, в [2, 3].

Важнейшим условием, обеспечивающим возможность автоматизированного решения задачи выбора компоновочной схемы и основных ее параметров для проектируемой трехуровневой БНК, является формализация поставленной задачи. Для выполнения этого условия приведем формальную постановку задачи синтеза структуры и конструктивных параметров многоуровневых иерархических БНК.

Обозначим модуль БНК через Q_n^i , где i — номер уровня структурной иерархии модуля БНК, n — порядковый номер модуля БНК в множестве модулей, которое необходимо разместить в модуле вышестоя-

щего уровня иерархии. Каждому Q_n^i поставим в соответствие множество параметров:

$$Q_n^i = \{K_n^i\{x, y, z\}; V_n^{\min(i)} \leq V_n^i, M_n^i \leq M_n^{\max(i)}, D_n^i\{L_{\min} \leq L_x \leq L_{\max}, B_{\min} \leq B_z \leq B_{\max}, H_{\min} \leq H_y \leq H_{\max}\}; M_n^{iw}\{m_{ix}^{1w}, m_{ix}^{2w}, m_{iy}^{1w}, m_{iy}^{2w}, m_{iz}^{1w}, m_{iz}^{2w}\}, w \in [1, W]; G_n^i\{K_p^G(x, y, z), D_p^G\{L_x^a, B_z^a, H_y^a\}, p \in [1, P], a \in [1, A]\}; \{Q_j^{i-1}, j \in [1, J]\}, \quad (1)$$

где $K_n^i\{x, y, z\}$ — множество, содержащее координаты базовой точки модуля БНК, служащей для определения его местоположения в модуле БНК вышестоящего уровня иерархии (например, это может быть одна из вершин эквивалентного параллелепипеда, являющегося геометрической моделью модуля БНК); $V_n^{\min(i)}$ — минимально допустимая величина полезного объема проектируемого модуля БНК; V_n^i — полезный объем проектируемого модуля БНК; M_n^i — масса проектируемого модуля БНК; $M_n^{\max(i)}$ — максимально допустимая масса проектируемого модуля; $D_n^i\{L_{\min} \leq L_x \leq L_{\max}, B_{\min} \leq B_z \leq B_{\max}, H_{\min} \leq H_y \leq H_{\max}\}$ — множество, содержащее размеры сторон эквивалентного параллелепипеда, образованного габаритными размерами проектируемого модуля БНК, и ограничения на эти размеры; $M_n^{iw}\{m_{ix}^{1w}, m_{ix}^{2w}, m_{iy}^{1w}, m_{iy}^{2w}, m_{iz}^{1w}, m_{iz}^{2w}\}, w \in [1, W]$ — множество значений сочетаний краевых полей эквивалентного параллелепипеда, выбираемое из возможных W сочетаний и соответствующее n -му проектируемому модулю БНК i -го уровня конструктивной иерархии; $G_n^i\{K_p^G(x, y, z), D_p^G\{L_x^a, B_z^a, H_y^a\}, p \in [1, P], a \in [1, A]\}$ — множество, содержащее координаты базовой точки p -го межмодульного поля и a -е размеры его сторон, выбираемых из множества допустимых к применению; $\{Q_j^{i-1}, j \in [1, J]\}$ — множество модулей БНК нижестоящего уровня иерархии, размещаемых в проектируемом модуле БНК (при этом для каждого элемента этого множества задана вся совокупность параметров, перечисленная выше).

Для успешного решения задачи выбора структуры и основных параметров компоновочной схемы трехуровневых БНК необходимо найти такие значения параметров, перечисленных в (1), чтобы приведенная ниже целевая функция принимала минимальное значение.

$$F^i(n) = k1 * [\sum_{j=1}^J L_j^{i-1} * H_j^{i-1} * B_j^{i-1}] / [L_n^i * H_n^i * B_n^i] + k2 * [C_n^i + \sum_{j=1}^J C_j^{i-1}] / C_{\max(n)}^i, \quad (2)$$

где $F(n)$ — значение целевой функции для n -го модуля БНК i -го уровня конструктивной иерархии; $L_j^{i-1}, H_j^{i-1}, B_j^{i-1}$ — габаритные размеры j -го размещаемого модуля БНК $i-1$ -го уровня конструктивной иерархии; J — число модулей $i-1$ -го уровня конструктивной иерархии, размещаемых в проектируемом модуле БНК; L_n^i, H_n^i, B_n^i — габаритные размеры n -го проектируемого модуля БНК i -го уровня конструктивной иерархии; C_n^i — затраты на изготовление n -го проектируемого модуля БНК i -го уровня конструктивной иерархии; C_j^{i-1} — затраты на изготовление j -го раз-

мещаемого модуля БНК $i-1$ -го уровня конструктивной иерархии; $C_{\max(n)}^i$ — заданный максимально допустимый уровень затрат на изготовление n -го проектируемого модуля БНК i -го уровня конструктивной иерархии; k_1, k_2 — весовые коэффициенты, выбираемые пользователем в зависимости от условий синтеза конструктивной системы БНК.

Данная целевая функция приведена для случая синтеза перспективной конструктивной системы БНК. В случае (для производителя РЭС, а не БНК) если требуется с ее помощью оценить целесообразность применения той или иной закупаемой конструктивной системы, в качестве затрат должны фигурировать затраты на закупку соответствующих конструктивных модулей и максимально допустимый уровень этих затрат.

Весовые коэффициенты необходимы для достижения желаемого баланса между стоимостью изготовления и компоновочной емкостью проектируемых БНК. С точки зрения затрат на производство, для производителя, изготавливающего БНК серийно на специализированном производстве, выгодно иметь ограниченный ряд типоразмеров. При этом чем меньше количество типоразмеров модулей БНК различных уровней конструктивной иерархии будет иметь синтезируемая конструктивная система, тем выше серийность изготовления входящих в ее состав модулей, а значит, ниже себестоимость их изготовления. Однако при этом из-за несовпадения требуемых типоразмеров и имеющихся в наличии неизбежно снижение коэффициента использования объема конструктивных модулей при размещении в них функциональных устройств РЭС [4]. И наоборот, чем больше типоразмеров модулей БНК имеет конструктивная система, тем выше вероятность подобрать типоразмер, адекватный объему, необходимому для размещения функционального устройства РЭС. При этом из-за наличия большого числа типоразмеров конструктивных модулей происходит рост стоимости изготовления такой конструктивной системы БНК.

Анализируя приведенную целевую функцию (2), можно сделать вывод, что результат, выдаваемый целевой функцией, является безразмерным. И кроме этого, значения каждого из слагаемых, входящих в целевую функцию, без учета величин весовых коэффициентов лежат в диапазоне от 0 до 1. Поэтому выбором диапазона изменения весовых коэффициентов k_1 и k_2 можно задать желаемый диапазон изменения целевой функции. В частности, при $k_1=k_2=0,5$ значения целевой функции лежат в диапазоне от 0 до 1.

Объем любого конструктивного модуля, вне зависимости от уровня его конструктивной иерархии в составе разрабатываемой системы БНК, можно разделить на две основные группы. Это, во-первых, компоновочный (полезный) объем, используемый для размещения модулей нижестоящего уровня иерархии. И, во-вторых, служебный объем, предназначенный для обеспечения фиксации размещаемых конструктивных модулей, механической прочности, жесткости конструкции и реализации других функций, обеспечивающих надежное функционирование РЭС в составе размещаемых модулей.

Значение компоновочного объема определяется суммой объемов размещаемых модулей БНК нижестоящего уровня иерархии и дополнительным объемом, возникающим при неплотной укладке размещаемых модулей БНК. Значение служебного объема модуля БНК определяется числом и шириной межмодульных полей, а также шириной краевых полей. Ширина межмодульных и краевых полей зависит от числа и состава размещаемых модулей БНК, допустимых к применению профилей, материалов, номенклатуры комплектующих изделий и условий эксплуатации РЭС, размещаемых в проектируемой системе БНК.

Приведенные в (1) параметры конструктивного модуля в соответствии с принципами системного подхода к конструированию БНК можно разделить на три подгруппы: входные, выходные и ограничения.

К первой подгруппе относятся $Q_j^{-1}, j \in [1, J]$ — множество модулей БНК нижестоящего уровня иерархии, размещаемых в проектируемом модуле БНК с соответствующим набором перечисленных в (1) параметров.

Ко второй подгруппе параметров относятся $K_n^i\{x, y, z\}$ — координаты размещения проектируемого модуля БНК в модуле вышестоящего уровня конструктивной иерархии; V_n — полезный объем проектируемого модуля БНК; M_n — масса проектируемого модуля с учетом размещенных в нем модулей нижестоящего уровня конструктивной иерархии; $D_n^i\{L_x, B_z, H_y\}$ — габаритные размеры проектируемого модуля БНК, $M_n^{iw}\{m_{ix}^{1w}, m_{ix}^{2w}, m_{iy}^{1w}, m_{iy}^{2w}, m_{iz}^{1w}, m_{iz}^{2w}\}$, $w \in [1, W]$ — выбираемые из W возможных сочетания размеров краевых полей в проектируемом модуле БНК; $G_n^i\{K_p^G(x, y, z), D_p^G\{L_x^a, B_z^a, H_y^a\}\}$, $p \in [1, P]$, $a \in [1, A]$ — множество, содержащее координаты базовой точки p -го межмодульного поля и a -е размеры его сторон, выбираемых из множества допустимых к применению в проектируемом модуле БНК.

К ограничениям относятся V_n^{\min} — минимально возможное значение полезного объема проектируемого модуля БНК; M_n^{\max} — максимально допустимое значение массы проектируемого модуля; $D_n^i\{L_{\min} \leq L_x \leq L_{\max}, B_{\min} \leq B_z \leq B_{\max}, H_{\min} \leq H_y \leq H_{\max}\}$ — допустимые диапазоны изменения габаритов проектируемого модуля БНК.

Ограничения на габариты сторон модулей БНК связаны с конструктивными особенностями размещаемых в них функциональных устройств или модулей БНК нижестоящего уровня конструктивной иерархии. Например, ограничения для размеров параллелепипедов, соответствующих модулям БНК второго и третьего уровня структурной иерархии, определяются максимальными размерами сторон размещаемых параллелепипедов. При этом размеры сторон параллелепипеда, в котором осуществляется размещение, должны быть больше размеров соответствующих сторон размещаемых параллелепипедов.

Если рассматривать многоуровневую БНК как сложную систему, то пространство, образованное краевыми и межмодульными полями, используется для размещения подсистем БНК, обеспечивающих надежное функционирование РЭС, — в частности, механи-

ческую прочность, нормальный тепловой режим РЭС, электромагнитную совместимость размещаемых РЭС, зоны для электросоединителей и электромонтажа.

Например, с позиции подсистемы обеспечения механической прочности БНК геометрические параметры краевых и межмодульных полей проектируемых БНК зависят от состава, размеров, массы и ориентации в пространстве размещаемых модулей БНК, от величины и направления действия ударных нагрузок, от интенсивности и частотного диапазона вибрационных нагрузок. Для остальных подсистем БНК можно определить свой перечень ограничений, входных и выходных параметров.

После анализа взаимосвязей подсистем, взаимного влияния разнообразных факторов, определяющих их свойства и режимы функционирования, станет возможным построить системную модель БНК и решить задачу их автоматизированного многокритериального синтеза. Эта задача весьма объемная, поэтому в настоящей статье анализируются ограничения, вход-

ные и выходные параметры только подсистемы компоновки БНК. Вместе с тем выбор параметров и структуры подсистемы компоновки БНК имеет принципиальное значение. Это связано с тем, что в ходе синтеза конструктивной системы модулей БНК результатом этого синтеза являются, в первую очередь, выходные параметры подсистемы компоновки.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. ГОСТ 26632—85. Уровни разукрупнения радиоэлектронных средств по функционально-конструктивной сложности. Термины и определения.
2. Ненашев А. П. Конструирование радиоэлектронных средств.— М.: Высш. шк., 1990.
3. Лутченков Л. С. Автоматизированное проектирование несущих конструкций радиоэлектронных средств. — М.: Радио и связь, 1991.
4. Кондрашов А. С. Математическая постановка задачи выбора оптимальных габаритов типовых элементов замены стоечной аппаратуры связи / В сб.: Синтез и анализ алгоритмов оптимальной обработки сигналов.— СПб, ГУТ.— 1993.— № 159.— С. 94—99.

ПАМЯТНЫЕ ДАТЫ В 2003 ГОДУ

- 130 лет со времени опубликования (1873) английским физиком Д. Максвеллом «Трактата об электричестве и магнетизме», в котором дана законченная теория электрических и магнитных явлений.
- 125 лет назад (1878) физиком и изобретателем Д. Юзом разработан угольный микрофон.
- 120 лет назад (1883) американский изобретатель Т.-А. Эдисон первым обнаружил явление термоэлектронной эмиссии (эффект Эдисона), который лег в основу создания радиопромышленности.
- 85 лет назад (1918) русский ученый М. А. Бонч-Бруевич и английские ученые В. Икклз и Ф. Джордан независимо друг от друга создали электронное реле, названное триггером.
- 70 лет назад (1933) ученые в области телевизионной техники П. В. Шмаков и П. В. Тимофеев изобрели первую в мире передающую трубку «с переносом изображения» (супериконоскоп).
- 7 марта — 100 лет со дня рождения М. А. Леонтовича (1903—1981), физика-теоретика, основателя научной школы по радиофизике и физике плазмы.
- 11 марта — 90 лет со дня рождения Б. Н. Петрова (1913—1980), ученого в области систем автоматического управления авиационной и космической техники, организатора науки.
- 12 марта — 140 лет со дня рождения В. И. Вернадского (1863—1945), ученого-естествоиспытателя, минералог, кристаллограф, основоположника геохимии, биогеохимии, радиогеологии и учения о биосфере, историка науки.
- 1 мая — 75 лет со дня рождения (1928) Б. П. Захарчени, ученого-физика, специалиста в области полупроводниковой оптики и спектроскопии, создателя научной школы.
- 10 мая — 100 лет со дня рождения О. В. Лосева (1903—1942), ученого-радиофизика, одного из основоположников полупроводниковой электроники, создателя кристадина.

- 21 мая — 80 лет со дня рождения (1923) И. М. Цидильковского, ученого в области физики полупроводников.
- 22 мая — 100 лет со дня рождения Б. М. Вула (1903—1985), ученого в области физики диэлектриков и полупроводников, квантовой электроники, одного из создателей полупроводниковых лазеров.
- 23 мая — 120 лет со времени изобретения (1883) русским ученым П. М. Голубицким микрофона с угольным порошком.
- Июль — 70 лет со времени выхода в свет (1933) первого номера научно-популярного журнала «Техника молодежи».
- 3 июля — 100 лет со дня рождения Д. Е. Мальярова (1903—1942), ученого в области электровакуумного приборостроения.
- 18 июля — 150 лет со дня рождения Х. А. Лоренца (1853—1928), нидерландского физика-теоретика, создателя классической электронной теории, лауреата Нобелевской премии.
- 26 июля — 75 лет назад (1928) состоялась первая демонстрация телевизионной установки «Радиотелефот», изобретенной Б. П. Грабовским, прообраза электронного телевидения.
- 6 августа — 250 лет со дня смерти Г. В. Рихмана (1711—1753), ученого-физика, положившего начало исследованиям электричества в России, сподвижника М. В. Ломоносова.
- 12 августа — 70 лет со дня рождения Д. Н. Наследова (1903—1975), ученого в области физики и техники полупроводников.
- 24 августа — 80 лет со дня рождения В. М. Глушкова (1923—1982), ученого в области математики и вычислительной техники, основателя научной школы в области теоретической кибернетики.
- 6 сентября — 95 лет со дня рождения (1908) В. А. Котельникова, ученого в области радиофизики и радиотехники, создателя планетной радиолокации.
- 20 сентября — 125 лет со дня рождения В. В. Татаринова (1878—1941), ученого-радиофизика, одного из пионеров отечественной радиотехники.

Из «Календаря юбилейных и памятных дат в области естествознания и техники на 2003 год».— М.: Политехн. музей, Центр. политехн. б-ка, 2002.

К. т. н. О. Н. НЕГОДЕНКО, к. т. н. В. И. СЕМЕНЦОВ,
А. А. ХВОСТЕНКО, Д. В. ЗАРУБА

Дата поступления в редакцию
20.11 2002 г. — 27.02 2003 г.

Россия, Таганрогский радиотехнический университет
E-mail: metbis@fep.tsure.ru

Оппоненты к. т. н. А. Г. ЛОШКО, к. т. н. А. А. НОВИКОВ
(ОНАС им. А. С. Попова, г. Одесса)

ПЛАНАРНЫЕ LC-РЕЗОНАТОРЫ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

Анализируются частотные свойства резонаторов, приводятся примеры их использования в датчиках электромагнитных излучений и в радиопарных датчиках.

Индуктивные элементы (ИЭ) и цепи на их основе все еще применяются в устройствах связи, управления, контроля, диагностики [1]. Для частот в десятки и сотни МГц представляют интерес планарные резонаторы и устройства с их использованием, построенные на основе LC-цепи с распределенными параметрами (\overline{LC} -цепи), изготавливаемые по технологии печатных плат, пленочных и даже полупроводниковых интегральных микросхем [2].

В представленной работе анализируются частотные свойства планарных резонаторов и возможность использования таких резонаторов в различных функциональных устройствах.

Планарный резонатор (ПР) (рис. 1) содержит плоский спиральный токопровод (ТП) 1 на диэлектрической подложке 2. ТП отделен от проводящей пленки 4 диэлектриком 3. Для уменьшения потерь на вихревые токи проводящая пленка может содержать прорезы 5.

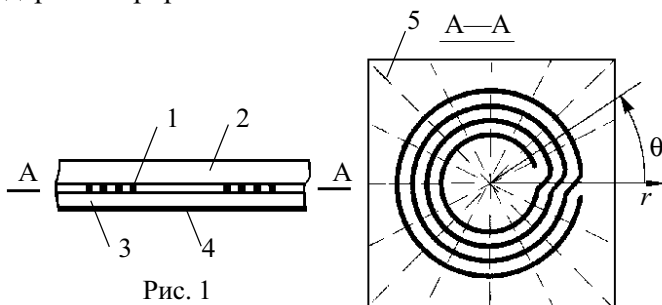


Рис. 1

Пусть ПР выводами токопровода подключен к источнику гармонического напряжения с угловой частотой ω . С учетом геометрии ТП можно записать:

$$\dot{U}_n(2\pi) = \dot{U}_{n+1}(0), \dot{I}_n(2\pi) = \dot{I}_{n+1}(0);$$

$$\dot{U}_1(0) = -\dot{U}_w(2\pi), \dot{I}_1(0) = \dot{I}_w(2\pi), n=1 \dots (w-1), \quad (1)$$

где $\dot{U}_n(\theta)$ и $\dot{I}_n(\theta)$ — комплексные амплитуды потенциала и тока n -го витка с угловой координатой θ (в (1) $\theta=0, 2\pi$); измерение витков от 1 до w ведется от центра к периферии.

Комплексное сопротивление резонатора

$$\dot{Z} = [\dot{U}_1(0) - \dot{U}_w(2\pi)] / \dot{I}_1(0) = 2 \cdot \dot{U}_1(0) / \dot{I}_1(0). \quad (2)$$

На основании закона Ома для участка цепи и закона сохранения заряда получаем следующую систему обыкновенных дифференциальных уравнений:

$$-\frac{d\dot{U}_n(\theta)}{d\theta} = \frac{1}{2\pi} (R_n + j\omega L_n) \cdot \dot{I}_n + j\omega \frac{1}{2\pi} \sum_{m=1}^w M_{mn} \cdot \dot{I}_m(\theta), m \neq n;$$

$$-\frac{d\dot{I}_n(\theta)}{d\theta} = j\omega \frac{1}{2\pi} \sum_{m=1}^n \beta_{mn} \cdot \dot{U}_m(\theta), n=1 \dots w, \quad (3)$$

где L_n, R_n — индуктивность и активное сопротивление n -го витка;
 M_{mn}, β_{mn} — взаимная индуктивность и коэффициент электро-статической индукции m -го и n -го витков;
 j — мнимая единица.

Решение (1)—(3) дает возможность определить комплексное сопротивление \dot{Z} . Для упрощения задачи введем усредненные параметры L, β и M . Так как расстояние между плоскостью ТП и проводящей пластиной 4 много меньше шага ТП, то можно принять $\beta_{mn}=0$. Далее, считая резонатор высокодобротным ($\omega L_n \gg R_n$), принимаем $R_n=0$. При этих допущениях из (3) получаем систему дифференциальных уравнений

$$\frac{d^2 \dot{U}_n(\theta)}{d\theta^2} = -\frac{\omega^2 \beta L}{4\pi^2} \dot{U}_n(\theta) - \frac{\omega^2 \beta M}{4\pi^2} \sum_{p=1, p \neq n}^w \dot{U}_p(\theta), n=1 \dots w \quad (4)$$

и ее решение:

$$\dot{U}_n(\theta) = C_1 \cdot \cos \alpha \theta + C_2 \cdot \sin \alpha \theta + C_{2n+1} \cdot \cos v \theta + C_{2n+2} \cdot \sin v \theta, n=1 \dots (w-1);$$

$$\dot{U}_w(\theta) = C_1 \cdot \cos \alpha \theta + C_2 \cdot \sin \alpha \theta - \sum_{n=1}^{w-1} C_{2n+1} \cdot \cos v \theta - \sum_{n=1}^{w-1} C_{2n+2} \cdot \sin v \theta, \quad (5)$$

где C_1, C_2 — постоянные интегрирования;

$$\alpha = \frac{\omega}{2\pi} \sqrt{\beta L [1 + k(w-1)]}; \quad v = \frac{\omega}{2\pi} \sqrt{\beta L (1 - k)}; \quad k = \frac{M}{L}.$$

Затем находим постоянные интегрирования $C_1, C_2 \dots$ по граничным условиям (1) и приводим (2) к виду

$$\dot{Z}_n = \frac{1}{\left(\text{ctg} \Psi A - \frac{A}{B} \text{ctg} \Psi B + \frac{A w}{B} \text{ctg} \Psi B \right)}, \quad (6)$$

где \dot{Z}_H — нормированное комплексное сопротивление ПР —

$$\dot{Z}_H = \frac{\dot{Z}}{(2jw)\sqrt{\frac{L[1+k(w-1)]}{\beta}}}$$

$\Psi = 0,5\omega\sqrt{\beta L}$ — нормированная угловая частота;

$$A = \sqrt{1+k(w-1)}; \quad B = \sqrt{1-k}$$

Типичная частотная зависимость \dot{Z}_H от Ψ для $k=0,3$, $w=5$ приведена на рис. 2. Она имеет бесконечное число полюсов и нулей, которые чередуются, но их распределение по оси частот неравномерно.

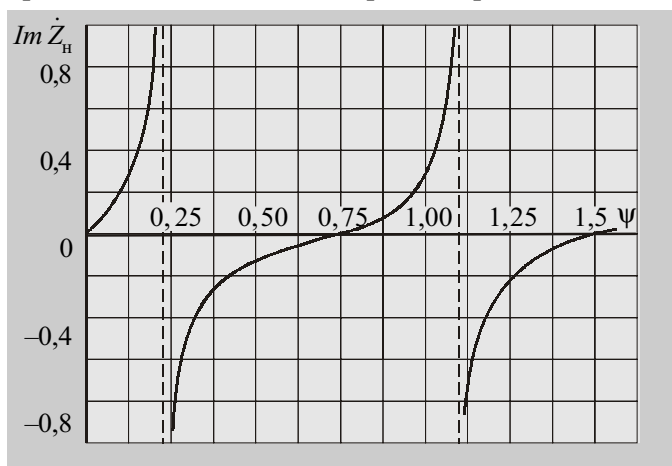


Рис. 2

Наибольший интерес представляет первый резонанс, т. к. на более высоких частотах потери в элементах ПР возрастают и его избирательные свойства ухудшаются. Покажем, что на частоте первого резонанса Ψ_{p1} и в ее окрестностях ПР можно представить простой эквивалентной схемой.

На частотах $\Psi = \Psi_{p1}$ аргументы котангенсов в (6) малы, и поэтому можно считать, что $\text{ctg}x \approx (1/x) - (x/3)$. Относительная погрешность при $x \leq 1$ менее 4%.

Тогда из (6) находим:

$$\dot{Z}_H = \left[\frac{1}{\Psi A} - w^2 \frac{\Psi A}{3} \right]^{-1} \quad (7)$$

Полюс функции (7) $\Psi_p = \frac{\sqrt{3}}{wA}$, откуда следует выражение для угловой частоты резонанса токов в ПР:

$$\omega_{p1} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}}$$

где $L_3 = wL[1+k(w-1)]$, $C_3 = \beta w/12$.

Согласно (7) и (8), на частоте ω_{p1} и в ее окрестности ПР эквивалентен простому параллельному колебательному контуру с индуктивностью L_3 и емкостью C_3 . Здесь произведение βw равно низкочастотному значению емкости C между витками ТП и проводящей пленкой (используется известная формула для плоскостного конденсатора). Поэтому $C_3 = C/12$, а L_3 равна низкочастотному значению индуктивности ТП

$L_{Hч}$ и может быть также рассчитана по формулам, приводимым в справочниках.

Проводящая пленка ПР может быть соединена с одним из выводов ТП. ПР может быть представлен последовательной схемой замещения, если первый вывод берется от ТП, а второй — от проводящей пленки. В этих случаях уравнение длинной линии решается при других граничных условиях. Возможные варианты ПР, их эквивалентные схемы и граничные частоты, до которых справедливы значения параметров эквивалентных схем, показаны на рис. 3.

Резонатор	Эквивалентная схема	Граничная частота
1	 $L_3 = L_{Hч}$ $C_3 = C/12$	$f_{гр} = \frac{1}{2\sqrt{L_3 C}}$
2	 $L_3 = L_{Hч}$ $C_3 = C/3$	$f_{гр} = \frac{1}{4\sqrt{L_3 C}}$
3	 $L_3 = L_{Hч}/3$ $C_3 = C$	$f_{гр} = \frac{1}{4\sqrt{L_3 C}}$

Рис. 3

При форме ТП, отличной от показанной на рис. 1, частоты резонансов другие, однако эквивалентные схемы и граничные частоты сохраняются, меняются только значения емкости C и индуктивности $L_{Hч}$.

Из всех возможных применений ПР можно выделить датчики электромагнитных излучений (печатные приемные антенны), частотоподающие элементы автогенераторов для радиопарных датчиков.

Пример конструкции телевизионной антенны на 1-й—12-й каналы приведен на рис. 4. Она выполнена из стеклотекстолита толщиной 1,2 мм с двухсторонней металлизацией и применением прорезей 2. Антенна на лицевой стороне содержит монополь 1 для приема 12-го канала. По обе стороны монополя расположены девять одинаковых ПР 3, ТП которых соединены с монополем. ПР с помощью измерителя добротности Е4-11 настроены на частоты в пределах от 48,5 до 56,5 МГц через 1 МГц с применением дискретных припаяваемых конденсаторов емкостью соответственно 39, 42, 43, 44,3, 47, 37,5, 36, 33,8 и 33 пФ. Набор ПР служит для приема первого канала.

С помощью прорезей выделен заземляемый элемент 4, соединяемый с оплеткой кабеля 5, внутренняя жила которого припаявается к монополю. Кабель подключается к входу телевизора. На обратной стороне антенны против ТП сформированы проводящие элементы ПР 6. Антенна обладает направленностью:

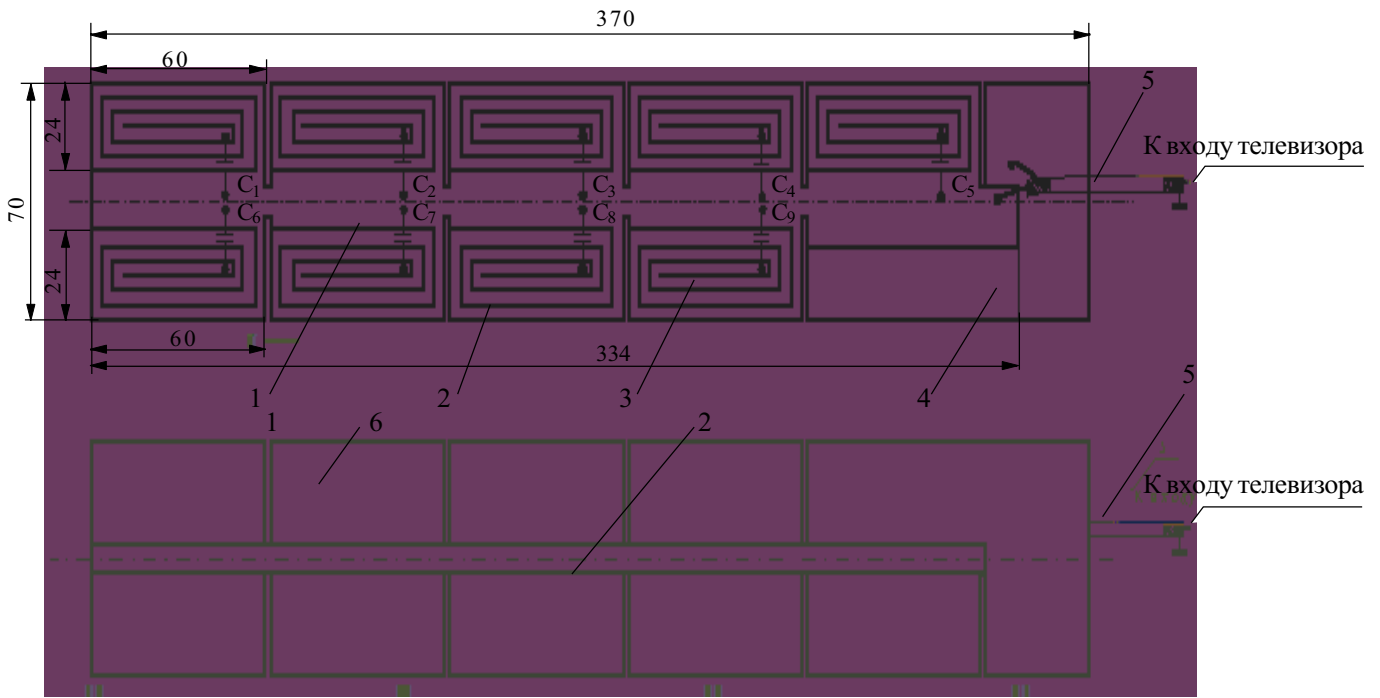


Рис. 4

выходной сигнал максимален, если входной сигнал поступает слева направо (рис. 4); он ослабляется в 8 раз, если поступает по направлению, перпендикулярному плоскости антенны.

ПР в качестве частото задающих элементов удобно использовать в автогенераторах на аналогах негatronов (АН) [3, с. 146, 166]. При использовании АН с S-образной вольт-амперной характеристикой (ВАХ) нужен ПР, не пропускающий постоянный ток (вариант 3 рис. 3). Для АН с N-образной ВАХ, наоборот, ПР должен пропускать постоянный ток (варианты 1 и 2 рис. 3). Такие генераторы являются излучающими модулями, которые можно использовать в радиопарных датчиках.

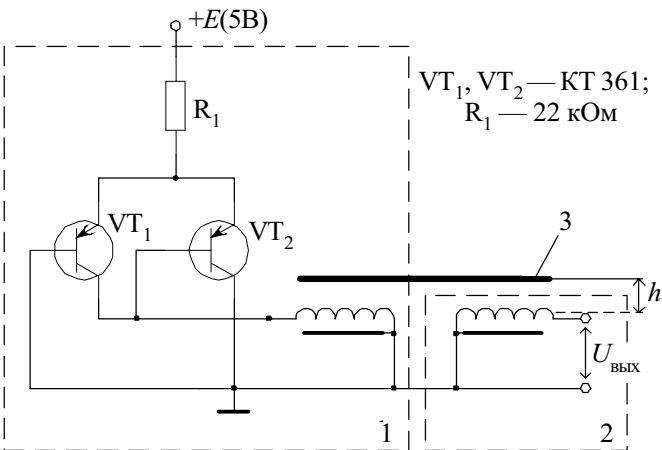


Рис. 5

Пример радиопарного датчика на АН с N-образной ВАХ показан на рис. 5. Датчик состоит из излучающего модуля 1, приемного ПР 2 и расположенной над ПР перемещаемой медной пластины 3. В эксперименте использовался ПР из стеклотекстолита размерами 1,2×110×80 мм. Витки ТП выполнялись с применением прорезей шириной 0,6 мм, число прямоугольных витков 15. График зависимости ампли-

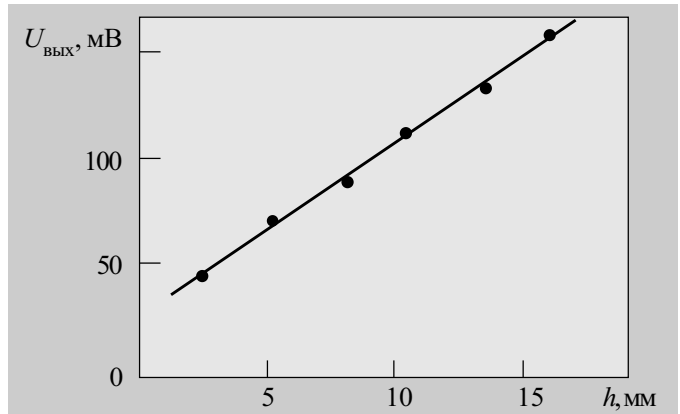


Рис. 6

туды выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от расстояния между ТП резонаторов и медной пластиной h приведен на рис. 6; по мере приближения медной пластины к резонаторам рабочая частота возрастает с 4,2 до 6 МГц. Как видно, зависимость почти линейная. Так как медная пластина может перемещаться под действием массы, силы, то такой радиопарный датчик может служить для измерения этих величин.

Таким образом, анализ частотных свойств резонаторов и вариантов их включения показал возможность применения резонаторов в датчиках физических величин и в других функциональных устройствах.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Негоденко О. Н., Семенов В. И., Мардашшин Ю. П. Датчики приближения и положения на основе индуктивных балансных сенсоров // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2001.— № 4—5.— С. 53—55.
2. Burghartz J. N., Jenkis K. A., Soguer M. Multilevel spiral inductor using VLSI interconnect technology // IEEE Electron Device Letters.— 1996.— Vol. 17, N 9.— P. 428—430.
3. Серьезнов А. Н., Степанова Л. Н., Гаряинов С. А. и др. Негатроника.— Новосибирск: Наука, 1995.

К. т. н. А. К. МАМЕДОВ

Азербайджанский технический университет, г. Баку
E-mail: mamedov-az50@mail.ru

Дата поступления в редакцию
17.01 2003 г.

Оппоненты к. т. н. Э. А. АЛЕСКЕРОВ (АТУ, г. Баку),
к. ф.-м. н. В. В. КОВАЛЬЧУК
(Южноукр. пед. ун-т им. К. Д. Ушинского, г. Одесса)

РАСЧЕТ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ЗАТВОРОМ ШОТТКИ НА ОСНОВЕ АМОРФНОГО ПОЛУПРОВОДНИКА

Предложена математическая модель транзистора с затвором Шоттки на основе аморфных полупроводниковых слоев. Проведен расчет параметров и характеристик.

В настоящее время в устройствах отображения информации в качестве переключающих элементов широко используются тонкопленочные полевые транзисторы (ТПТ) с затвором Шоттки на основе аморфных полупроводниковых слоев (например, гидрогенизированного аморфного кремния) [1]. Отличительной особенностью таких транзисторов является наличие затвора Шоттки со структурой "металл—аморфный полупроводник", в то время как традиционные транзисторы подобного типа имеют затвор Шоттки со структурой "металл—кристаллический полупроводник".

Известные математические модели [2] транзисторов с затвором Шоттки справедливы для затворов со структурой "металл—кристаллический полупроводник". Использование таких математических моделей для ТПТ с затвором Шоттки на основе аморфных полупроводниковых слоев неоправдано, т. к. полупроводниковые пленки в этом случае имеют разупорядоченную структуру [3], а контакт Шоттки металла с аморфной пленкой описывается математическими выражениями, отличными от соотношений, справедливых для контактов металла с кристаллическим полупроводником.

Целью настоящей работы является разработка математической модели ТПТ с затвором Шоттки на основе аморфных полупроводниковых слоев. Для решения этой задачи аналитически рассмотрен контакт Шоттки металла с аморфной полупроводниковой пленкой.

На рис. 1 представлена конструкция тонкопленочного транзистора. ТПТ содержит изолирующую прозрачную подложку 1 из стекла, слой 2 аморфного полупроводника, на котором размещены электрод 4 затвора и электроды 5, 3 стока и истока, соответственно.

Выходные вольт-амперные характеристики нормально открытых полевых транзисторов описываются соотношением [4, с. 198]

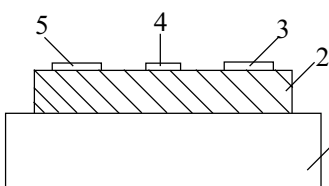


Рис. 1. Конструкция тонкопленочного транзистора

$$I_{\text{ст нас}} = \frac{Z\mu\epsilon\epsilon_0}{2aL} (V_{\text{зат}} + V_{\text{пор}})^2, \quad (1)$$

где $I_{\text{ст нас}}$ — ток насыщения стока;
 Z, a, L — ширина, толщина и длина канала, соответственно;
 μ — подвижность носителей;
 ϵ — диэлектрическая проницаемость аморфной пленки;
 ϵ_0 — диэлектрическая постоянная;
 $V_{\text{зат}}$ — напряжение на затворе;
 $V_{\text{пор}}$ — пороговое напряжение.

Учитывая, что $V_{\text{пор}} = V_{bi} - V_{\text{отс}}$, где V_{bi} — величина встроенного потенциала; $V_{\text{отс}}$ — напряжение отсечки канала, приведем выражение (1) к виду

$$I_{\text{ст нас}} = I_{\text{отс}} \left(\frac{V_{bi} + V_{\text{зат}}}{V_{\text{отс}}} - 1 \right)^2, \quad (2)$$

где $I_{\text{отс}}$ — ток отсечки канала —

$$I_{\text{отс}} = (Z\mu\epsilon\epsilon_0/2aL)V_{\text{отс}}^2. \quad (3)$$

С учетом того, что напряжение насыщения на стоке определяется соотношением

$$V_{\text{ст нас}} = V_{\text{отс}} - V_{\text{зат}} - V_{bi}, \quad (4)$$

выражение (2) можно переписать в виде

$$I_{\text{ст нас}} = \frac{I_{\text{отс}} V_{\text{ст нас}}^2}{V_{\text{отс}}^2}, \quad (5)$$

который описывает стоковую характеристику полевого транзистора.

Для контакта "затвор—полупроводник" (см. рис. 1) потенциал $\phi(x)$ (где x — координата, отсчитываемая от границы раздела "затвор—полупроводник", направленная в область обеднения) определяется разностью $V_{bi} - V_{\text{зат}}$. Если ширина обедненного слоя (W) равна толщине канала (a), тогда $V_{\text{зат}} = V_{\text{пор}}$ и, следовательно, $\phi(x) = V_{\text{отс}} = V_{bi} - V_{\text{пор}}$. В этом случае для определения основных электрических параметров ТПТ ($V_{\text{отс}}, I_{\text{отс}}, V_{\text{пор}}$), а также зависимости величины тока затвора ($I_{\text{зат}}$) от напряжения на затворе ($V_{\text{зат}}$), необходимо найти математическое соотношение для $\phi(x)$ и ВАХ указанного выше контакта.

Математически такая задача сводится к решению дифференциального уравнения Пуассона в виде [5, с. 7]

$$\frac{d^2\phi(x)}{dx^2} = + \frac{q}{\epsilon\epsilon_0} [qg_0\phi(x) + N_t] \quad (6)$$

при начальных условиях

$$\frac{d\phi}{dx} = 0 \text{ и } \phi(x)=0 \text{ при } x=W, \quad (7)$$

где q — заряд электрона;

g_0 — плотность локализованных состояний;

N_t — плотность состояний на моноэнергетическом уровне с энергией E_t .

Нетрудно показать, что общее решение линейного неоднородного дифференциального уравнения (6) имеет вид

$$\phi(x) = C_1 \cdot e^{\sqrt{q^2 g_0 / \epsilon \epsilon_0} x} + C_2 \cdot e^{-\sqrt{q^2 g_0 / \epsilon \epsilon_0} x} - \frac{q N_t}{q^2 g_0}, \quad (8a)$$

которое удобно представить в виде

$$\phi(x) = C_1 \cdot e^{\sqrt{B}x} + C_2 \cdot e^{-\sqrt{B}x} - \frac{P_0}{B}, \quad (8б)$$

где C_1, C_2 — постоянные; $B = \frac{q^2 g_0}{\epsilon \epsilon_0}$; $P_0 = \frac{q N_t}{\epsilon \epsilon_0}$.

Из соотношения (8б), учитывая начальные условия (7), получим:

$$C_1 = \frac{P_0}{2B} e^{-\sqrt{B}W}; \quad (9)$$

$$C_2 = \frac{P_0}{2B} e^{\sqrt{B}W}. \quad (10)$$

Подставляя значения C_1 и C_2 в общее решение (8) и учитывая, что $(e^x + e^{-x})/2 = \text{ch}x$, получим частное решение уравнения (6), представляющее собой выражение для распределения потенциала:

$$\phi(x) = \frac{P_0}{B} \left\{ \text{ch}[\sqrt{B}(W-x)] - 1 \right\}. \quad (11)$$

Из выражения (11) с учетом граничного условия $\phi(x=0) = \phi_s$, где ϕ_s — поверхностный потенциал, имеем:

$$W = \frac{1}{\sqrt{B}} \text{arcch} \left(\frac{B\phi_s}{P_0} + 1 \right).$$

В частном случае, при N_t , стремящемся к нулю, из (11) имеем:

$$\phi(x) = \phi_s \cdot \exp[-\sqrt{B}x]. \quad (12)$$

Учитывая, что $\phi(x=0) = \phi_s$, из (11) получим:

$$\phi_s = \frac{P_0}{B} \left[\text{ch}(\sqrt{B}W) - 1 \right]. \quad (13)$$

В соответствии с соотношением (13) для напряжения отсечки запишем:

$$V_{\text{отс}} = \frac{P_0}{B} \left[\text{ch}(\sqrt{B}a) - 1 \right]. \quad (14)$$

Подставляя (14) в (3), получим:

$$I_{\text{отс}} = \frac{Z\mu\epsilon\epsilon_0 P_0^2}{2aLB^2} \left[\text{ch}(\sqrt{B}a) - 1 \right]^2. \quad (15)$$

Определив $V_{\text{отс}}$ из соотношения (14) и учитывая выражение для проводимости передачи полевых транзисторов с барьером Шоттки в области насыщения [4]

$$g_m = g_{\text{макс}} \left(1 - \sqrt{\frac{V_{\text{зат}} + V_{bi}}{V_{\text{отс}}}} \right), \quad (16)$$

где $g_{\text{макс}}$ — проводимость канала —

$$g_{\text{макс}} = \frac{q N_t \mu a Z}{L}, \quad (17)$$

нетрудно построить зависимость g_m от $V_{\text{зат}}$, которая характеризует передаточную возможность транзистора.

Для описания зависимости тока затвора ТПТ от напряжения на затворе необходимо описать ВАХ контакта металла с аморфной пленкой. Для этого воспользуемся выражением из [5, с. 38]

$$J_n = \frac{q N_c D_n [\exp(qV/kT) - 1]}{W} \int_0^W \exp[-q\phi'(x)/kT] dx \quad (18)$$

где N_c — эффективная плотность состояний в зоне проводимости;

D_n — коэффициент диффузии электронов;

V — напряжение, приложенное к структуре;

k — постоянная Больцмана;

T — абсолютная температура;

$q\phi'(x) = -[q\phi(x) + (E_c - E_f) + qV]$;

E_c — дно зоны проводимости;

E_f — уровень Ферми.

Воспользовавшись в выражении (12) линейным приближением к экспоненте $e^{-y} = 1 - 0,77y$ и вычислив интеграл в знаменателе (18) с учетом (12), для тока контакта Шоттки получим:

$$J = \frac{0,77 q^2 N_c D_n \sqrt{B} (V_{bi} - V_{\text{зат}}) e^{-q\phi_{Bn}/kT} [e^{qV/kT} - 1]}{kT [1 - e^{-0,77q(V_{bi} - V_{\text{зат}})/kT}]}, \quad (19)$$

где ϕ_{Bn} — высота барьера Шоттки при термодинамическом равновесии.

В соответствии с выражением (19) ВАХ контакта Шоттки металла с аморфной пленкой, а соответственно, и зависимость тока затвора тонкопленочного полевого транзистора от напряжения на затворе описывается уравнением Шокли [5]

$$J_{\text{зат}} = J_s [\exp(qV_{\text{зат}}/kT) - 1], \quad (20)$$

в котором плотность тока насыщения J_s определяется из соотношения

$$J_s = \frac{0,77 q^2 N_c D_n \sqrt{B} (V_{bi} - V_{\text{зат}}) e^{-q\phi_{Bn}/kT}}{kT [1 - e^{-0,77q(V_{bi} - V_{\text{зат}})/kT}]}. \quad (21)$$

На основе представленной математической модели проведен расчет основных характеристик и параметров ТПТ p -типа на основе органической пленки из фталоцианина. Этот тип ТПТ, по сравнению с известным на основе аморфного гидрогенизированного кремния, обеспечивает ряд преимуществ, а именно: повышение надежности работы, снижение стоимости изделия, упрощение технологии изготовления.

При расчете приняты следующие значения: $L = 30$ мкм; $Z = 1,54$ мм; $a = 0,2$ мкм; $N_t = 10^{15}$ см⁻³; $\epsilon = 3$; собственная концентрация носителей заряда $n_i = 10^8$ см⁻³; $V_{bi} = 0,416$ В; $g_0 = 10^{17}$ эВ⁻¹·см⁻³; $\mu = 10^{-2}$ см²/В·с.

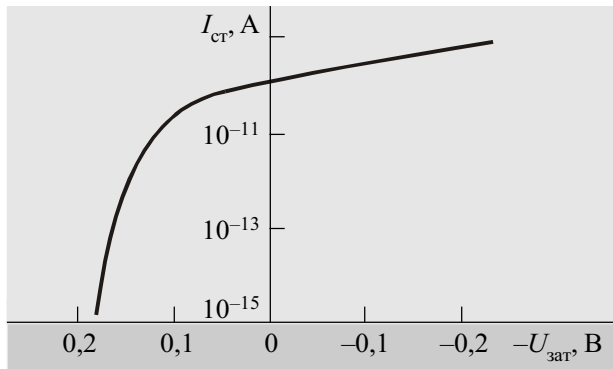


Рис. 2. Сток-затворная характеристика нормально открытого ТПТ

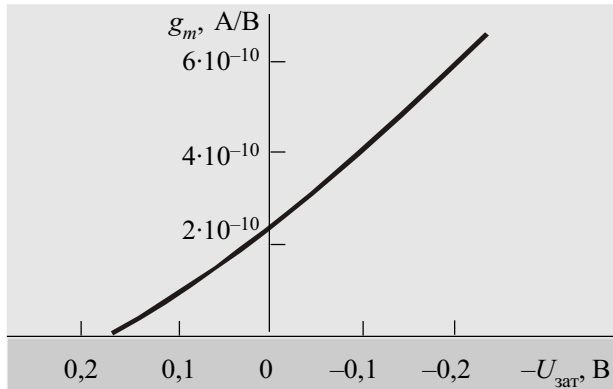


Рис. 4. Зависимость крутизны нормально открытого ТПТ в области насыщения от напряжения на затворе

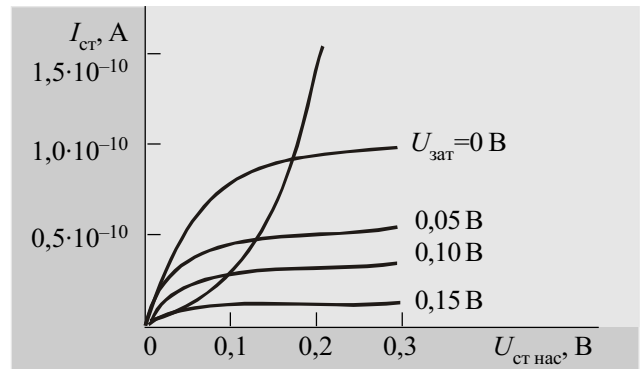


Рис. 3. Выходные ВАХ нормально открытого ТПТ для разных значений напряжений на затворе

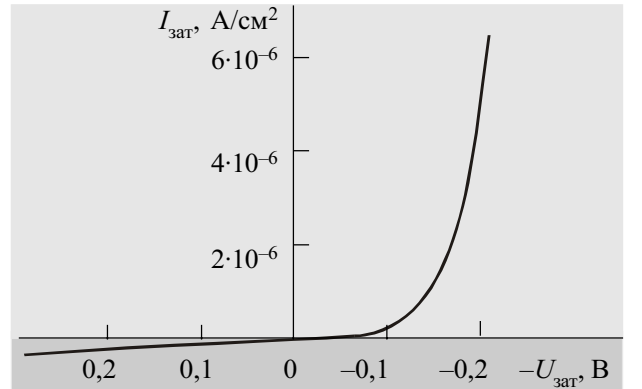


Рис. 5. Зависимость плотности тока нормально открытого ТПТ от напряжения на затворе

В соответствии с приведенными данными основные электрические параметры такого ТПТ имели следующие значения: $V_{отс}=0,59$ В; $g_{макс}=1,6 \cdot 10^{-9}$ А/В; $I_{отс}=1,18 \cdot 10^{-9}$ А; $V_{пор}=V_{отс} - V_{bi}=0,174$ В.

На основе представленных расчетных данных электрических параметров проведен расчет и построены основные характеристики указанного нормально открытого *p*-канального ТПТ, изображенные на рис. 2 — 5.

На рис. 2 приведена расчетная сток-затворная характеристика транзистора. Из характеристики следует, что отношение максимального тока стока $I_{ст}$ в открытом состоянии к току утечки в закрытом состоянии, характеризующее переключательную способность транзистора, составляет $I_{вкл}/I_{выкл}=2 \cdot 10^5$ и свидетельствует о возможности использования подобного транзистора в качестве переключательного элемента в устройствах отображения информации.

На рис. 3 представлены выходные ВАХ ТПТ для разных значений напряжений на затворе и зависимость тока насыщения стока от напряжения насыщения на стоке. На рис. 4 изображена зависимость крутизны ТПТ в области насыщения от напряжения на затворе. На рис. 5 представлена зависимость плотности тока затвора от напряжения на затворе. Из рисунка видно, что при обратных (положительных) смещениях на затворе ток затвора весьма мал и составляет величину порядка 0,1 нА (при $V_{зат\ обр}=0,2$ В), а при прямом смещении на затворе 0,2 В увеличивается и составляет примерно 3 нА.

Таким образом, разработана математическая модель тонкопленочных полевых транзисторов с затво-

ром Шоттки на основе аморфной полупроводниковой пленки, позволяющая рассчитывать их основные электрические параметры и характеристики. Получено выражение для распределения потенциала внутри области обеднения (т. е. под областью затвора), на основе которого определены соотношения для основных электрических параметров транзистора (напряжения и тока отсечки канала, порогового напряжения) и выражение для вольт-амперной характеристики (ВАХ) такого контакта, являющееся зависимостью тока затвора от напряжения на затворе транзистора. Указанные электрические параметры являются важной компонентой выражений выходных ВАХ, сток-затворных характеристик и зависимости проводимости передачи (крутизны) подобных транзисторов от напряжения на затворе.

Построение таких характеристик, в свою очередь, показало возможность использования подобного транзистора в качестве переключательного элемента в устройствах отображения информации.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Меден А., Шо М. Физика и применение аморфных полупроводников.— М.: Мир, 1991.
2. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Кн. 1.— М.: Мир, 1984.
3. Мамедов А. К. Определение плотности локализованных состояний в структурах металл—нелегированная органическая пленка с барьером Шоттки // Электронная техника. Сер. Микроэлектроника.— 1992.— Вып. 2—3.— С. 38—40.
4. Стриха В. И., Бузанева Е. В., Радзиевский И. А. Полупроводниковые приборы с барьером Шоттки.— М.: Сов. радио, 1974.
5. Мамедов А. К. Теория тонкопленочных структур с органическими слоями и элементы и устройства микроэлектроники на их основе.— Баку: Элм, 1999.

В. С. ЕРЕМЕНКО, С. И. ЕРЕМЕНКО

Украина, г. Киев, НИИ аналитического приборостроения
E-mail: analyt@ukranalyt.com

Дата поступления в редакцию
28.11 2002 г.

Оппоненты д. ф.-м. н. В. В. НОВИКОВ
(ОНПУ, г. Одесса)

ПОВЫШЕНИЕ ИНФОРМАТИВНОСТИ КОНТРОЛЯ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ МЕТОДОМ НИЗКОСКОРОСТНОГО УДАРА

Предложено использовать в качестве диагностических признаков коэффициенты разложений импульсов соударения в ортогональных базисах.

Современная технология изготовления композиционных материалов открывает широкие возможности в создании различных функциональных изделий. В этих условиях первостепенное значение приобретает диагностический неразрушающий контроль качества композиционных материалов и изделий из них. (К таким изделиям, в частности, относятся различного рода фильтрующие элементы газоаналитических приборов, качество которых во многом определяет стабильность и точность аналитических систем.)

При диагностике методом низкоскоростного удара наиболее широкое применение получили изменения и анализ амплитудно-временных характеристик импульсов силы ударного взаимодействия. В работах [1, 2] приведены экспериментальные данные, показывающие зависимость амплитуды, длительности и скорости нарастания импульса силы от величины и глубины залегания дефектов. Амплитудно-временные параметры находились из условия аппроксимации импульса силы соударения симметричным импульсом вида

$$F(t) = F_m \sin^2 \left(\frac{\pi t}{\tau} \right), \quad (1)$$

где F_m — амплитуда импульса силы;
 τ — длительность импульса.

Однако на практике такая аппроксимация ведет к существенным погрешностям, вызванным изменением формы импульса силы, которое обусловлено наличием дефектов определенного вида и размера.

Для определения информативных параметров, которые учитывают не только амплитудно-временные характеристики импульсов, но и изменения их формы, используются спектральные разложения по тригонометрическим функциям Фурье. Сами по себе спектры сигналов не несут новой информации по сравнению с исходными сигналами, но дают возможность выделить новые информативные признаки, которые могут упростить задачу идентификации дефектов в изделии. Однако для импульсных сигналов данного типа разложение по базисным тригонометрическим

функциям оказалось малоэффективным — гармоники имеют низкую чувствительность к изменениям формы импульсов, а кроме того, наиболее чувствительные спектральные составляющие являются слабощными, что затрудняет их применение в качестве информативных признаков.

Еще менее эффективным оказалось разложение этих сигналов по функциям Уолша, Радемахера, Хара. Поэтому возникла задача подобрать такие базисные функции, разложение по которым обеспечивало бы минимальное количество спектральных составляющих, которые при этом обладали бы максимальной чувствительностью к дефектности изделия и максимальной энергией, т. е. обладали бы максимальной помехоустойчивостью и точностью аппроксимации исходного импульса. Этой задаче и посвящена настоящая работа.

В качестве базисных функций исследовались ортонормированные функции дискретного аргумента — Чебышева, Лагерра, Кравчука [3, 4].

В общем случае задачу разложения импульсов силы можно сформулировать следующим образом: пусть сигнал, соответствующий импульсу силы ударного взаимодействия, описывается функцией дискретного аргумента $f(x)$, принадлежащей пространству L_2 гильбертовых функций дискретного аргумента. Необходимо в заданном базисе ортогональных функций $\{\hat{\phi}_k(x), k \in [0, \infty)\}$ построить ортогональное разложение

$$f(x) = \sum_{k=0}^{k-1} a_k \phi_k(x), \quad (2)$$

где a_k — коэффициенты разложения, образующие его спектр.

Коэффициенты ортогонального ряда определяются как

$$a_k = \sum_k f(x) \cdot \phi_k(x), k \in [0, n]. \quad (3)$$

Для нахождения коэффициентов разложения сигнала по ортогональным базисным функциям можно использовать матрицы [5, с. 40, 118, 196], что позволяет значительно упростить вычисления. Конечная система ортогональных функций $\{\phi_n(x), x, n \in [0, N-1]\}$ изображается в виде квадратной матрицы

$$p = \begin{pmatrix} \varphi_0(0), \varphi_1(0), \dots, \varphi_{N-1}(0) \\ \varphi_0(1), \varphi_1(1), \dots, \varphi_{N-1}(1) \\ \dots \\ \varphi_0(N-1), \varphi_1(N-1), \dots, \varphi_{N-1}(N-1) \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где $\varphi_k(n)$ — значение k -й по порядку ортогональной функции разложения в n -й точке.

Значения норм каждой ортогональной функции определяются согласно выражению

$$p^T p = \begin{pmatrix} \|\varphi_0\|^2, 0, \dots, 0 \\ 0, \|\varphi_1\|^2, \dots, 0 \\ \dots \\ 0, 0, \dots, \|\varphi_{N-1}\|^2 \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где p^T — транспонированная матрица;

$\|\varphi_n\|$ — норма.

Данная формула позволяет проверить ортогональность выбранной системы базисных функций: если элементы, расположенные не на главной диагонали полученной матрицы, отличны от 0, то система базисных функций не будет являться ортогональной.

Рассчитывается ортонормированная матрица

$$\hat{p} = \begin{pmatrix} \frac{\varphi_0(0)}{\|\varphi_0\|}, \frac{\varphi_1(0)}{\|\varphi_1\|}, \dots, \frac{\varphi_{N-1}(0)}{\|\varphi_{N-1}\|} \\ \frac{\varphi_0(1)}{\|\varphi_1\|}, \frac{\varphi_1(1)}{\|\varphi_1\|}, \dots, \frac{\varphi_{N-1}(1)}{\|\varphi_1\|} \\ \dots \\ \frac{\varphi_0(N-1)}{\|\varphi_{N-1}\|}, \frac{\varphi_1(N-1)}{\|\varphi_{N-1}\|}, \dots, \frac{\varphi_{N-1}(N-1)}{\|\varphi_{N-1}\|} \end{pmatrix}, \quad (6)$$

произведение которой на матрицу-столбец значений исходной функции дискретного аргумента дает матрицу-столбец коэффициентов разложения данной функции по выбранной системе базисных ортогональных функций:

$$\hat{p} \cdot \begin{pmatrix} f(x_0) \\ f(x_1) \\ \dots \\ f(x_{N-1}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \dots \\ a_{N-1} \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Рассмотрим построение систем ортогональных базисных функций Чебышева, Кравчука, Лагерра. Они определялись на основе соответствующих ортонормированных полиномов, для вычисления которых использовались рекуррентные соотношения.

Ортогональные функции Чебышева на конечном интервале $[0, N-1]$ совпадают с ортонормированными полиномами Чебышева дискретного аргумента:

$$\left\{ \varphi_n(x) = \frac{t_n(x)}{\|t_n\|} \cdot U(x, 0, N-1), \quad x = (-\infty, \infty), \quad n = 0, N-1 \right\}, \quad (8)$$

где $t_n(x) = \sum_{k=0}^n (-1)^{n-k} \binom{n}{k} \binom{n+k}{n} \frac{(N-1)^{[n]}}{(N-1)^{[k]}} x^{[k]}$ — полиномы Чебышева;

$U(x, a, b) = U(x-a)U(x-b) = \begin{cases} 1, & a \leq x \leq b \\ 0, & x < a, x > b \end{cases}$ — весовая функция Хевисайда:

$$x^{[k]} = \prod_{m=1}^k (x-m+1).$$

Коэффициенты ортогонального разложения определялись из следующего уравнения:

$$a_n = \frac{2n+1}{N(N^2-1) \dots (N^2-n^2)} \sum_{x=0}^{N-1} f(x) t_n(x), \quad n \in [0, N-1]. \quad (9)$$

Траектории, на которых лежат значения первых четырех функций Чебышева дискретного аргумента, приведены на рис. 1 (n — порядковый номер функции).

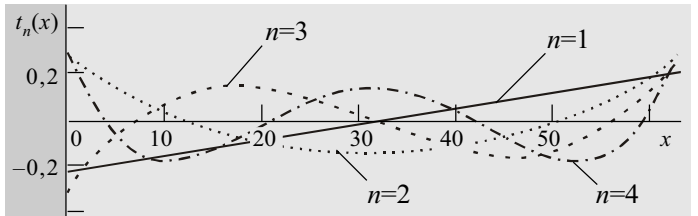


Рис. 1

Ортогональные функции Лагерра дискретного аргумента имеют вид

$$\varphi_n^l(x) = (-1)^n \sqrt{\mu(x)} l_n(x) U(x), \quad x \in (-\infty; \infty), \quad n \in [0; \infty), \quad (10)$$

где $U(x)$ — индикаторная функция;

$\hat{l}_n(x) = [e^{\lambda n} (1 - e^{-\lambda})]^{1/2} l_n(x)$ — ортонормированный полином Лагерра;

$\mu(x) = e^{-\lambda x}$, $\lambda > 0$, $x \in [0; \infty)$ — весовая функция для полиномов Лагерра.

Полином Лагерра определяется следующим образом:

$$l_n(x) = \frac{a^n}{(a+1)^n} \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \frac{(-1)^k \cdot x^{[k]}}{a^k \cdot k!}, \quad x, n \in [0; \infty), \quad (11)$$

где $a = (e^{-\lambda} - 1)^{-1}$;

λ — параметр.

Значение параметра λ выбрано равным $\ln(1,472)$ на основании критерия минимальной среднеквадратической ошибки аппроксимации импульсов ударного воздействия функциями Лагерра.

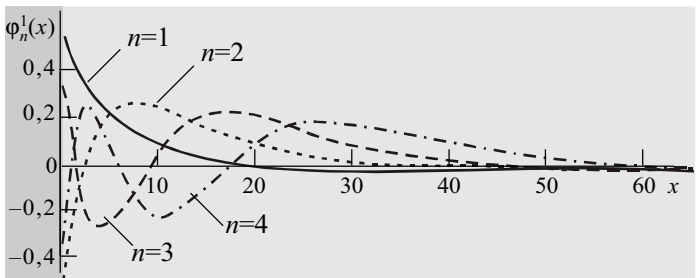


Рис. 2

Траектории, на которых лежат значения функций Лагерра дискретного аргумента, приведены на **рис. 2**.

Ортогональная система функций Кравчука получается из полиномов Кравчука следующим преобразованием:

$$\varphi_n^k(x) = \sqrt{\mu(x)} \frac{k_n(x)}{\|k_n\|} \cdot U(x, 0, N), \quad n \in [0, N], x \in (-\infty, \infty), \quad (12)$$

где $\mu(x)$ — весовая функция —

$$\mu(x) = \binom{N}{x} p^x q^{N-x}, \quad x \in [0, N], \quad p > 0, \quad q > 0, \quad p+q=1; \quad (13)$$

$k_n(x)$ — полином Кравчука —

$$k_n(x) = \sum_{k=0}^n (-1)^{n-k} \binom{n}{k} p^{n-k} (N-k)^{[n-k]} x^{[k]}, \quad n \in [0, N]. \quad (14)$$

Траектории, на которых лежат значения первых четырех функций Кравчука дискретного аргумента для $p=q=0,5$, приведены на **рис. 3**.

Необходимо отметить, что при изменении значений коэффициентов p и q при условии выполнения равенства $p+q=1$ графики функций смещаются по оси абсцисс.

Для построения разложений импульсов силы ударного воздействия были использованы реализации, полученные на эталонных образцах, из-

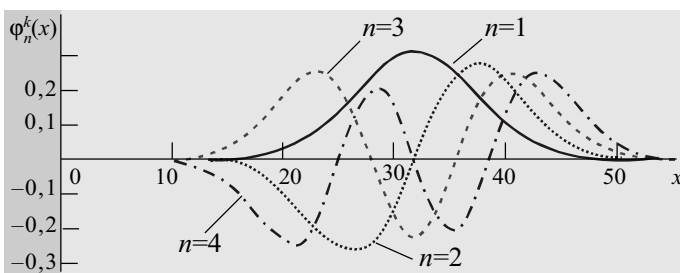


Рис. 3

готовленных из сотовых панелей “углепластик — алюминиевый сотовый наполнитель — углепластик”, в которых моделировались подповерхностные дефекты в виде зон диаметром 10, 20 и 30 мм, в которых отсутствовало клеевое соединение между пластиком и сотовым наполнителем. Кроме того, в этих зонах верхняя граница наполнителя не доходила до нижней поверхности пластика, таким образом, формировалась зона, податливость которой определялась только механическими параметрами углепластика. Глубина залегания дефектов соответствует толщине углепластика — 3 мм. Удары наносились по центру дефектных областей. На бездефектных образцах удары наносились по центру самого образца.

По реализациям вычислялись оценки коэффициентов разложения по ортогональным функциям Чебышева, Кравчука, Лагерра. Для сравнения получен-

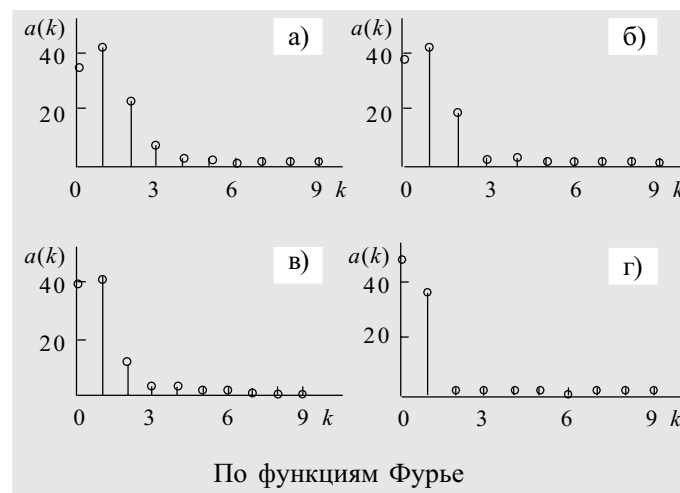
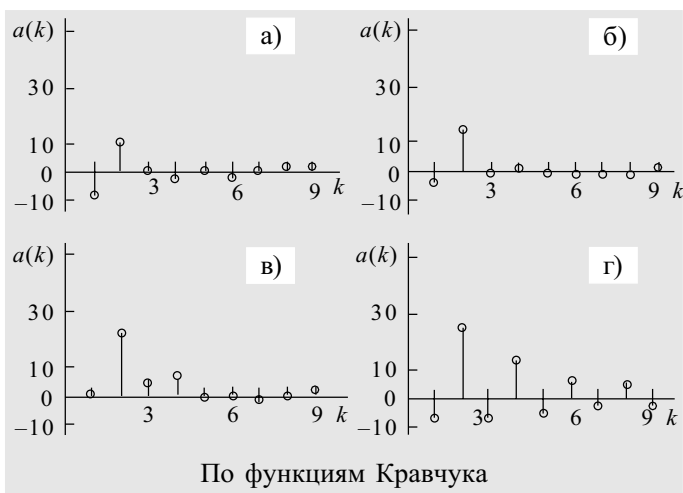
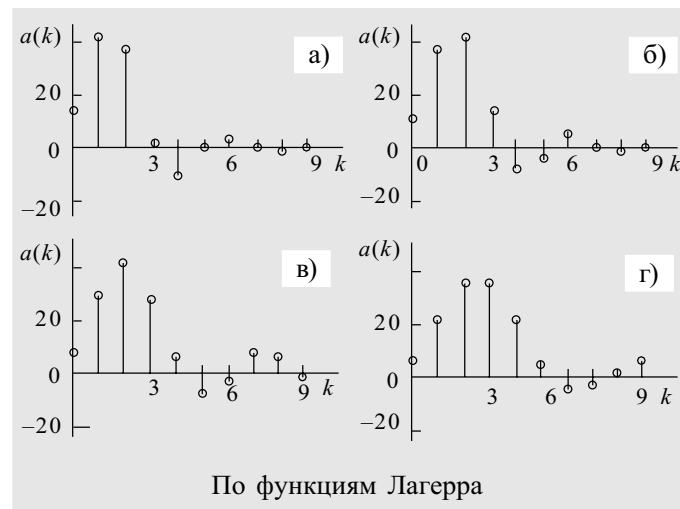
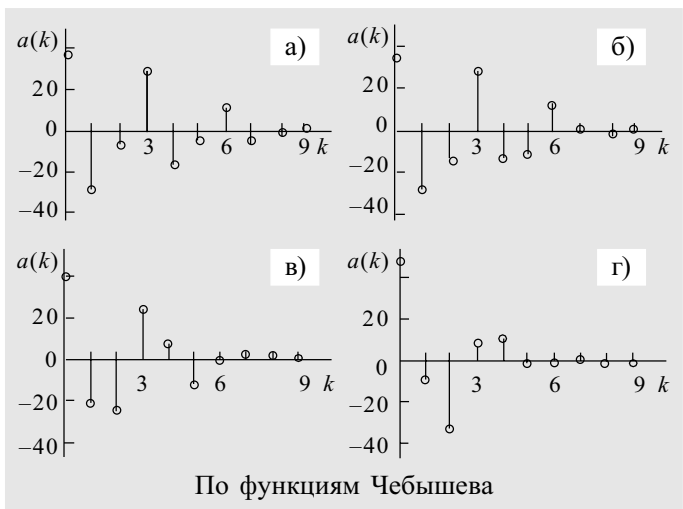


Рис. 4. Спектры разложения импульсов силы

ных результатов также определялись оценки спектрального разложения по тригонометрическим функциям Фурье.

На основании неравенства Бесселя [6, с. 118]

$$\sum_k a_k^2 \leq \sum_{x \in X} f^2(x) \quad (15)$$

произведен расчет количества спектральных составляющих для разложений по каждой ортогональной функции дискретного аргумента, обеспечивающего 99%-ную точность аппроксимации импульса ударного воздействия. Для разложения по функциям Чебышева необходимо учитывать 7 коэффициентов, по функциям Лагерра – 5, Кравчука – 3, тригонометрическим функциям Фурье – 4.

На рис. 4 приведены спектры разложений ударных импульсов в бездефектной зоне (а) и в зонах с моделями дефектов диаметром 10 мм (б), 20 мм (в), 30 мм (г) по ортогональным функциям дискретного аргумента.

Для сравнения изменений величины спектральных составляющих разложений импульсов ударных воздействий в области с минимальным недопустимым дефектом с импульсами в бездефектной (эталонной) области введем понятие относительной чувствительности информативного параметра:

$$S_{ai} = \frac{|a_{bi} - a_{gi}|}{|a_{bi}|}, \quad i \in [0, k], \quad (16)$$

где a_{bi} — значение i -го параметра в бездефектной зоне;
 a_{gi} — значение i -го параметра в дефектной зоне;
 k — общее количество параметров.

Рассчитанные значения чувствительности коэффициентов разложения к минимальному недопустимому дефекту диаметром 10 мм приведены в таблице.

Тип базисной функции	Номер коэффициента разложения					
	0	1	2	3	4	5
Чебышева	0,06	0,09	1,05	0,03	0,46	1,93
Лагерра	0,18	0,13	0,10	6,30	0,11	28,05
Кравчука	0	0,42	0,33	1,87	1,20	5,67
Фурье	0,06	0,01	0,16	0,66	0,20	0,44

Из приведенных данных видно, что наибольшей чувствительностью к наличию дефекта в изделии обладают третий и пятый коэффициенты разложения по функциям Лагерра, второй и пятый коэффициенты разложения по функциям Кравчука и второй и пятый – по функциям Чебышева. Коэффициенты разложения по тригонометрическим функциям Фурье имеют самую низкую чувствительность к дефектности изделия.

При диагностике изделия решающее правило строится таким образом, чтобы разбить пространство диагностических признаков на непересекающиеся подмножества, в каждое из которых входят значения информативных параметров только одного из рассматриваемых классов, соответствующих годному или дефектному изделию. Следовательно, наиболее эффективными, с точки зрения разделения этих подмножеств, будут те признаки, которые обеспечивают максимальное расстояние между ними. Поэтому полученные спектральные разложения оценивались и по данному критерию. В качестве меры расстояния между подмножествами информативных параметров была использована метрика [7, с. 90]

$$\rho(a_1, a_2) = \sqrt{\sum_{k=0}^{n-1} (a_{1k} - a_{2k})^2}, \quad (17)$$

где a_1 — множество признаков, соответствующих бездефектному изделию;

a_2 — множество признаков, соответствующих изделию с минимальным недопустимым дефектом;

n — количество рассматриваемых признаков.

Рассчитанные значения метрик между множествами коэффициентов разложения для бездефектного изделия и имеющего минимальный недопустимый дефект показали, что наиболее эффективным является базис функций Лагерра, имеющий максимальное значение метрики равное 13,7, значения метрик для базисов функций Чебышева и Кравчука соответственно равны 13,6 и 6,1. Разделение с использованием гармоник спектра Фурье имеет значение метрики равное 5.

На основании проведенных исследований можно сделать вывод о целесообразности применения ортогональных разложений по базисным функциям дискретного аргумента Чебышева, Кравчука, Лагерра для построения множества информативных признаков при диагностике композиционных материалов (в т. ч. для изделий аналитической техники) методом низкоскоростного удара.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Cawley P. The mechanics of the coin-tap method of non-destructive testing // Journal of Sound and Vibration.— 1988.— Vol. 122.— P. 299—316.
2. Ланге Ю. В., Устинов Е. Г. Акустические импульсы ударного возбуждения, их аналитическое представление и спектры // Дефектоскопия.— 1982.— № 10.— С. 81—87.
3. Марченко В. Б. Ортогональные функции дискретного аргумента и их приложения в геофизике.— К.: Наукова думка, 1992.
4. Джексон Д. Д. Ряды Фурье и ортогональные полиномы.— М.: Иностранная литература, 1948.
5. Беллман Р. Введение в теорию матриц.— М.: Наука, 1969.
6. Трахтман А. М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов.— М.: Сов. радио, 1972.
7. Трахтман А. М., Трахтман В. А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах.— М.: Сов. радио, 1975.

Ю. В. ЕРМИЛОВ

Украина, Одесский национальный политехнический университет
E-mail: erm_113@rtf.ospu.odessa.ua

Дата поступления в редакцию
23.10 2002 г.

Оппоненты
д. т. н. В. А. ПАРАСОЧКИН (ОНПУ, г. Одесса),
к. ф.-м. н. В. А. ТАРАСОВ (СКБ "Молния", г. Одесса)

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ УДАРНЫХ ВОЗБУЖДЕНИЙ

Метод может быть использован при разработке средств обнаружения монотонно-затухающих сигналов и оценки их параметров для широкого класса систем.

Надежность радиоэлектронной аппаратуры, работающей в системах с энергетическими установками (авиакосмические и судовые двигатели, турбины, роторные машины и др.), в значительной степени зависит от уровня диагностирования энергетических установок.

Традиционно применяемые в этих целях у нас и за рубежом спектральные либо корреляционные методы анализа виброакустических сигналов от вибродатчиков, устанавливаемых в энергетических установках, не всегда удовлетворяют предъявляемым требованиям, т. к. не позволяют производить обработку сигналов в реальном масштабе времени [1, 2].

Как известно, виброакустические сигналы представляют собой смесь регулярной составляющей (полигармонический сигнал), шумоподобный "пьедестал", случайный периодический сигнал (узкополосный либо широкополосный) и монотонно-затухающие сигналы (МЗС), т. н. "ударные возбуждения" [2, с. 11—15], наименее предсказуемые. Наличие широкого класса систем, в которых процессы представляются в виде МЗС, обусловило большой интерес к синтезу средств обнаружения МЗС и оценки их параметров.

По принципу возбуждения монотонно затухающие сигналы можно разделить на две группы: сигналы, начало формирования которых известно, т. е. следующие синхронно с импульсами или процессами, которыми они вызваны; сигналы, время формирования которых необходимо определить, т. к. неизвестно начало формирования импульсов, которыми они вызваны. Для первой группы определить начало появления сигнала можно достаточно точно, и в этом случае все усилия направляются на реализацию процедур обнаружения и измерения. Вторая группа характеризуется неизвестным началом формирования и периодом (частотой) следования как возбуждающих процессов, так и самих МЗС. Поэтому в этом случае первоначально решаются вопросы определения начала формирования сигналов и частоты их следования, а затем решаются вопросы обнаружения и измерения их параметров.

Статистическая обработка экспериментальных результатов показала, что сигналы, отображающие физические процессы, возникающие при однократных и многократных ударных возбуждениях в различных узлах роторных машин, могут быть описаны суммой

монотонно затухающих колебаний (МЗС) при соответствующем выборе их параметров.

Эксперимент показал, что наиболее часто встречаются два вида сигналов —

$$S_1(t) = \sum_{i=1}^m A_i t^{-n_i} e^{-\alpha_i t}, \quad t \geq 0; \quad (1)$$

$$S_2(t) = \sum_{i=1}^m A_i t^{-n_i} e^{-\alpha_i t} \cos(\omega_i t + \varphi_i), \quad t \geq 0, \quad (2)$$

где t — текущее время;

A — амплитуда;

n — показатель степени;

α — декремент затухания;

ω — частота;

φ — фаза.

Сигналы принципиально различаются тем, что спектр $S_1(t)$ находится в области нулевых частот, а $S_2(t)$ — в окрестности частот ω_i . Кроме того, эти сигналы могут быть одиночными или периодически повторяться с частотой вращения ротора. Выбором параметров A_i , n_i , α_i , ω_i и φ_i можно аппроксимировать реальные сигналы с высокой степенью точности для широкого класса возмущений. В большинстве случаев достаточно одного члена суммы (такие сигналы будем называть простыми МЗС). Информацию о состоянии объекта могут нести все параметры, входящие в описание МЗС.

Обнаружение и измерение параметров МЗС происходит на фоне помех. В качестве помех в работе рассмотрены собственные шумы системы (аппроксимированы независимым случайным процессом с нормальным законом распределения), импульсные хаотические помехи и помехи гармонического типа.

Процесс, подлежащий обнаружению, является квазидетерминированным сигналом, описываемым выражением (1) или (2), параметры которого могут изменяться случайным образом. Задача обнаружения таких сигналов на фоне некоррелированных помех (в нашем случае — собственных шумов, описываемых нормальным законом распределения), согласно теории статистических решений [8], сводится к задаче обнаружения сигнала с неизвестными параметрами на фоне некоррелированных шумов. В общем случае неизвестными параметрами могут быть все, входящие в описание сигнала, — амплитуда, начальная фаза, декремент (длительность), средняя частота колебаний:

$$S(t) = Ae^{-\alpha t} \cos(\omega t + \varphi_0). \quad (3)$$

Однако характер изменения этих параметров от опыта к опыту, от реализации к реализации — разный. По данным эксперимента, амплитуда и фаза изменяются от реализации к реализации по случайным законам. Декремент и частота для наблюдателя являются неизвестными, но от реализации к реализации в одном эксперименте их величина не изменяется, т. к. определяется физическими параметрами узла (объекта), который их порождает.

В связи с вышеизложенным можно предложить алгоритм (структуру приемника) обнаружения МЗС со случайными амплитудой и фазой при фиксированном декременте и частоте.

Согласно [4, с. 200] отношение правдоподобия для сигнала со случайными параметрами, законы распределений которых известны, может быть получено усреднением отношения правдоподобия для фиксированных параметров по всем возможным значениям:

$$\Lambda(y, f, \alpha) = \int \int \Lambda(y, f, \alpha, A, \varphi_0) W(A) W(\varphi_0) dA d\varphi_0, \quad (4)$$

где y — входной процесс;
 f — частота колебаний;
 φ_0 — начальная фаза;

$\Lambda(y, f, \alpha, A, \varphi_0)$ — отношение правдоподобия с известными параметрами —

$$\Lambda(y, f, \alpha, A, \varphi_0) = \frac{W_{с+п}(y)}{W_{п}(y)};$$

$W_{с+п}(y)$ — плотность распределения входного процесса $y(t)$ при наличии сигнала $S(t, \varphi, A, f, \alpha)$;

$W_{п}(y)$ — плотность распределения входного процесса при отсутствии полезного сигнала;

$W(A), W(\varphi_0)$ — априорные плотности распределения амплитуды и фазы входного сигнала.

Найдем отношение правдоподобия для сигнала со случайной фазой и амплитудой при известной частоте и декременте. Для этого воспользуемся результатами, изложенными в [4].

Процедура нахождения отношения для указанного случая состоит в определении отношения правдоподобия с известными параметрами. Затем определяется диапазон возможных изменений этих параметров и законы их распределений. (Как рассматривалось ранее, параметры монотонно затухающих сигналов изменяются от реализации к реализации случайным образом.)

При обнаружении сигналов фаза и амплитуда являются мешающими параметрами. Определив законы их распределения, можно будет избавиться от их влияния путем усреднения отношения правдоподобия по всем возможным значениям амплитуды и фазы.

Отношение правдоподобия для сигнала с известными параметрами на фоне белых шумов спектральной плотностью N_0 имеет следующий вид:

$$\Lambda(y) = \exp\left(\frac{2Z - E}{N_0}\right), \quad (5)$$

где $Z = \int_0^T y(t)S(t)dt$ — корреляционный интеграл;

$$E = \int_0^T S^2(t)dt \text{ — энергия полезного сигнала.}$$

Если принять закон распределения начальной фазы равномерным в пределах от 0 до 2π и учесть, что закон распределения амплитуды подчиняется модели флуктуаций —

$$W(A) = \begin{cases} \frac{A}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma^2}\right), & A \geq 0 \\ 0, & \text{для } A < 0 \end{cases} \quad (6)$$

(здесь σ^2 — дисперсия амплитуды), то отношение правдоподобия при обнаружении сигнала со случайными амплитудой и фазой на фоне некоррелированных шумов будет иметь вид [4, с. 340]

$$\bar{\Lambda}(y) = \int_0^\infty \exp\left(-\frac{A^2 E}{N_0}\right) I_0\left(\frac{2A|Z|}{N_0}\right) dA. \quad (7)$$

Так как выражение под интегралом неотрицательно, $I_0(x)$ (функция Бесселя) — монотонная функция своего аргумента, то отношение правдоподобия также является монотонной функцией модуля корреляционного интеграла. А поскольку от входного воздействия зависит только $|Z|$, то решение можно принимать на основании сравнения с порогом значения корреляционного интеграла.

Реализация согласованных фильтров для случая МЗС с неизвестными параметрами затруднительна. Поэтому на практике применяют квазисогласованные фильтры, т. е. имеет место рассогласование фильтра и сигнала. В связи с этим необходимо рассматривать вопрос о том, какие потери будет вызывать рассогласование сигнала и фильтра по параметрам, которыми описывается МЗС.

Структурная схема согласованного приемника (обнаружителя) представлена на рис. 1, где СФ — согласованный с ожидаемым сигналом линейный фильтр, АД — амплитудный детектор.

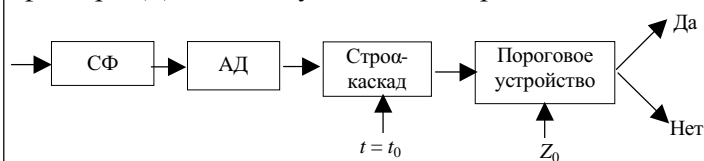


Рис. 1. Структурная схема обнаружителя

В статистической теории обнаружения показано [4, с. 328], что такой обнаружитель является оптимальным, т. к. он обеспечивает максимум вероятности правильного обнаружения $P_{по}$ при заданной вероятности ложной тревоги — $P_{лт}$, которые связаны между собой следующими соотношениями при выбранных моделях сигнала и помехи:

$$P_{по} = P_{лт}^a, \quad (8)$$

где $a = \frac{1}{1 + q^2/2}$;

$q^2 = \frac{2E}{N_0}$ — отношение сигнал/шум по энергии;

E — энергия ожидаемого сигнала;

N_0 — спектральная плотность шумов.

На практике частота и декремент МЗС неизвестны, поэтому приходится вести обнаружение сигнала в заданном диапазоне частот для различных α , т. е. возникает многоальтернативная задача — обнаружение сигнала с принятием решения относительно его средней частоты и величины декремента. Весь диапазон частот, в котором ведется обнаружение, разбивается на m интервалов равной величины Δf , в одном из которых может появиться сигнал. Для обнаружения МЗС и указания средней частоты с точностью до Δf необходимо вычислить отношение правдоподобия $\Lambda_i(y)$ для каждого интервала и сравнить с порогом.

$$\Lambda_i(y) = \int_{\Delta f} P(f) \Lambda(y, f) df, \quad i=1, 2, \dots, m. \quad (9)$$

Отношения правдоподобия, превысившие порог, отбираются и сравниваются между собой. Средняя частота присваивается по номеру канала, в котором $\Lambda_i(y)$ максимально. Увеличение числа каналов ведет к повышению точности определения частоты, но при этом увеличивается сложность приемника обнаружения.

Очевидно, что выбор числа каналов, полосы пропускания квазисогласованных фильтров определяется, с одной стороны, сложностью системы обнаружения, а с другой — потерями в отношении сигнал/шум, а следовательно, ухудшением качественных показателей как обнаружения, так и оценки параметров МЗС. Потери в отношении сигнал/шум будут зависеть как от рассогласования полосы пропускания и ширины спектра МЗС, так и от расстройки средней частоты сигнала от средней частоты настройки фильтров.

Как правило, построение систем диагностики с одновременной оценкой параметров, когда число оцениваемых параметров больше двух, сильно усложняется из-за многоканальности (рис. 2, где ПФ — полосовой фильтр; АД — амплитудный детектор). (Для упрощения построения систем обработки сигналов на практике обнаружение ведут во всем предполагаемом диапазоне возможных изменений параметров сигнала, а затем проводят оценку обнаруженных сигналов.)

Обнаружитель вибросигналов можно реализовать одноканальным на основе метода импульсного сжа-

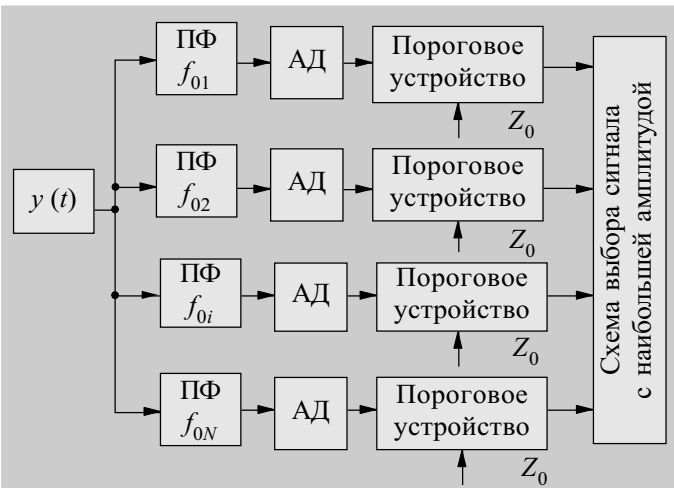


Рис. 2. Структурная схема обнаружителя с полосовыми фильтрами

тия сложных сигналов с помощью согласованных фильтров — “дисперсионного” метода [9], объединяющего в себе корреляционные и спектральные методы анализа. Свое название метод получил благодаря использованию дисперсионных линий задержек при реализации согласованного фильтра (СФ).

Суть метода заключается в том, что анализируемый сигнал (в данном случае вибросигнал) перемножается с линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) сигналом

$$S(t) = \exp\{2\pi j(f_0 t + bt^2/2)\}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (10)$$

и пропускается через согласованный с ЛЧМ сигналом фильтр.

Здесь j — знак комплексности;
 f_0 — центральная частота;
 $b = 2\pi F_m/T$ — скорость нарастания ЛЧМ-сигнала;
 F_m — девиация частоты ЛЧМ-сигнала;
 T — длительность сигнала.

Для определения частоты анализируемого вибросигнала использовано свойство ЛЧМ-сигнала, которое выражается в смещении сигнала (τ_{cm}) на выходе согласованного фильтра пропорционально частоте входного (анализируемого) сигнала (f_{cm}). Поскольку сигнал на выходе СФ представлен во временной области, то по формуле [5]

$$\tau_{cm} = \frac{f_{cm} T}{F_m} \quad (11)$$

будет проводиться пересчет от τ_{cm} к f_{cm} .

Дисперсионный анализатор вибросигналов (ДАВ) построен по квадратурной схеме (рис. 3), где $y_c(x)$ — сигнал косинусного канала; $y_s(x)$ — сигнал синусного канала; ω_0 — центральная частота; \times — множитель; $\Gamma_{ЛЧМ}$ — генератор ЛЧМ-сигнала с центральной частотой ω_0 ; ОФ — оконная функция; ФД — фазовый детектор; СФ — фильтр, согласованный с ЛЧМ-сигналом; КД — квадратичный детектор; ВМ — вычислитель модуля; Н — накопитель; ПУ — пороговое устройство; h — порог; $x(t)$ — вибросигнал.

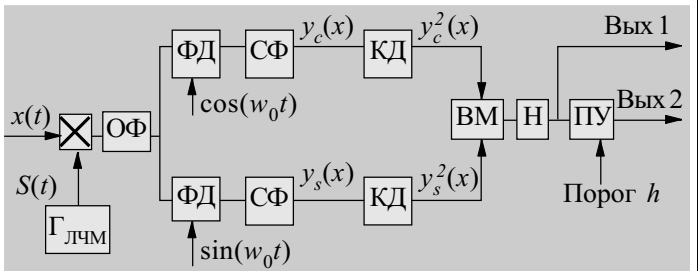


Рис. 3. Структурная схема ДАВ

Оконная функция используется для подавления боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ) ЛЧМ-сигнала. Использование квадратичного детектора обусловлено тем, что анализируемый вибросигнал в общем случае является случайным, кроме того, он позволяет получить квадрат искомой величины. На выходе 1 можно получить распределение амплитуд вибросигнала по частоте, на выходе 2 — сигнал, показывающий, превышает ли мгновенная амплитуда вибросигнала установленное пороговое значение.

Проведено моделирование для параметров обнаружителя (выраженных в относительных единицах,

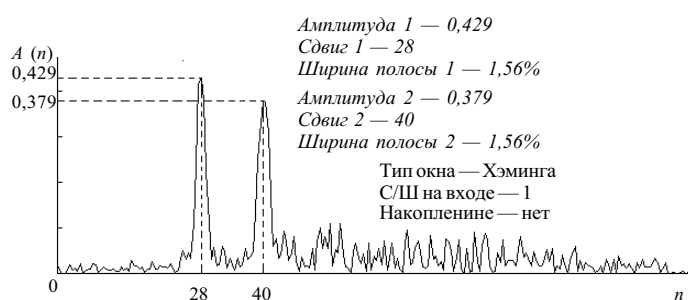


Рис. 4. Сигнал на выходе:
база сигнала $D=128$; на входе смесь сигналов $\Delta f_1=0,128$, $\Delta f_2=0,312$ и шума

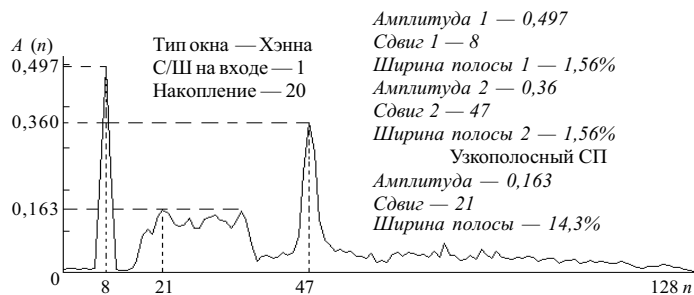


Рис. 5. Сигнал на выходе (усреднение по 20 реализациям):
база сигнала $D=128$; на входе смесь сигнала 1 $\Delta f_1=0,25$, сигнала 2 $\Delta f_2=0,367$, УСП ($\Delta f_{СП}=0,195$) и белого шума

что позволяет обобщить результаты в любом диапазоне частот работы обнаружителя при соответствующем пересчете параметров). Результаты моделирования показали, что обнаружитель способен выделять и разрешать сигналы на фоне шума по одной реализации (рис. 4), а также проводя усреднение по нескольким реализациям (рис. 5). Здесь Δf_1 — ширина спектра первого сигнала; Δf_2 — ширина спектра второго сигнала; СП — случайный процесс; УСП — узкополосный случайный процесс; $\Delta f_{СП}$ — ширина спектра УСП.

Как и задача обнаружения ударных возбуждений, задача оценки (измерения) их параметров является статистической, и ее оптимальное решение можно получить на основе методологии раздела теории статистических решений — теории оценивания параметров [4]. Из математической модели ударных возбуждений [2, с. 11—15]

$$S(t) = A e^{-\alpha(t-\tau)} \cos[\omega(t-\tau) + \varphi_0] \quad (12)$$

следует, что параметрами, подлежащими оценке, являются амплитуда A , декремент α , время задержки τ (момент появления ударного возбуждения на интервале наблюдения), частота ω . Начальную фазу ударного возбуждения будем считать мешающим параметром, т. е. параметром, не подлежащим оценке.

В соответствии с общей постановкой задачи статистической оценки параметров сигналов задача оценивания параметров ударных возбуждений может быть сформулирована следующим образом.

Пусть в течение заданного интервала времени $[0 \leq t \leq T]$ принимается некоторая реализация случайного процесса

$$y(t) = S(t; \theta, \varphi_0) + n(t), \quad (13)$$

где $S(t; \theta, \varphi_0)$ — сигнал ударного возбуждения, представленный моделью (1) и содержащий вектор $\theta = [A, \alpha, \tau, \omega]$ неизвестных параметров, подлежащих оценке (информационных параметров), и неизвестный мешающий параметр φ_0 ; $n(t)$ — помеха, представляющая собой белый гауссовский шум со спектральной плотностью N_0 .

Будем также полагать, что информационные параметры ударного возбуждения на интервале наблюдения $[0, T]$ от времени не зависят. Мешающий параметр будем полагать случайной величиной, равномерно распределенной в интервале $[-\pi, \pi]$.

На основе наблюдения и анализа принятой реализации $y(t)$ необходимо решить, какие значения (из заданного интервала возможных значений) принимают

информационные параметры в этой реализации. Другими словами, на основе обработки наблюдаемой реализации $y(t)$ необходимо произвести оценку векторного информационного параметра $\theta = [A, \alpha, \tau, \omega]$.

Оценка параметра сигнала — это некоторым образом выбранная система функций (или одна функция) от наблюдаемых реализаций. Значения функций, входящих в эту систему, при фиксированной реализации $y(t)$ дают оценку неизвестных информационных параметров сигнала. Оптимальное правило оценивания, как и оптимальное правило обнаружения, определяется наилучшей в том или ином смысле системой функций, которая отыскивается методами теории статистических решений.

Для отыскания оценок параметров ударных возбуждений воспользуемся методом максимального правдоподобия, получившим наибольшее распространение в задачах оценивания параметров радиосигналов [4, с. 405] благодаря его существенным достоинствам:

- оценки, полученные по методу максимального правдоподобия (ОМП), являются асимптотически несмещенными;
- ОМП параметров асимптотически совместно эффективны;
- ОМП параметров асимптотически совместно нормальны;
- если строго (а не только асимптотически) эффективная оценка существует, то ОМП как раз и является этой оценкой;
- ОМП являются асимптотически байесовскими оценками.

(Термин “асимптотически” эквивалентен условию большого времени наблюдения или большой энергии сигнала, которые должны выполняться для достижения высокой точности измерения.)

Поскольку для случая неэнергетического параметра λ ОМП $\hat{\lambda}$ есть такое значение параметра λ , при котором комплексная огибающая наблюдаемой реализации обладает наибольшим сходством (корреляцией) с комплексной огибающей сигнала $S(t, \lambda)$, схему измерителя можно представить как набор M пар квадратурных корреляторов K (рис. 6), каждая из которых формирует пару корреляций $z_1(\lambda_i)$ и $z_2(\lambda_i)$ принятой реализации $y(t)$ с двумя копиями квадратурных компонентов сигнала $S(t, \lambda_i)$ и $S_{\perp}(t, \lambda_i)$, $i=1, 2, \dots, M$, где M — количество точек (значений) в заданном априорном интервале значений оцениваемого параметра.

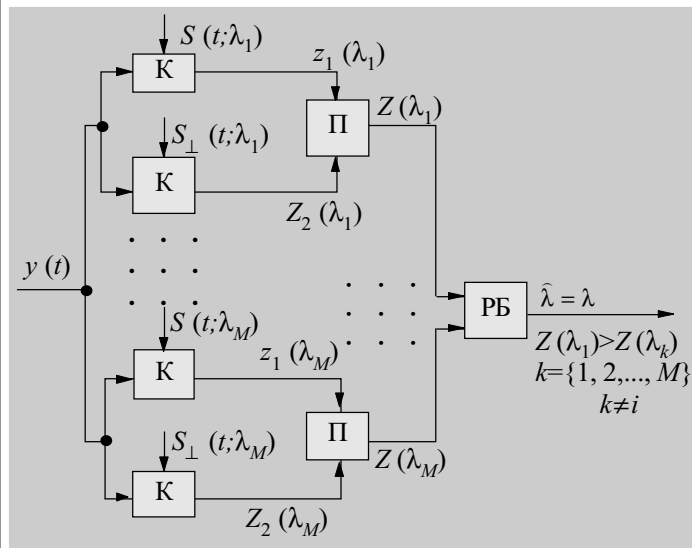


Рис. 6. Структурная схема измерителя параметров

Преобразователь **П** (рис. 6) осуществляет вычисление $Z(\lambda_i) = \sqrt{z_1^2(\lambda_i) + z_2^2(\lambda_i)}$, после чего решающий блок **РБ** выдает в качестве ОМП $\hat{\lambda}$ то значение λ_i , для которого получено максимальное значение $Z(\lambda_i)$.

Применение изложенного метода позволяет контролировать и оптимизировать виброакустические характеристики ракетных двигателей, турбин атомных и

тепловых электростанций, авиационных и морских двигателей, нефте- и газоперекачивающих станций и др.

Разработан специализированный графический пакет с возможностью конвертации в шестнадцатеричный формат графического изображения участка процесса, представляющего собой ударное возмущение, обеспечивающий взаимодействие персонального компьютера и диагностирующего устройства, работающего непосредственно с ударными возмущениями. Благодаря этому заранее могут быть получены предварительные результаты диагностирования.

Предложенный метод может быть использован при разработке средств обнаружения монотонно-затухающих сигналов и оценки их параметров для широкого класса систем, в которых процессы представляются в виде именно монотонно-затухающих сигналов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: — М.: Мир, 1983.
2. Цема М. И. Измерение и обработка параметров монотонно затухающих сигналов. — Киев: Наук. думка, 1988.
3. Ямпольский Ю. С., Ермилов В. А., Ермилов Ю. В. Реакции элементов энергетических установок на ударные возбуждения // Тр. Одес. политехн. ун-та.— 2001.— № 2.— С. 93— 97.
4. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники.— М.: Сов. радио, 1968.
5. Ямпольский Ю. С., Ермилов В. А., Тесленко П. А. Обнаружение вибросигналов с неизвестной частотой // Тр. Одес. политехн. ун-та.— 1998.— № 2.— С. 141—144.

из редакционной почты

Письмо пришло от автора одной из статей в ответ на вопрос о мотивах направления статьи именно в журнал "ТКЭА".

"Уважаемая редакция, здравствуйте!

Мною выбор журнала «ТКЭА» сделан по следующим критериям: а) по оперативности публикаций; б) по дополнительному рецензированию (видимо, автор имел в виду дополнительное редактирование — прим. ред.); в) по близости к месту моего рождения; г) по близости к месту моего пребывания; д) по близости научных интересов; е) по интересу к публикациям журнала; ж) по дизайну журнала; з) по уважительному отношению к авторам и читателям; и) по престижу, по мнению руководства (автор называет свою организацию — прим. ред.); к) по другим соображениям.

Воспользовавшись «Методикой обработки экспертных оценок» (см. «ТКЭА» № 2—3, 2000, с. 36—39) и вышеперечисленными критериями, привожу сравнительную характеристику нескольких журналов (см. таблицу), где в строках указаны названия 7 журналов (мы оставили только "ТКЭА" — прим. ред.) и — по критериям а, б, в, г, д, е, ж, з, и, к — их рейтинг (Р) и приоритет (П).

Следовательно, журнал «ТКЭА», как я думаю, по привлекательности имеет высший приоритет.

Полагаю, мой ответ Вас удовлетворил.

С уважением (имярек)".

Вот такая почта.

Публикуя настоящее письмо, редакция ни в коей мере не имеет в виду бросить тень на другие издания: всякая экспертная оценка изначально субъективна, и автор письма это обстоятельство

подчеркивает, да и перечень критериев об этом говорит достаточно красноречиво.

Мы же хотим этой публикацией побудить к диалогу наших читателей, особенно тех, для кого журнал "ТКЭА" имеет иные приоритеты.

Редакция журнала "ТКЭА".

Журнал \ Критерий	а	б	в	г	д	е	ж	з	и	к	Р	П
	4	4	5	4	1	3	3	3	1	2	40	2
	6	5	4	4	3	6	2	6	6	6	22	6
	5	6	2	2	1	4	4	5	4	3	34	4
ТКЭА	1	2	1	1	1	1	1	1	3	1	57	1
	3	3	3	3	1	2	5	4	2	5	37	3
	2	1	6	5	2	5	6	2	5	4	32	5
	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	10	7

Д. т. н. Л. Ф. ВИКУЛИНА, В. А. МИНГАЛЁВ

Дата поступления в редакцию
23.01 2003 г.

Украина, г. Одесса, Академия связи Украины, СКБ "Молния"
E-mail: phys@usat.ukrtel.net

Оппонент д. ф.-м. н. Ш. Д. КУРМАШЕВ
(ОНУ им. И. И. Мечникова, г. Одесса)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИАМЕТРА ЛУЧА С ПОМОЩЬЮ ФОТОПРИЕМНИКА

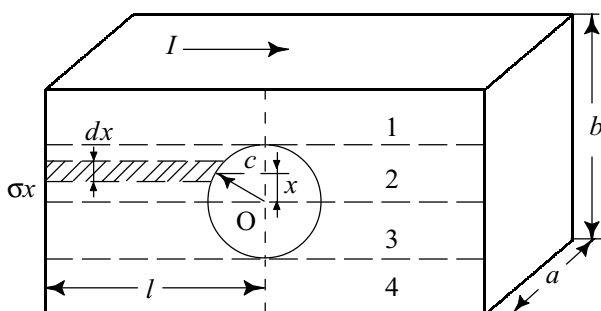
Предлагается метод определения диаметра луча света по формуле, связывающей измеряемое сопротивление фотоприемника с диаметром освещаемой площадки.

Фотоприемники могут выполнять множество функций, в том числе они давно используются для определения площадей различных предметов [1, 2]. Метод заключается в размещении на матовом стекле, расположенном между источником света и фотоприемником, непрозрачного предмета. В зависимости от площади предмета меняется интенсивность света, попадающего в фотоприемник, что и служит основой измерения.

Однако таким способом нельзя измерить диаметр луча света, поскольку ток фотоприемника в этом случае одновременно зависит от интенсивности света, диаметра луча и т. д. Вместе с тем задача измерения диаметра луча малых размеров особенно актуальна при фокусировке лазеров невидимого излучения.

Нами разработан способ определения диаметра луча света с использованием фоторезистора любого типа. Если диаметр луча света, направленного на световую площадку фоторезистора, меньше размеров этой площадки, то при изменении диаметра меняется площадь освещаемого участка фоторезистора, что приводит к изменению его тока. Возможность определения диаметра луча таким образом очевидна, однако для ее практической реализации необходимо получить математическую зависимость сопротивления фоторезистора от диаметра луча света.

На рисунке показана схема расчета сопротивления фоторезистора. В середине резистора находится световое пятно от луча света радиусом r . Фоторезис-



Структура фоторезистора для расчета

тор можно разбить на две симметричных части (левую и правую) с проводимостями $\sigma_l = \sigma_n$. В свою очередь, каждую половину разобьем на четыре части с проводимостями

$$\sigma_l = \sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 + \sigma_4. \quad (1)$$

Проводимости прямоугольных участков σ_1 и σ_4 вычисляются по простой формуле

$$\sigma_1 = \sigma_4 = \frac{a(0,5b - r)}{0,5\rho l} = \frac{a(b - 2r)}{\rho l}, \quad (2)$$

где ρ — удельное сопротивление материала фоторезистора.

Проводимости $\sigma_2 = \sigma_3$ вычисляем интегрированием.

Выделим в области 2 тонкую область шириной dx на расстоянии x от центра освещенного круга. Ее проводимость

$$\sigma_x = \frac{a \cdot dx}{\rho(0,5l - c)} = \frac{a \cdot dx}{\rho(0,5l - \sqrt{r^2 - x^2})}, \quad (3)$$

где $c^2 = r^2 - x^2$.

Так как $\sigma_2 = \int_0^r \sigma_x dx$, то

$$\sigma_2 = \int_0^r \frac{a \cdot dx}{\rho(0,5l - \sqrt{r^2 - x^2})} = \frac{2ar}{\rho l} \left(1 + \frac{\pi r}{2l} + \frac{8r^2}{3l^2} \right). \quad (4)$$

Используя (2) и (4), проводимость левой части (1) запишем в виде

$$\sigma_l = \frac{2ab}{\rho l} \left(1 + \frac{\pi r^2}{bl} + \frac{16}{3} \frac{r^3}{bl^2} \right).$$

Так как диаметр $d = 2r$, то общее сопротивление фоторезистора

$$R = \frac{1}{\sigma_l} + \frac{1}{\sigma_n} = \frac{R_0}{1 + \frac{\pi d^2}{4bl} + \frac{2d^3}{3bl^2}}, \quad (5)$$

где $R_0 = \rho l / (ab)$ — темновое сопротивление фоторезистора, когда $d = 0$.

Формула (5) получена при следующих упрощениях.

Во-первых, считаем, что сопротивление освещенной части много меньше сопротивления неосвещенной, и первой пренебрегаем. Поскольку способ

предназначен для определения диаметра луча лазера, интенсивность которого достаточно велика, то концентрация носителей в освещенной части много больше, чем в неосвещенной части, и упрощение обосновано (фоторезистор из высокоомного материала). Следовательно, формулой (5) можно пользоваться, если поток излучения выше определенной минимальной величины Φ_0 , при которой концентрация носителей в освещенной части фоторезистора на порядок выше, чем в неосвещенной.

Во-вторых, расчет проведен в предположении, что линии тока от левого контакта к правому представляют собой прямые параллельные линии. Однако линии тока в центральной части фоторезистора будут искривляться в сторону освещенного пятна, представляющего собой (с учетом сказанного выше) эквипотенциальную поверхность, поэтому для каждого конкретного фоторезистора необходима корректировка теоретической величины R (для оптимального d) с экспериментальной.

В-третьих, при больших величинах длины диффузионного смещения неосновных носителей L область, где генерируются носители, будет расплываться под действием диффузии, и ее диаметр не будет соответствовать диаметру светового пятна. Поэтому необходимо использовать материал с малым значением L , например сульфид кадмия, в котором L порядка 10 мкм.

Опытная проверка способа осуществлялась с использованием фоторезистора типа ФСК-1. Размеры его световой площадки составляли 4×4 мм. При таких размерах темновое сопротивление равно 2,48 МОм. При освещении лучом с $d=2$ мм от лазера ЛГ-78 (красный свет) сопротивление уменьшалось до 1,9 МОм. При указанном диаметре определенное по (5) сопротивление равно 1,93 МОм. Достаточно хорошее совпадение рассчитанного и экспериментального значения R (в пределах ошиб-

ки, определяемой классом точности используемых приборов) показывает, что величина d , действительно, может быть определена из (5) по экспериментальному значению R . При уменьшении диаметра луча до 1 мм значение R составляет 2,3 МОм, что также находится в удовлетворительном соответствии с формулой (5).

На практике определение диаметра луча света производится следующим образом. При отсутствии света измеряется темновое сопротивление фоторезистора R_0 . Затем на фоторезистор направляется луч такой интенсивности, чтобы при ее уменьшении в два раза (например фильтром) величина R не изменялась, что свидетельствует о том, что поток излучения выше Φ_0 . После этого измеряется сопротивление R . Зная размеры фоточувствительной площадки, диаметр луча рассчитывается по формуле (5).

Для убыстрения процесса измерения (при известных b , l и R_0 для конкретного фоторезистора) строится график зависимости $R=f(d)$, откуда легко определить d по измеренной величине R . Следует отметить, что величина R не зависит от положения светового пятна на фоторезисторе (т. е. при измерении луч не обязательно направлять в центр фотоприемной площадки), что упрощает процесс измерения.

Очевидными предельными ограничениями метода является то, что размеры чувствительной площадки фоторезистора должны быть больше диаметра луча, а интенсивность луча не должна превышать значения, при котором происходит заметный нагрев фоторезистора.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Литвак В. И. Фотоэлектрические приборы и регуляторы в машиностроении.— М.: Машгиз, 1962.
2. Свечников С. В., Смовж А. К., Каганович Э. Б. Фотопотенциометры и функциональные фоторезисторы.— М.: Сов. радио, 1978.

К. т. н. М. Д. СКУБИЛИН

Россия, Таганрогский радиотехнический университет
E-mail: scubilin@hotmail.ru

Дата поступления в редакцию
18.03 2003 г.

Оппонент *к. т. н. В. Г. КАБАРУХИН*
(ТИУиЭ, г. Таганрог)

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ МАССЫ (ВЕСА) ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ

Может найти применение в контроле массы (веса) транспортных средств в неподвижном или движущемся состоянии.

Измерение массы (веса) движущихся объектов и, в особенности, объектов со значительными габаритно-весовыми характеристиками затруднено в силу ограниченности функциональных возможностей известной весоизмерительной техники, ее значительной инерционности и погрешности, вносимой в условиях сейсмической нестабильности.

Вместе с тем масса (вес) транспортных средств существенно влияет на их маневренность, а в конеч-

ном итоге и на безаварийность на транспорте и, особенно, в авиации. В последнее время участились случаи возникновения нештатных ситуаций на судах транспортной авиации, чему причин более чем достаточно.

Известны способы измерения веса (массы) объектов с применением рычажных, пружинных, тензометрических, пьезоэлектрических и магнитоанізотропных средств, предполагающие механическое воздействие на чувствительные элементы, на датчики систем весоизмерения. Но эти способы и средства громоздки и не лишены существенных недостатков. В частности, они не позволяют дистанционно и в движении оценить массу (вес) объектов.

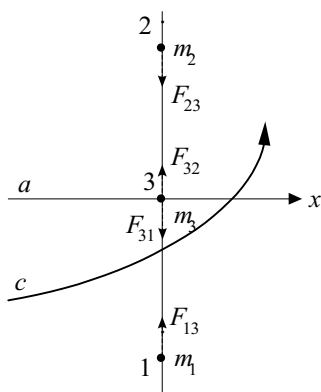


Рис. 1

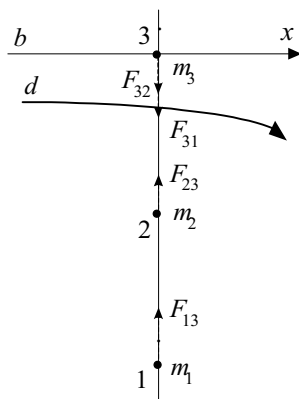


Рис. 2

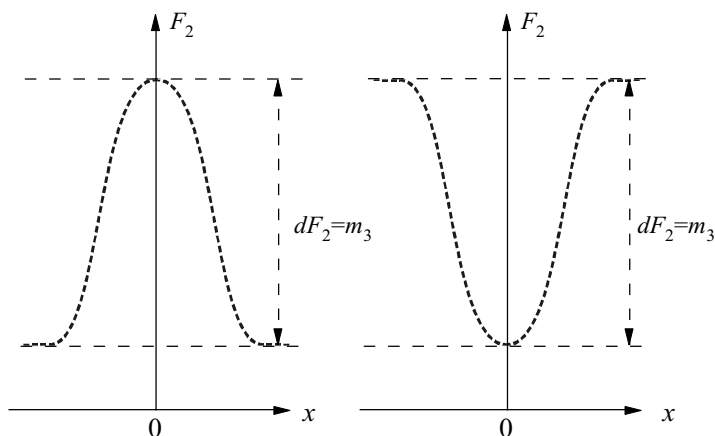


Рис. 3

Рис. 4

Цель данной работы — рассмотрение способа измерения массы (веса) объектов при движении последних.

Известно, что между любыми двумя материальными точками действуют силы взаимного тяготения, прямо пропорциональные произведению масс этих точек и обратно пропорциональные квадрату расстояния между ними:

$$F_{12} = f(m_1 m_2 / r^2),$$

где F_{12} — сила тяготения, действующая на точку с массой m_1 в направлении точки с массой m_2 ; r — расстояние между точками с массой m_1 и m_2 ; f — гравитационная постоянная (постоянная тяготения), равная $6,67 \cdot 10^{-11}$ Н·м²/кг² [1, с. 47—50; 2, с. 568].

Силы взаимного тяготения между точками (телами) 1, 2 и 3 с массами m_1 , m_2 и m_3 , соответственно, (см. рис. 1 и 2) выражаются как $F_{21} = f m_2 m_1 / r_{12}^2$ и $F_{32} = f m_3 m_2 / r_{23}^2$. Здесь значение F_{32} достигает максимума $F_{32\max}$ при минимизации расстояния r_{32} между точками 2 и 3 и размещении масс m_1 , m_2 и m_3 на одной прямой.

Результирующая сила тяготения точки 2 (массы m_2) определяется как

$$F_2 = F_{21} \pm F_{32} = f m_2 m_1 / r_{12}^2 \pm f m_3 m_2 / r_{32}^2,$$

где знак "+" берется при одностороннем расположении точек 1, 2 относительно точки 3, как показано на рис. 2, а знак "-" — при расположении точки 2 между точками 1 и 3, как показано на рис. 1. Но второе слагаемое $f m_3 m_2 / r_{32}^2 = 0$ при $m_2 = 0$, что соответствует отсутствию объекта контроля в пространстве контроля.

Тогда по модулю максимального значения разности

$$|dF_2| = |F_{2\max} - F_{2\min}| = |(f m_2 m_1 / r_{12}^2) - (f m_2 m_1 / r_{12}^2 \pm f m_3 m_2 / r_{32}^2)| = f m_3 m_2 / r_{32}^2 = q m_3,$$

где $q = f m_2 / r_{32}^2$, а при $r_{32}^2 = \text{const}$ и $q = f m_2 / r_{32}^2 = \text{const}$ однозначно интерпретируется масса (вес) m_3 точки (тела в точке) 3.

На рис. 3 и 4 представлены значения F_2 в функции от места пребывания объекта с массой m_3 по рис. 1 и рис. 2, соответственно.

Техническая реализация способа контроля массы (веса) транспортных средств предполагает (допуска-

ет) использование в качестве m_1 массы Земли, а в качестве m_2 — массы чувствительного к силам взаимного тяготения элемента датчика значений F_2 , и установку датчика значений F_2 (гравиметра) как под (см. рис. 1), так и над (см. рис. 2) объектом контроля его массы (веса) m_3 . Вес P объекта и его масса m однозначно связаны между собой по $P = mg$, где g — ускорение свободного падения и равно $981 \text{ см/с}^2 = \text{const}$ в земных условиях, на небольших высотах.

Реализация способа заключается в установке в заданном месте (например под полотном дорожки аэропорта) гравиметра с достаточно высокой чувствительностью и в обеспечении связи "гравиметр—диспетчер". Информация о фактической массе (весе) может визуализироваться и/или фиксироваться, в т. ч. и на твердом носителе информации, для контроля и отчетности.

В аэропортах в качестве гравиметров приемлемы приборы с чувствительностью порядка 5—10 мГал, например типа ГАЭ-3, СН-3, FG5, JLAG, IC5, FC5 [3, с. 20—22] и др., обеспечивающих погрешность измерения массы (веса) самолетов с точностью не хуже $\pm 5\%$.

Предлагаемый способ приемлем для измерения массы (веса) произвольных объектов, в т. ч. наземных, морских и воздушных транспортных средств, как в неподвижном их состоянии, так и в состоянии движения со скоростью менее скорости света.

Недопущение перегрузок транспортных средств призвано сократить аварийность на транспорте. В частности, аэропорты могут быть оборудованы пунктами контроля массы (веса) выпускаемых в полет транспортных средств, имеющими задачу своевременно препятствовать вылету перегруженного авиаобъекта.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Яворский Б. М., Детлаф А. А. Справочник по физике. — М.: Наука, 1968.
2. БСЭ. Т. 4. — М.: СЭ, 1971.
3. Гриценко А. И., Жабров И. П., Леонтьев И. А. и др. Гравиметрический метод контроля за разработкой газовых месторождений // Газовая промышленность. — М.: Недра, 1983.

А. М. ВАНТЕЕВ, д. т. н. А. И. КОРОБОВ

Россия, Московский авиационный институт
E-mail: vanteev@tekon.ru

Дата поступления в редакцию
06.02 — 29.11 2002 г.

Оппонент к. т. н. Л. Д. БУЙКО
(ГЦ "Белмикрoанализ", г. Минск)

ОЦЕНКА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ИЗГОТОВЛЕНИЯ СБИС ПО СТАБИЛЬНОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ ЕЕ СТРУКТУРЫ

Качество операций технологического процесса можно оценить по результатам испытаний элементов физической структуры СБИС, формируемых на аттестуемых операциях.

Характеристики качества процесса изготовления современных СБИС — точность операций и привносимую на них дефектность — оценивают методом тестовых схем по результатам измерения параметров элементов физической структуры СБИС, формируемых на аттестуемой операции [1]. Использование этой информации позволяет выработать управляющие воздействия, направленные на снижение технологических потерь параметрического и катастрофического характера.

В то же время имеют место технологические потери при сборке изделий в корпусе ($C_{сб}$) и отказы собранных СБИС в эксплуатации ($C_{экс}$). Указанные потери и отказы обуславливают часть себестоимости, названную себестоимостью эксплуатации [2]. Ее величина может быть определена как

$$C_{сб} = (\Delta n / \Delta t) t \text{ или } C_{экс} = C_{отк} \lambda t,$$

где $\Delta n / \Delta t$ — интенсивность отказов при сборке;

$C_{отк}$ — стоимость отказа;

λ — интенсивность отказов СБИС в эксплуатации;

t — время, за которое определяется $C_{экс}$.

Величина $C_{отк}$ зависит от этапа его обнаружения и от целевого предназначения аппаратуры, в которой применяются СБИС. Эта зависимость иллюстрируется в табл. 1 [1].

Для снижения себестоимости эксплуатации необходима разработка управляющих воздействий для корректировки технологических операций, формиру-

Таблица 1

Зависимость стоимости отказа от этапа его обнаружения и целевого назначения аппаратуры

Целевое назначение	Стоимость отказа (в долларах США)			
	При входном контроле	При монтаже блока	При испытаниях	В условиях эксплуатации
Широкого потребления	2	5	5	50
Промышленная	4	26	45	215
Военная	7	50	120	1000
Космическая	15	75	300	$2 \cdot 10^8$

ющих соответствующие элементы физической структуры СБИС, параметры которых характеризуются потенциальной нестабильностью. Для выработки таких управляющих воздействий необходимо, в свою очередь, получить характеристики потенциальной стабильности или нестабильности элементов физической структуры СБИС. Этой цели посвящена настоящая работа, для чего использовались метод тестовых схем и метод ускоренных испытаний.

При проектировании тестовых схем учитывали, что физическая структура СБИС состоит из четырех групп элементов: транзисторов, проводников, контактов, изоляций. Процессы, происходящие в проводниках, контактах и изоляциях, приводят, как правило, к катастрофическим отказам СБИС (исключение составляют некоторые процессы, приводящие к увеличению времени задержки сигнала в цепях коммутации, обуславливаемых постепенным ростом сопротивления и емкости проводников). Процессы, происходящие в транзисторах, приводят к возникновению как катастрофических, так и параметрических отказов. Если учесть, что деградационные процессы проявляются, в первую очередь, как следствие загрязнений физической структуры, то по параметрам деградации этих элементов можно оценить такую характеристику качества операций технологического процесса как привносимая загрязняемость.

При разработке программ ускорения испытаний учитывалось, что в физической структуре СБИС могут происходить следующие деградационные процессы:

- электромиграция ионов металла при повышенных значениях протекающего по проводнику тока;
- коррозия и окисление материала проводников металлизации в результате возникших в условиях эксплуатации электрохимических процессов;
- образование интерметаллических соединений на границах контактирующих тел в результате химических реакций;
- перемещение зарядов под воздействием электрического поля и образование инверсионных слоев;
- электрический пробой тонкого окисла;
- инжекция и захват горячих носителей и др.

Каждый из названных выше процессов описывается соответствующей физической моделью, связывающей характеристику процесса (например, скорость деградации) с факторами, определяющими условия протекания рассматриваемого процесса. Так,

в соответствии с моделью образования короткого замыкания проводников межслойной изоляции при наличии в площади их пересечения сквозной поры (см. рисунок) применима модель диффузии проводников металлизации по поверхности поры [1]. В соответствии с этой моделью время возникновения отказа короткого замыкания проводников верхнего и нижнего слоев металлизации определится как

$$t_{кз} = (((1 - y^2)d_0)/D_0\alpha^2)\exp(-E_\alpha/KT),$$

где y — отношение эксплуатационного (рабочего) напряжения к первоначальному напряжению пробоя;

d_0 — толщина диэлектрического слоя;

D_0 — коэффициент диффузии материала электрода по поверхности сквозной поры;

α — постоянный коэффициент;

E_α — энергия активации процесса диффузии;

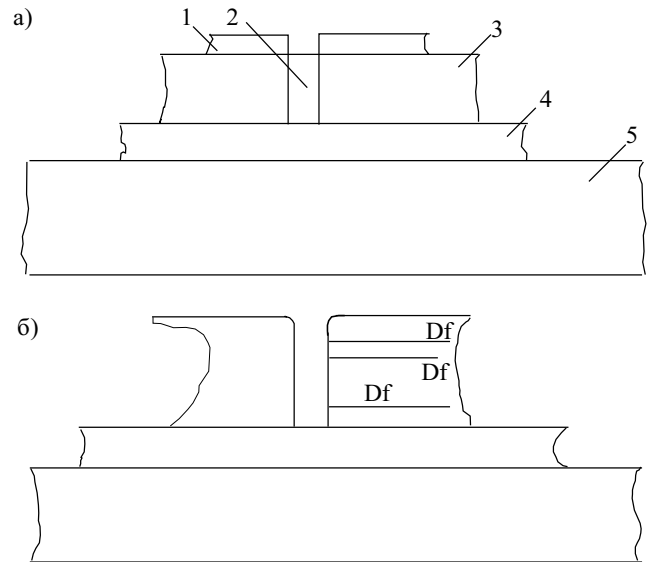
K — постоянная Больцмана;

T — абсолютная температура контакта.

В качестве критерия отказа может быть принято равенство напряжения пробоя в момент времени $t_{пр}$ рабочему напряжению между изолированными проводниками металлизации.

Используя температуру как фактор, ускоряющий процесс диффузии материала электрода, можно выявить образцы (партий пластин), где значение $t_{пр}$ меньше по сравнению с другими партиями, попытаться установить причину такого различия и выбрать управляющее воздействие.

В табл. 2 [3] приведены модели, относящиеся к деградационным процессам: коррозии алюминиево-



Модель образования короткого замыкания при наличии сквозной поры в диэлектрике:

a — начальный момент времени t ; b — промежуточный момент времени; 1, 4 — проводники металлизации верхнего и нижнего уровней; 2 — сквозная пора; 3 — межслойная изоляция; 5 — толстый окисел

го проводника при его взаимодействии с внешней средой; электромиграции кремния в алюминий; дрейфа ионов в тонком окисле, приводящего к его пробоя; электродиффузии ионов алюминия под действием энергии электронов при больших плотностях тока и др. Указанные (и другие) модели рассматривались как основание для проектирования элементов тестов-

Таблица 2

Механизмы деградации в некоторых элементах физической структуры СБИС и модели этих механизмов

Механизмы деградации	Модель механизма
Коррозия Al проводника металлизации, вызванная диффузией кислорода по границе зерен	Средняя наработка до отказа алюминиевой дорожки $\tau_{ср} = K_{экс}(-E_\alpha/KT)p^{-\alpha}$, где $K_{экс}$ — постоянная, определяемая по результатам испытания тестовых структур; $-E_\alpha$ — энергия активации процесса для диффузии кислорода (паров воды) по границе зерен ($E_\alpha = 0,5$ эВ)
Отказ контакта Al проводника к кремнию, вызываемый протеканием процесса электромиграции кремния в алюминий	Средняя наработка до отказа контакта Al $\tau_{ср} = Aj^{-1}d \exp((-w/l) + (-E_\alpha/KT))$, где A — коэффициент, определяемый по испытаниям тестовых структур; j — плотность тока, протекающего через контакт «алюминий—кремний», А/см ² ; d — ширина Al проводника, см; w — коэффициент, зависящий от размеров зерен, определяемый по результатам испытаний тестовых структур, см; l — длина алюминиевого проводника, см
Пробой тонкого окисла под затвором по механизму дрейфа ионов	Средняя наработка до отказа МДП-конденсатора $\tau_{ср} = (L^2 / D) \left[j_{ср} - b\sqrt{(u/t)} - hj^u uRtAS / \Delta TL \right]$, где L — толщина окисла; $D = 10^{-20}$ см/с — коэффициент диффузии ионов в окисле; u — напряжение, приложенное к затвору, В; T — температура тонкого слоя окисла и окружающей среды; S — площадь поперечного сечения канала
Разрыв цепи алюминиевого проводника по механизму электродиффузии	Средняя наработка до отказа $\tau = Kj^{-n} \exp(E/(nt))$, где K — константа, зависящая от материала пленки, ее структуры, ширины и длины дорожки проводника; j — плотность тока, А/см ² ; n — показатель степени, равный 1, когда отказы определяются преимущественно структурой пленки; равный 3, если доминирует градиент температуры; E — энергия активации процесса

вых схем, отображающих элементы физической структуры реальной СБИС, в частности, проводников, контактов, структур МДП и др., а также для выбора режимов ускоренных испытаний этих элементов.

Измерения проводились на тестовых элементах, входящих в модули тестовых схем (по пяти модулей на каждой пластине). Оценивалось качество операций формирования алюминиевой металлизации и формирования контактов Al— n^+ , Al— p^+ , Al—полукремний.

В качестве тестовых элементов использовались:

— Al шина одиночная, имеющая токовые и потенциальные выводы соответственно $L=1000$ мкм, $B=1$ мм;

— две параллельных Al шины на рельефе, образованном ступеньками тонкого и толстого окисла на Si; $L=5000$ мкм;

— цепочки контактов Al проводника к областям n^+ в количестве 1000 шт., размеры контактного окна 2×2 мкм;

— цепочки контактов Al проводника к областям p^+ в количестве 1000 шт., размеры контактного окна 2×2 мкм.

В табл. 3 приведены результаты оценки величины среднего значения дрейфа сопротивления тестового элемента — проводника металлизации — для разных изделий. Усреднение производилось по количеству пластин.

Таблица 3
Деградация сопротивления Al проводника (металлизация на рельефе)

Количество пластин	Значение $\overline{\Delta R/R}$
52	0,46
18	0,20
22	0,10
42	0,14
14	0,20
9	0,05
15	0,10

Деградацию контактов проводника алюминиевой металлизации к области n^+ , p^+ и полукремниевому проводнику (Si-n) определяли по изменению величины сопротивления контакта во время испытаний. Для оценки влияния переходного сопротивления контактов на величину его изменения при испытаниях определяли коэффициент парной корреляции средней величины сопротивления контакта до испытания тестового элемента (R_{cp}) и средней величины этого дрейфа ($\overline{\Delta R/R}$). Полученные данные приведены в табл. 4, где X — для 30% контактов $\overline{\Delta R/R}$ меньше 20%, Xx — для 25% контактов величина деградации больше 10%.

Полученные результаты свидетельствуют о различии скорости деградационных процессов проводников металлизации в различных партиях. Так, если принять нормальным разброс величины ухода сопро-

Таблица 4

Деградация сопротивления контактов Al к областям n^+ , p^+ и пленке полукремния Si-n

Номер партии	Количество партий	Al— n^+		Al— p^+		Al—Si-n	
		$\overline{\Delta R/R}$	R_{cp}	$\overline{\Delta R/R}$	R_{cp}	$\overline{\Delta R/R}$	R_{cp}
1	52	-1,9	-0,76	0,1	-0,53	-0,1	X
2	18	-2,4	-0,68	4,7	-0,72	-0,26	X
3	22	-2,4	-0,79	0,1	-0,92	-0,27	X
4	42	-1,8	-0,74	0,03	-0,89	-0,1	X
5	14	-3,0	-0,9	0,1	-0,55	-1,3	Xx
6	15	-17,0	-0,88	0,1	-0,25	-0,7	X

тивления в пределах 0,05...0,2 (т. е. укладываемый в пределы распределения $\overline{\Delta R/R}$), то партия, в которой величина дрейфа сопротивления "Al — полупроводник" вдвое превышает значение максимального предела дрейфа сопротивления, характеризуется потенциально ненадежными элементами металлизации. Последнее свидетельствует о необходимости анализа операций, формирующих проводники металлизации, и выработки соответствующих управляющих воздействий.

По данным табл. 4 можно выделить потенциально ненадежные элементы физической структуры контактов Al — n^+ в партии 6 и контакт Al — Si-n в партии 5. Отметим отсутствие корреляции первоначального значения сопротивления контакта с величиной его дрейфа на испытаниях, что свидетельствует о невозможности выявления нестабильных элементов по их первоначальным значениям функционального параметра.

Выводы

Качество операций технологического процесса можно оценить по результатам испытаний элементов физической структуры СБИС, формируемых на аттестуемых операциях. Деградацию параметров этих элементов при испытаниях, проводимых в форсированных режимах, можно проводить на специально спроектированных тестовых элементах.

Испытания таких элементов как Al проводники, цепочки контактов Al — n^+ , Al — p^+ , Al — Si-n позволяют выявить партии, подвергшиеся загрязнению или другому воздействию, по существенному отличию измеряемого параметра от максимального значения разброса этой величины среди нескольких партий, сформированных по стандартному технологическому процессу.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Системы технологического обеспечения качества компонентов микроэлектронной аппаратуры. В. Е. Власов, В. П. Захаров, А. И. Коробов / Под. ред. А. И. Коробова. — М. Радио и связь, 1987.
2. Архипцов К. А., Михайлов Д. Е. Себестоимость как критерий технологичности ИС и МЭА // Электронная техника. Сер. Микроэлектроника. — 1999. — Вып. 1.
3. Воробьев В. А. Термодинамические основы диагностики и надежности микроэлектронных устройств. — М.: Наука, 1989.

К. ф.-м. н. Н. Н. ГРИГОРЬЕВ, М. Ю. КРАВЕЦКИЙ,
к. ф.-м. н. Г. А. ПАЩЕНКО, к. ф.-м. н. С. А. СЫПКО,
к. ф.-м. н. А. В. ФОМИН

Украина, г. Киев, Институт физики полупроводников
им. В. Е. Лашкарева
E-mail: tenet@alfa.semicond.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
10.01 2003 г.

Оппонент И. Р. ЗАВЕРБНЫЙ
(«Пролог-Семикор», г. Киев)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ БЕСКОНТАКТНОГО ХИМИКО-МЕХАНИЧЕСКОГО ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПОДЛОЖЕК ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Получены аналитические выражения для формы поверхности обрабатываемой пластины, а также скорости съема материала, определяющей производительность процесса обработки.

Традиционная технология передела полупроводниковых слитков с целью получения подложек для эпитаксии и приборных заготовок предусматривает в операциях резки и шлифовки использование абразивных методов формообразования. Последующее тонкое абразивное полирование поверхности пластин применяется с целью получения поверхностей с требуемыми геометрическими параметрами (плоскостность, «завалы» по краям, шероховатость) [1]. Общим недостатком методов абразивного формообразования является то, что в процессе изготовления пластин в результате контакта с зернами в образце возникают структурные изменения. В объеме материала генерируются неравновесные комплексы точечных дефектов, на поверхности пластин появляется нарушенный слой, который для пластичных и дорогих полупроводников A^2B^6 , A^3B^5 может достигать значительной толщины (до 200 мкм) [1, с. 13; 2, с. 86]. Введенные структурные нарушения изменяют электрофизические свойства полупроводника, приводят к деградации его параметров. Поэтому в чистом виде методы абразивной обработки в производстве пластин не могут использоваться; их, по необходимости, дополняют методами химического травления изготовленных образцов для полного удаления нарушенного слоя и получения поверхностей с необходимыми геометрическими параметрами.

Нами разработана технология и оборудование для операций передела слитков, при использовании которых отсутствует прямое механическое взаимодействие инструмента с обрабатываемым образцом. Технология базируется на использовании химико-механических безабразивных бесконтактных методов формоизменения и включает в себя операции вырезания шайб из монокристаллических слитков (химическая резка) и полирования шайб (бесконтактная химико-механическая полировка) до необходимой геометрии поверхности без изменения (на всех этапах обработки) структурного совершенства и физических свойств материала.

Принципиальной особенностью технологии является то, что во всех операциях изготовления изделия в зону обработки полупроводника инструмент подает дозированное количество химически активной жидкости, которая растворяет обрабатываемый материал с последующим полным удалением продуктов реакции из зоны обработки. Резка и полирование проводятся без контакта изделия с инструментом в тонком, контролируемой толщины, слое травителя, поэтому изготовленный образец не содержит дополнительных структурных нарушений; повышается точность операций. Это позволяет существенно уменьшить припуск на обработку, экономить материал, в несколько раз увеличить выход годных и уменьшить затраты рабочего времени. Благодаря указанным преимуществам возможно также изготовление тонких (от десятков микрон) пластин пластичных полупроводников без остаточного изгиба и наклепа.

Целью работы являлось выяснение закономерностей формообразования и механизмов физических процессов, имеющих место при операциях бесконтактной безабразивной химической резки слитков и полирования полупроводниковых пластин, а также модельное описание этих процессов. Последнее позволило получить аналитические выражения для формы поверхности обрабатываемой пластины, что особенно актуально при полировании, а также скорости съема материала, определяющей производительность процесса обработки.

Сущность процесса *химической резки* (ХР) заключается в том, что растворяющий (режущий) химический раствор доставляется к разрезаемому образцу с помощью рабочего инструмента — движущейся струны из инертного материала, на которую налипают травитель. При контакте подносимого травителя с образцом между ними происходит химическое взаимодействие, результатом которого является образование полости в образце. Продукты реакции, образуемые в зоне резания, выносятся из нее тем же движущимся инструментом-носителем. При согласовании процессов доставки травителя в зону обработки и выноса продуктов реакции из нее процесс становится воспроизводимым. Следящая система в применяемом оборудовании обеспечивает автоматическую подачу образца на струну со скоростью подачи, равной скорости разрезания образца [3].

При *бесконтактном химико-механическом полировании* (БХМП) образец помещается в кассету [4], которая обеспечивает возможность его свободного движения в вертикальном направлении и ограничивает доступ травителя к боковой грани образца. В процессе полирования кассета устанавливается на инертный плос-

кий полировальник на расстоянии от центра вращения полировальника, намного превышающем линейные размеры образца. На поверхности полировальника равномерным слоем налит раствор травителя, уровень которого в процессе обработки поддерживается постоянным.

В настоящей работе мы исследуем режим полирования, когда горизонтальные перемещения образца отсутствуют, т. е. кассета остается неподвижной на вращающемся полировальнике.

Отсутствие контакта между материалом и инструментом (струной при ХР и полировальником при полировании) и поддержание постоянного жидкостного зазора, заполненного травителем, обеспечивается флотационной силой [5, с. 119], возникающей при движении инструмента. Ширина зазора, который образуется при БХМП, составляет около 10 мкм, при ХР — порядка нескольких микрометров.

В применяемом оборудовании для химической резки струна (обычно металлическая проволока), переносящая травитель, имеет диаметр 100—200 мкм. Поскольку ширина жидкостного зазора при ХР намного (почти на два порядка) меньше диаметра струны, это позволяет считать поверхность струны плоской.

Таким образом, в первом приближении процессы химического формообразования, происходящие при операциях ХР и БХМП, можно описать в рамках планарной модели конвективно-диффузионного массопереноса.

Для модельного описания процессов, происходящих при заданных условиях бесконтактного химического формообразования образцов, представим жесткий инструмент в виде бесконечной плоскости, движущейся поступательно с постоянной скоростью под поверхностью образца конечной длины. На инструмент равномерным слоем налита травильная жидкость с растворенным в нем активным компонентом. Жидкость вносится инструментом под поверхность образца; в результате образец и инструмент разделяются зазором, полностью заполненным травителем. Вещество инструмента является инертным по отношению к выбранной травящей жидкости, травление образца осуществляется благодаря взаимодействию между активным компонентом травителя и веществом образца.

Процесс бесконтактного химико-механического формообразования протекает в тонком (порядка нескольких микрометров) промежутке "образец — инструмент", в условиях прямолинейного движения жидкости и малых ($\ll 1$) чисел Рейнольдса. Точное решение уравнения движения Навье-Стокса для установившегося ламинарного течения для такого случая дает практически линейное распределение скоростей линий тока по сечению промежутка.

С целью упрощения задачи поток травителя можно разделить на два неподвижных слоя: один слой прилипает к полировальнику и движется с ним, другой прилипает к поверхности образца. Предполагается, что оба слоя на общей границе скользят друг относительно друга без трения и не перемешиваются. Слой травителя, движущийся вместе с инструментом, будем называть конвективным; неподвижный

слой, прилипший к образцу, — диффузионным слоем. Ширина зазора в конечной точке образца удерживается постоянной и не изменяется в процессе травления, что является существенной особенностью процесса полирования в нашем эксперименте.

Активный компонент травителя из конвективного слоя диффундирует в поперечном направлении к диффузионному слою жидкости; затем происходит диффузия реагента через неподвижный слой к поверхности образца и, далее, химическое взаимодействие с материалом образца. В результате химической реакции форма поверхности образца изменяется.

В начальный момент травления расстояние между инструментом и поверхностью образца установлено одинаковым по всей длине образца. Активный компонент раствора расходуется на травление образца, и это приводит к тому, что ее концентрация вдоль образца уменьшается. В результате начальные участки образца травятся быстрее, и расстояние между плоскостью инструмента и образцом вдоль образца начинает изменяться. Зазор в начале образца становится больше, чем в конце, где это расстояние, как отмечено ранее, остается постоянным.

Предполагается, что толщина движущегося (конвективного) слоя постоянна по всей длине образца. Поэтому более быстрое травление в начале образца приводит к увеличению толщины диффузионного слоя на входном участке образца. Увеличение толщины диффузионного слоя затрудняет доставку активного компонента травителя к поверхности образца, что приводит к уменьшению темпа травления в начале образца. В результате, по сравнению с предыдущим моментом времени, концентрация активного компонента увеличивается на всех участках зазора. Поскольку величина зазора в конечной точке образца фиксирована, это приводит к увеличению темпа травления по длине образца. Убывание скорости травления в начальных участках образца и ее увеличение вдоль образца будут продолжаться до тех пор, пока эти скорости не станут одинаковыми. Начиная с этого момента процесс обработки становится стационарным и устанавливается определенный профиль поверхности. В таком стабильном состоянии любое увеличение отстояния точек профиля от плоскости инструмента (конечная точка фиксирована), например, начальной, приводит в этом месте к уменьшению скорости растворения, и остальные точки профиля травятся быстрее; тем самым восстанавливается постоянная скорость травления по всей поверхности образца.

Итак, инструмент движется с постоянной линейной скоростью u под первоначально плоской поверхностью образца бесконечной ширины, длиной l . Направим ось Y перпендикулярно плоскости инструмента так, чтобы она проходила в начале образца вдоль его боковой стенки. Ось X находится в плоскости инструмента и направлена вдоль длины образца. Точка $x=0$ соответствует началу образца и здесь пересекается с осью Y ; в конце образца в точке $x=l$ между ним и инструментом удерживается постоянный зазор величиной 2δ . Предполагается, что в этой

точке ширина диффузионного слоя минимальна и равна ширине конвективного слоя, т. е. диффузионный слой наполовину заполняет зазор. В модели полагаем, что боковая поверхность в начале образца закрыта перегородкой, не проницаемой для травителя; основание перегородки параллельно плоскости инструмента и постоянно находится на расстоянии 2δ от него.

Для нахождения формы поверхности обрабатываемого образца и скорости процесса формоизменения, определяемых величиной плотности стационарного потока реагента к поверхности образца, решалось стационарное уравнение конвективной диффузии, которое для рассматриваемого вида слоистого течения имеет вид:

$$u \frac{\partial c}{\partial x} = D \frac{\partial^2 c}{\partial y^2}, \quad 0 < y < y_0 \text{ (диффузионная область);}$$

$$\frac{\partial^2 c}{\partial y^2} = 0, \quad y \geq y_0 \text{ (конвективная область),}$$

с граничными условиями:

$$\left(\frac{\partial c}{\partial y} \right)_{x,\delta} = -\frac{j_s}{D}, \quad \left(\frac{\partial c}{\partial y} \right)_{x,0} = 0; \quad c(0, 0 < y < \delta); \quad y_s(l) = 2\delta.$$

Здесь D — коэффициент диффузии активного компонента травителя;

j_s — плотность диффузионного потока на границе между диффузионным и конвективным слоями;

y_s — координаты точек поверхности образца.

Для указанной краевой задачи нами получено аналитическое выражение формы поверхности обрабатываемого образца:

$$y_s = 2\delta + \frac{D}{u\delta}(l-x) + \frac{2\delta}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left[\exp\left(-\frac{\pi^2 n^2 D}{u\delta^2} x\right) - \exp\left(\frac{\pi^2 n^2 D}{u\delta^2} l\right) \right]. \quad (1)$$

Поскольку слагаемые с $n > 1$ вносят незначительный вклад в сумму, формулу (1) можно представить в виде

$$y_s = A - Bx + Ce^{-kx}, \quad (2)$$

где $A = 2\delta + \frac{D}{u\delta}l - \frac{2\delta}{\pi^2}e^{-\frac{D\pi^2}{u\delta^2}l};$

$$B = \frac{D}{u\sigma}; \quad C = \frac{2\sigma}{\pi^2}; \quad k = \frac{D\pi^2}{u\sigma^2}.$$

Для скорости V съема слоя поверхности образца получено:

$$\frac{1}{V} = \frac{\rho}{\alpha\beta c_0} + \frac{\rho l}{u\delta\beta c_0} + \frac{\rho\delta}{D\beta c_0} \left[\frac{4}{3} - \frac{2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \exp\left(-\frac{\pi^2 n^2 D}{u\delta^2} l\right) \right], \quad (3)$$

где ρ — плотность обрабатываемого материала;
 α — константа скорости химической реакции;

β — отношение массы растворяемого в процессе резки или полировки материала к массе расходуемого на его растворение активного компонента травителя.

Учитывая, что добавка

$$\Delta = \frac{\rho\delta}{D\beta c_0} \left[\frac{1}{3} - \frac{2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \exp\left(-\frac{\pi^2 n^2 D}{u\delta^2} l\right) \right]$$

в диффузионном члене может изменяться от 0 до $1/3 \frac{\rho}{\alpha\beta c_0}$, уравнение (3) упрощается:

$$\frac{1}{V} = \frac{\rho l}{u\delta\beta c_0} + \frac{\rho\delta}{D\beta c_0} + \frac{\rho}{\alpha\beta c_0}. \quad (4)$$

Формула (2) имеет особое значение для операции БХМП, поскольку позволяет определить или, изменяя параметры, задать макрорельеф поверхности образца. Согласно формуле, поверхность образца представляет собой плоскость с краевым завалом в начале образца; при этом коэффициент B определяет отклонение плоского участка от параллельности, а k — протяженность краевого завала. Характерно, что стационарная форма поверхности не зависит от природы материала, константы химической реакции, концентрации активного компонента травителя. Макрорельеф поверхности обработанного образца зависит только от коэффициента диффузии активного компонента, скорости движения травителя и ширины зазора. Изменяя скорость движения инструмента, величину зазора (зависящую от вязкости травителя), можно в процессе обработки регулировать отклонение от плоскостности и величину краевого завала поверхности образца.

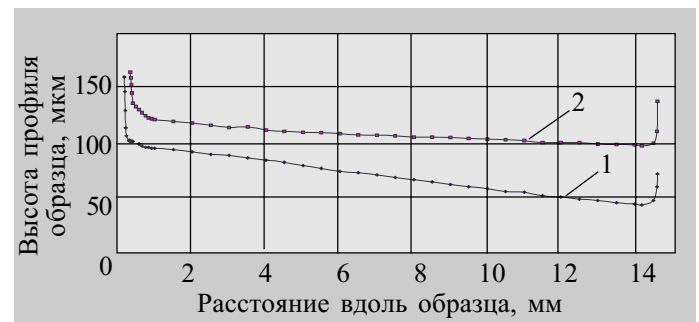


Рис. 1. Профили поверхности образцов после полирования в стационарном режиме при разных скоростях движения полировальника:
 1 — $U=5$ см/с; 2 — $U=12$ см/с

На рис. 1 приведены экспериментальные профилограммы поверхности образцов InSb, полученных в условиях стационарности операции БХМП. Из рисунка видно, что профилограммы поверхности образцов, как и следует из результатов модели, имеют протяженный прямолинейный участок с наклоном к горизонтальной плоскости и краевой завал, подчиняющийся экспоненциальному закону. С увеличением скорости u от 5 см/с (кривая 1) до 12 см/с (кривая 2) наклон линейного участка уменьшается, протяженность краевого завала увеличивается. Величины коэффициентов B и k , измеренные по экспериментальным профилограммам, показали хорошее совпадение со значениями, рассчитанными по формуле (2).

Формула (4) позволяет оценить производительность процесса бесконтактного химического формообразования. Это особенно важно для химической резки, поскольку позволяет определить максимальную скорость процесса, выявить пути совершенствования оборудования. По своей структуре формула (4) является суммой обратных предельных скоростей стадий процесса растворения: конвективной (первое слагаемое), диффузионной (второе слагаемое) и химической (третье слагаемое). Особый интерес представляет случай, когда скорости конвективной и диффузионной стадий (соответственно первое и второе слагаемые в правой части формулы (4)) равны друг другу. Для этого должно соблюдаться равенство

$$\delta = \left(\frac{Dl}{u} \right)^{1/2}. \quad (5)$$

При постоянстве всех прочих (кроме δ) параметров, входящих в формулу (4), равенство (5) является также условием достижения максимума скорости съема V . Действительно, подставляя равенство (5) в формулу (4), получаем следующую зависимость максимальной (по δ) скорости съема V_{\max} от параметров процесса:

$$\frac{1}{V_{\max}} = \frac{2\rho}{\beta c_0} \left(\frac{l}{uD} \right)^{1/2} + \frac{\rho}{\alpha \beta c_0}. \quad (6)$$

Формула (6) может быть использована для оценки скорости химической резки. Для операции ХР подбираются травители с максимально высокой скоростью химической стадии реакции, т. е. с большими значениями α . Поэтому скорость растворения в случае химической резки обычно контролируется диффузией, благодаря чему вторым слагаемым в правой части формулы (6) в данном случае можно пренебречь.

Далее, поскольку в устройствах для химической резки поверхность инструмента не является плоской, процесс растворения материала вблизи инструмента протекает в разных точках с разной скоростью, причем максимальная скорость растворения достигается там, где выполняется условие (5). В результате профиль дна пропила принимает W-образный вид с максимальным подъемом под струной. Если при этом струна прижимается к образцу с некоторым усилием и, следовательно, имеет некоторый прогиб, ее положение в горизонтальной плоскости становится неустойчивым. Стремясь уменьшить величину прогиба, она смещается влево или вправо от возвышения в середине пропила. Далее W-образный профиль воспроизводится в другом месте, и струна снова смещается в ту или другую сторону.

Таким образом, при разрезании образца методом ХР инструмент углубляется в разрезаемый материал со скоростью V_{\max} не по прямой, а по ломаной линии, причем ее прямые участки имеют наклон относительно направления подачи. Учитывая вышесказанное, модифицируя уравнение (6), можно получить следующее выражение для скорости химической резки $V_{\text{ХР}}$:

$$\frac{1}{V_{\text{ХР}}} = \frac{2\rho}{\beta c_0} \left[1 + \frac{2(Dl/u)^{1/2}}{R} \right] \left(\frac{l}{uD} \right)^{1/2} = \frac{2\rho}{\beta c_0} \left(\frac{l}{uD} \right)^{1/2} + \frac{4\rho l}{\beta c_0 R u}, \quad (7)$$

где R — радиус сечения инструмента.

Нами были проведены экспериментальные исследования зависимости скорости химической резки образцов HgCdTe от длины образца l и скорости движения струны u . В качестве травителя использовался 20%-ный раствор брома в бромисто-водородной кислоте. Результаты эксперимента представлены на рис. 2. Как видно из рисунка, экспериментальная зависимость обратной скорости резки от длины образца близка к степенной с показателем степени, несколько большим, чем 1/2. Последнее может объясняться влиянием второго слагаемого формулы (7).

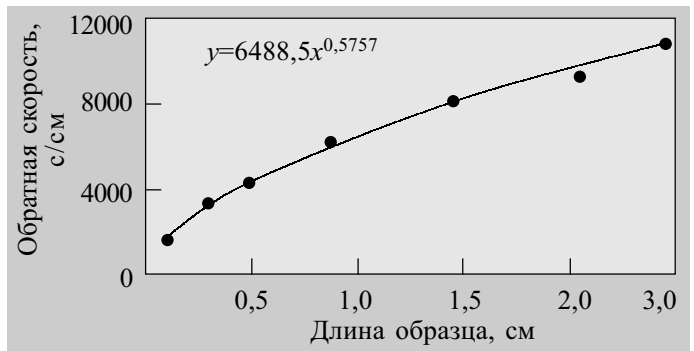


Рис. 2. Зависимость обратной скорости химической резки образцов HgCdTe от длины образца

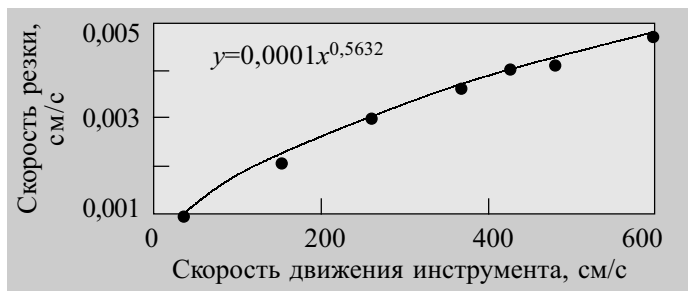


Рис. 3. Зависимость скорости химической резки образцов HgCdTe от скорости движения инструмента

Экспериментальная зависимость скорости резки от скорости движения инструмента представлена на рис. 3. Подобно зависимости обратной скорости резки от длины образца, эта зависимость также близка к степенной и с почти таким же показателем степени.

Полученные зависимости выявляют потенциально большие резервы повышения скорости ХР. Например, при скорости движения струны $u=18$ см/с слиток HgCdTe диаметром 10 мм разрезается на применяемом станке СХР-2 за один час. Из наших расчетов следует, что при увеличении скорости движения струны до 20 м/с (даже при диаметре разрезаемого слитка ~60 мм) продолжительность разрезания составит всего около полутора часов. Таким образом, соответствующая техническая доработка оборудования, связанная, в основном, с увеличением скорости перемещения носителя травильной жидкости, позволит методу химической резки стать конкурентоспособным в сравнении с абразивными методами в технологических линиях передела монокристаллических слитков.

Выводы

1. Сравнение экспериментальных и теоретических зависимостей показало их качественное и хорошее количественное согласование. Это позволяет использовать результаты работы при разработке травящих растворов и выборе оптимальных технологических режимов операций бесконтактного безабразивного передела слитков для получения полупроводниковых подложек.

2. Стационарный профиль поверхности, образующийся после операции бесконтактного химико-механического полирования, не зависит от величин, характеризующих свойства вещества образца, концентрации травителя и константы скорости химической реакции. Профиль образованной поверхности зависит только от скорости движения инструмента, ширины зазора и коэффициента диффузии активного компонента травителя. Напротив, скорость съема материала существенно зависит от свойств травящего

раствора и свойств вещества обрабатываемого образца.

3. Полученные экспериментальные и теоретические зависимости выявляют потенциально большие резервы повышения скорости химической резки.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Перевошиков В. А., Скупов В. Д. Особенности химической обработки поверхности полупроводников.— Нижний Новгород: Изд-во ННГУ, 1992.
2. Карбань В. И., Борзаков Ю. И. Обработка монокристаллов в микроэлектронике.— М.: Радио и связь, 1988.
3. А. с. СССР 1626575. Способ химической резки полупроводниковых кристаллов / А. В. Фомин, М. Ю. Кравецкий, Е. А. Сальков.— 08.10.91.
4. А. с. СССР 1792060. Кассета для обработки плоских поверхностей деталей / П. Ф. Венгель, О. О. Панчук, А. С. Фомин.— 01.10.92.
5. Шлихтинг Г. Теория пограничного слоя.— М.: Наука, 1974.

Д. т. н. В. А. СОКОЛ, к. т. н. Е. П. ИГНАШЕВ

Белорусский гос. ун-т информатики и радиоэлектроники, г. Минск
E-mail: vasokol@gw.bsuir.unibel.by

Дата поступления в редакцию
05.07 2002 г. — 16.01 2003 г.

Оппонент *д. х. н. В. Д. ОРЛОВ*
(Харьковский нац. ун-т им. В. Н. Каразина)

УСТАНОВКА ТОЛСТОСЛОЙНОГО АНОДИРОВАНИЯ АЛЮМИНИЯ

Приведены основные конструктивные данные и особенности разработанной установки динамического толстослойного анодирования алюминия для изделий радиоэлектроники.

Изготовление алюминиевых оснований для гибридных интегральных микросхем и других изделий радиоэлектронной техники производится электрохимическим анодированием алюминия или его сплавов [1, 2]. Процесс осуществляется в ячейке или в ванне, заполненной электролитом, в которой один из двух электродов (анод) и есть будущая подложка. При пропускании электрического тока на поверхности алюминиевой пластины образуется оксид за счет ассимиляции кислорода, количество которого есть функция тока и времени.

Выделяемое в процессе анодирования тепло отрицательно влияет на качество и толщину получаемой пленки оксида. Повышение температуры анода усиливает травящую способность электролита, что приводит к подтравливанию и разрыхлению оксида, ухудшению его механических и диэлектрических свойств. Чтобы снизить это влияние и избежать местного перегрева, предпринимают меры к перемешиванию и циркуляции электролита [3, 4]. Однако создать необходимые для этого скорости потока электролита около анода известными способами (барботирование, циркуляция, инжектирование и пр.) и достичь высокого уровня отвода тепла от него не удается.

Задача состояла в том, чтобы повысить эффективность отвода тепла от анода. С этой целью перешли от анодирования в статике к анодированию в динамике.

На этом принципе разработана и создана установка толстослойного анодирования А-1, принципиальная схема которой без источника питания представлена на рисунке [5]. Анодируемые пластины находятся здесь в постоянном движении в течение всего процесса анодирования. Линейную скорость движения пластин можно регулировать в пределах 5 — 50 м/мин.

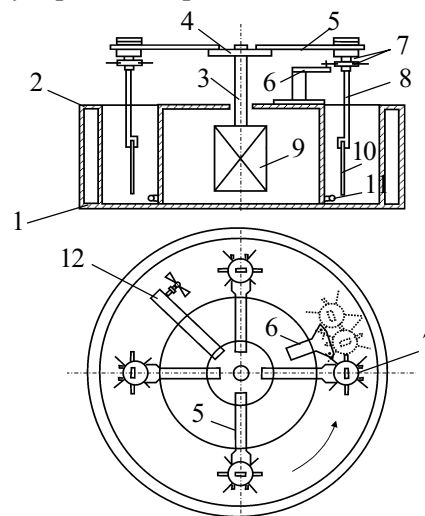


Схема установки анодирования:

- 1 — ванна; 2 — охлаждающая рубашка; 3 — вал; 4 — карусель; 5 — коромысло; 6 — консоль с упорами; 7 — поворотный узел; 8 — пластинодержатель; 9 — электродвигатель; 10 — анодируемая пластина; 11 — тэн; 12 — мешалка

Высокая скорость омывания пластин электролитом обеспечивает хороший отвод тепла от них. Электролит охлаждается водой, проходящей по продольно-поперечной рубашке, выполненной по наружной стенке ванны. Кроме того, пластины за каждый круговой оборот поворачиваются на 180° с помощью специального узла, что обеспечивает сброс с поверхности пластин газовых пузырьков и препятствует зарождению питтинга. Дополнительные пропеллерные мешалки (одна или две), приводимые в движение тем же двигателем, что и пластины, способствуют перемешиванию электролита в вертикальном направлении. Таким образом, достигается эффективное охлаждение растущего оксида при поддержании температуры электролита с точностью $\pm 1^\circ\text{C}$ на любом уровне в интервале 10—30°C.

Установка позволяет обрабатывать одновременно четыре пластины, хотя их количество может быть увеличено. Размеры пластин — от 48×60 до 100×100 мм, а разброс толщины полученного оксида по пластине не превышает 0,005 мм. Максимальная толщина оксида, которая может быть получена на подложках из анодированного алюминия, достигает 0,3—0,4 мм, а максимальная толщина подложки из свободного анодного оксида — 1 мм.

Установка снабжена нагревателем электролита (который при необходимости используется в исследовательских целях) и датчиком температуры.

Для крепления пластин в ванне разработаны захваты, игольчатые контакты которых удерживают пластину по торцам, не нарушая поверхности пластин с обеих сторон.

Источник питания имеет четыре отдельных канала, каждый из которых дает ток силой до 3 А и напряжением до 100 В. Имеется возможность объединять два канала в один и четыре в один с током соответственно до 6 и 10 А. Источник может работать в автоматическом режиме по заданной программе.

На установку имеется полный комплект технической документации.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Сокол В. А., Лабунов В. А. Электрохимическая алюмооксидная технология в микроэлектронике // Техника средств связи. Сер. ТПО.— 1988.— Вып. 3.— С. 14 — 21.
2. Игнашев Е. П., Сидоренко Г. А., Большасов В. С., Кривоусова А. К. Изготовление подложек из анодированного алюминия для радиоэлектронных устройств // Электронная техника. Сер. Материалы.— 1989.— № 5.— С. 57 — 59.
3. Pat. 4356076 USA. C 25 D 17/00. Apparatus for the anodic oxidation of aluminium / Shizio Matsushita, Vasuhito Togawa, Tokyo Japan.— 1982.
4. Аверьянов Е. Е. Справочник по анодированию.— М.: Машиностроение, 1998.
5. Заявка на патент РФ № А 19981067. Устройство для получения диэлектрических подложек / В. А. Сокол, Е. П. Игнашев.— 1998.

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

- Концептуальный общесистемный алгоритм теплофизического проектирования радиоэлектронных средств как сложных систем. *В. И. Шелест, А. С. Кондрашов (Россия, г. С.-Петербург)*
- Преобразование низкочастотных флуктуаций электропроводности в фоторезисторах. *А. Г. Головки (Украина, г. Херсон)*
- Гираторный эквивалент индуктивности во входной цепи радиоприемника. *О. Н. Негоденко, Е. Б. Лукьяненко, С. И. Липко, А. А. Хвостенко (Россия, г. Таганрог)*
- Использование гидроакустической системы для дешифрования аэрокосмических снимков. *Т. И. Низамов (Азербайджан, г. Баку)*
- Применение метода прямого моделирования при экспериментальных исследованиях теплогидравлических характеристик теплообменников систем обеспечения тепловых режимов аппаратуры. *Б. И. Базелев, В. В. Быкадоров, В. И. Ефремов, Л. Ф. Храмова (Украина, г. Одесса)*
- Акусто-оптические модуляторы СВЧ-диапазона. *Г. И. Брайко, Д. М. Винник, А. И. Ижнин (Украина, г. Львов)*
- Техника и технология систем миллиметровых волн. *Чмиль В. М., Сундучков К. С., Сундучков И. К. (Украина, г. Киев)*



- Архитектура фиксированных систем широкополосного радиодоступа. *С. А. Кравчук (Украина, г. Киев)*
- Космический РСА среднего разрешения с широкой полосой обзора. *А. С. Курекин, А. С. Гавриленко, В. Б. Ефимов, О. В. Сытник, А. П. Евдокимов, В. В. Крыжановский (Украина, г. Харьков)*

редакция в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле

ПАМЯТНЫЕ ДАТЫ В 2003 ГОДУ

- 21 октября — 170 лет со дня рождения А.-Б. Нобеля (1833—1896), шведского инженера-химика, промышленника и изобретателя, основателя благотворительного фонда для награждения премией (Нобелевская премия).
- 11 декабря — 170 лет назад (1833) русский физик и электротехник Э. Х. Ленц выступил в Академии наук с докладом «Об определении направления гальва-

- нических токов, возбуждаемых электродинамической индукцией», в котором сформулировал правило для определения направления индуцированных токов (закон Ленца).
- 24 декабря — 100 лет со дня рождения Э. Т. Кренкеля (1903—1971), исследователя Арктики, основоположника применения коротких радиоволн для дальней радиосвязи.

Д. ф.-м. н. З. Д. КОВАЛЮК, д. ф.-м. н. В. П. МАХНИЙ, А. И. ЯНЧУК

Украина, Черновицкое отд-ние Института проблем материаловедения НАНУ,
Черновицкий нац. университет им. Ю. Федьковича
E-mail: chimsp@unicom.cv.ua

Дата поступления в редакцию
13.12 2002 г.

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

ФОТОДИОДЫ НА ОСНОВЕ МОНОСЕЛЕНИДОВ ИНДИЯ И ГАЛЛИЯ

Рассмотрены механизмы формирования темновых и световых характеристик выпрямляющих структур различного типа на базе моноселенидов индия и галлия.

Основой подавляющего большинства современных твердотельных электронных приборов и устройств являются выпрямляющие структуры различного типа. Развитие этого направления требует постоянных исследований в области технологии и физики полупроводниковых материалов и диодов на их основе. Отдельный интерес с этой точки зрения представляют слоистые полупроводники, обладающие целым рядом важных для практики свойств, обусловленных анизотропией физико-химических параметров. К одному из них, в частности, относится явление фотоплекроизма, коэффициент которого для слоистых кристаллов может достигать 90% [1].

Этот эффект на моноселенидах индия и галлия изучался как на однородных материалах, так и на барьерных структурах, с целью их использования в качестве фотоэлектрических анализаторов плоскополяризованного излучения. Создание таких приборов невозможно без детального исследования физических процессов, определяющих их основные фотоэлектрические свойства. Анализ литературы показывает, однако, что этим вопросам посвящено относительно небольшое число публикаций, а результаты отдельных авторов не всегда согласуются друг с другом.

В настоящей работе сделана попытка установления связи основных механизмов формирования темновых и световых характеристик с параметрами диодных структур различного типа на базе моноселенидов индия и галлия.

Объекты и методики исследований

Монокристаллы моноселенидов индия и галлия получены методом Бриджмена. Варьирование типа и величины проводимости осуществлялось изменением состава собственных и примесных точечных дефектов. Для этого обычно используются различные виды отжига либо легирование материала донорами или акцепторами в процессе выращивания [2]. Гетеропереходы (ГП) $p\text{GaSe}-n\text{InSe}$ и $p-n$ -гомопереходы в моноселениде индия создавались оригинальным методом посадки на оптический контакт [3]. Поверхностно-барьерные диоды получены путем отжига на воздухе подложек $p\text{-InSe}$, в результате чего на их

поверхности образуется проводящий слой широкозонного оксидного полупроводника In_2O_3 [1].

Объекты исследований условно разделены на три типа — гетеропереходы (А), поверхностно-барьерные диоды (В) и $p-n$ -гомопереходы (С). Все они обладали ярко выраженными диодными характеристиками с коэффициентом выпрямления не меньше 10^3 при 300 К и напряжении $V=0,5$ В. При внешней засветке диоды генерировали фото-эдс, величина которой определялась типом структуры и условиями ее освещения. В нашем случае оно проводилось со стороны более широкозонного компонента ГП, прозрачного оксида или n -области $p-n$ -гомоперехода.

Изменение уровня возбуждения L осуществлялось с помощью набора калиброванных нейтральных светофильтров. Для спектральных исследований применялся призмный монохроматор ДМР-4, входная щель которого освещалась лампой накаливания с вольфрамовой нитью. Спектры фоточувствительности S_ω построены с учетом аппаратной функции установки, которая определялась при помощи эталонного Si-фотодиода. Измерение темновых вольт-амперных характеристик (ВАХ) проводилось на постоянном токе в отсутствие внешней засветки образца.

Обсуждение результатов исследований

Исследования показывают, что электрические и фотоэлектрические свойства определяются не только типом выпрямляющей структуры, но и параметрами контактирующих материалов. Влияние последних на основные фотоэлектрические характеристики диодов наиболее просто изучать на структурах, созданных методом оптического контакта. Он не требует использования высоких температур и, вследствие этого, не изменяет параметров используемых полупроводников.

В данной работе подобный анализ, без нарушения общности рассмотрения, проведен для гетеропереходов $p\text{GaSe}-n\text{InSe}$. Концентрация свободных электронов n_0 и дырок p_0 в компонентах ГП изменялась в достаточно широких пределах ($10^{14}-10^{15}$ см^{-3}) при 300 К. Результаты измерений некоторых важных фотоэлектрических параметров приведены в таблице, где V_{oc} — напряжение холостого хода, I_{sc} — ток короткого замыкания, S_ω^h/S_ω^l — отношение амплитуд высоко- и низкоэнергетического максимумов фоточувствительности.

Как следует из таблицы, вариация отношения n_0/p_0 в пределах почти 1,5 порядков практически не влияет на величину V_{oc} . В то же время изменения I_{sc} гораздо

Параметры ГП *pGaSe—nInSe* при 300 К

Номер образца	n_0/p_0	V_{oc} , В	I_{sc} , мкА	$S_{\omega}^h/S_{\omega}^l$
1	0,3	0,55	3	2
2	1,5	0,65	50	1,25
3	6	0,5	1	0,4

существеннее, причем наибольшее значение этого параметра достигается при близких уровнях легирования компонентов ГП. Для таких образцов наблюдается также наиболее равномерный спектр fotocувствительности, ограниченный энергиями фотонов, близкими к ширине запрещенной зоны E_g контактирующих материалов (рис. 1). Рассмотренные особенности адекватно объясняются предложенной в [4] зонной моделью гетероперехода *pGaSe—nInSe* с учетом положения уровня Ферми и локализации области пространственного заряда (ОПЗ) в компонентах гетероструктуры.

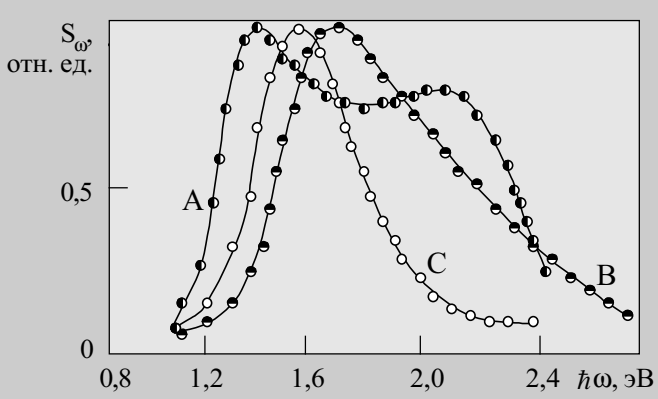
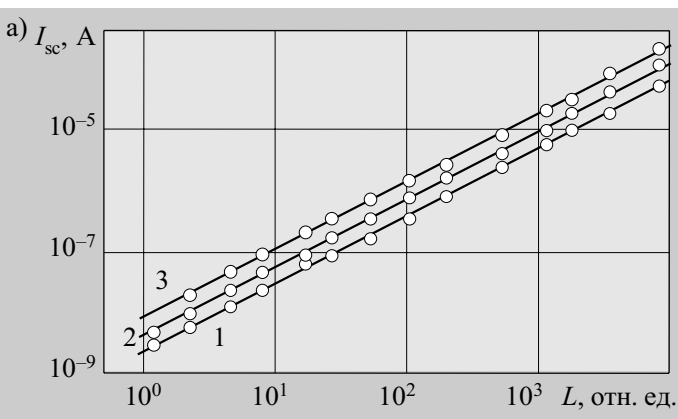


Рис. 1. Типичные спектры fotocувствительности трех типов диодных структур при 300 К

В отличие от ГП, спектры чувствительности двух других типов выпрямляющих структур характеризуются наличием только одного максимума. Для *p—n*-гомопереходов его положение и контур кривой S_{ω} определяется, главным образом, формой спектральной зависимости коэффициента сбора фотоносителей. При этом полуширина $\Delta h\omega$ спектра fotocувствительности увеличивается (уменьшается) при соответствующем уменьшении (увеличении) толщины *n*-слоя, через который проводится освещение.



Укажем на возможность управления величиной $\Delta h\omega$, учитывая простоту изменения толщины *n*-слоя вследствие слоистости моноселенида индия и использования метода посадки на оптический контакт. Вместе с тем сравнительно малая величина E_g селенида индия, несмотря на его непрямозонность, даже при небольших толщинах освещаемой *n*-области ограничивает чувствительность при $h\omega > E_g$. Этот недостаток можно частично устранить использованием в качестве выпрямляющего фронтального контакта более широкозонного проводящего материала, например, оксида индия ($E_g \approx 3,6$ эВ [5, с. 192]). Данное предположение, действительно, реализуется на опыте (рис. 1). Между тем высокоэнергетическая чувствительность таких структур несколько ниже теоретической, несмотря на низкую плотность поверхностных состояний слоистых полупроводников. Решение данной задачи, однако, выходит за рамки настоящей работы и требует отдельного рассмотрения.

При низких смещениях прямой темновой ток I_{gr} исследуемых образцов определяется рекомбинацией заряда в ОПЗ диода, о чем свидетельствуют зависимости вида [5, с. 51]

$$I_{gr} \approx I_{gr}^0 \exp(eV/2kT), \quad (1)$$

где I_{gr}^0 — ток отсечки при $V=0$, остальные обозначения — общепринятые.

Температурная зависимость I_{gr}^0 позволяет найти ширину запрещенной зоны того материала, в котором происходит максимальная рекомбинация, что фактически отвечает области локализации пространственного заряда. Отметим, что экспериментальные значения энергии активации прекрасно согласуются с известной величиной E_g моноселенидов индия и галлия. При прямых смещениях, близких к высоте потенциального барьера ϕ_0 , во всех структурах доминирует надбарьерный ток I_d . Вместе с тем истинная зависимость $I_d(V)$ маскируется достаточно высоким последовательным сопротивлением диода. Обработка прямых ВАХ в этой области смещений по методике, описанной в работе [6], позволяет не только найти эту зависимость, но и определить величину ϕ_0 объектов исследований.

Отметим, что высота барьера во всех случаях согласуется со значениями ϕ_0 , найденными из других

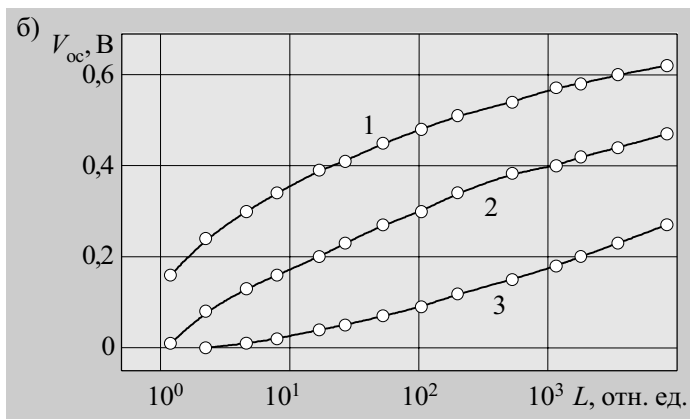


Рис. 2. Зависимости $I_{sc}(L)$ (а), $V_{oc}(L)$ (б) для гетероперехода *pGaSe—nInSe* при разных температурах: 1 — 297 К; 2 — 350 К; 3 — 403 К

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

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

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

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

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

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

Заключение

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

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

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

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

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

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

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

ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЙ ДАЛЬНОМЕР МАЛЫХ ДИСТАНЦИЙ ДЛЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

где c — скорость света в воздухе.

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

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

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

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

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

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

$$\Delta S = vt_i, \quad (5)$$

где t_i — время прохождения дистанции ΔS и ее измерения.

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

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

$$v = \Delta S / t_i. \quad (6)$$

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

$$t_i = t_0 n_m. \quad (7)$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

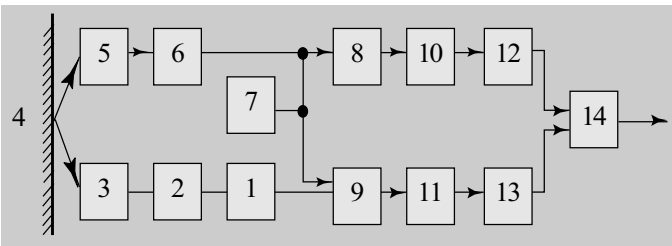


Рис. 1. Структурная схема прямоотсчетного фазового метода измерения дальности

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

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

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

Алгоритм функционирования структурной схемы следующий.

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

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

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

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

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

Основные характеристики опико-электронных элементов

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

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

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

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

Из (10) с учетом (5) следует, что

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

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

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

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

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

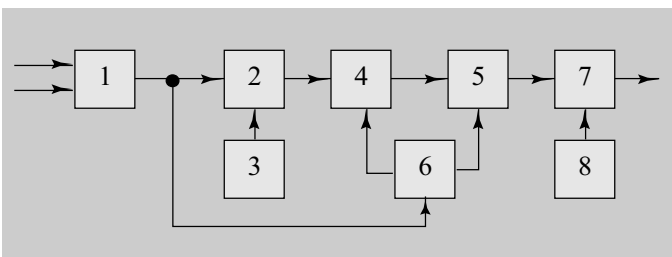


Рис. 2. Блок-схема цифрового измерителя разности фаз

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

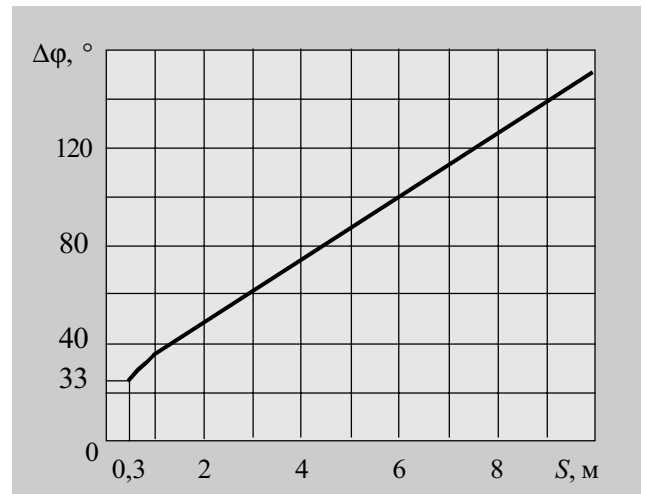


Рис. 3. Градуировочная характеристика ОЭД

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

Таблица 2

Технические характеристики оптико-электронного дальномера

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

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

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

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

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

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

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

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

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

Дата поступления в редакцию
03.02 2003 г.

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

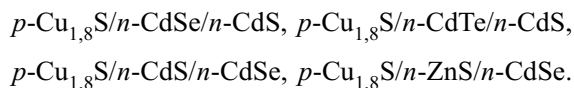
МНОГОСЛОЙНЫЕ ГЕТЕРОСТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК СОЕДИНЕНИЙ A^2B^6

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

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

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

Образцы для исследований представляли собой четыре типа гетероструктур:



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

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

Анализ результатов комплексных исследований морфологических параметров, фазового состава и структурных особенностей показал, что изготовленные ГС были достаточно совершенными. Это способствовало достижению высоких фотоэлектрических параметров сенсоров излучения на их основе.

В валентной зоне на металлургических границах ГС из-за разных значений энергии электронного сродства и ширины запрещенной зоны контактирующих материалов возникают потенциальные барьеры ΔE_v (рис. 1). Оказалось, что их можно использовать как для повышения эффективности фотообразования, так и для конструирования сенсоров с заданным спектральным диапазоном чувствительности.

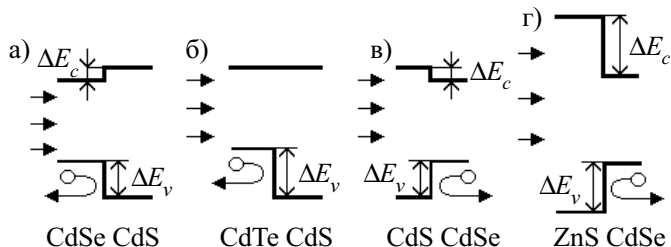


Рис. 1. Схематические зонные диаграммы $n-n$ -гетеропереходов:

а — n -CdSe/ n -CdS; б — n -CdTe/ n -CdS; в — n -CdS/ n -CdSe; г — n -ZnS/ n -CdSe

Полученные ГС представляют собой, по сути, p^+i-n структуру. Основная доля носителей заряда генерируется светом непосредственно в области потенциального барьера (фотоактивный i -слой A^2B^6), где действует сильное электростатическое поле. Поглощение тонкого p^+ -слоя в видимом диапазоне спектра составляет $<10\%$ (сульфид меди является непрямозонным полупроводником). В гетероструктурах $p-Cu_{1,8}S/n-CdSe/n-CdS$ и $p-Cu_{1,8}S/n-CdTe/n-CdS$ фотогенерация в слое сульфида кадмия практически отсутствует вследствие большой ширины запрещенной зоны этой составляющей (освещение осуществляется со стороны сульфида меди). Можно ожидать, что и рекомбинационные потери носителей заряда в сульфиде кадмия невелики. Кроме того, барьеры ΔE_v (рис. 1, диаграммы а и б) препятствуют прохождению дырок, которые генерированы в фоточувствительном слое ГС, в области их возможной рекомбинации [4, с. 24].

На рис. 2 представлены спектральные характеристики изготовленных приборов. Здесь по оси ординат отложена внешняя квантовая эффективность η . Отметим высокую чувствительность сенсоров излучения. Так, квантовая эффективность для гетероструктур $p-Cu_{1,8}S/n-CdSe/n-CdS$ и $p-Cu_{1,8}S/n-CdTe/n-CdS$ (кривые 1 и 2) близка к предельной ($\eta \sim 0,9$).

Структуры $p-Cu_{1,8}S/n-CdS/n-CdSe$ и $p-Cu_{1,8}S/n-ZnS/n-CdSe$ представляют собой, в принципе, гетеропереходы с широкозонным оптическим "окном" (излучение падает со стороны широкозонной компоненты). Поэтому можно ожидать существенного вклада селенида кадмия в общий фототок. Однако оказалось, что чувствительность ГС в области собствен-

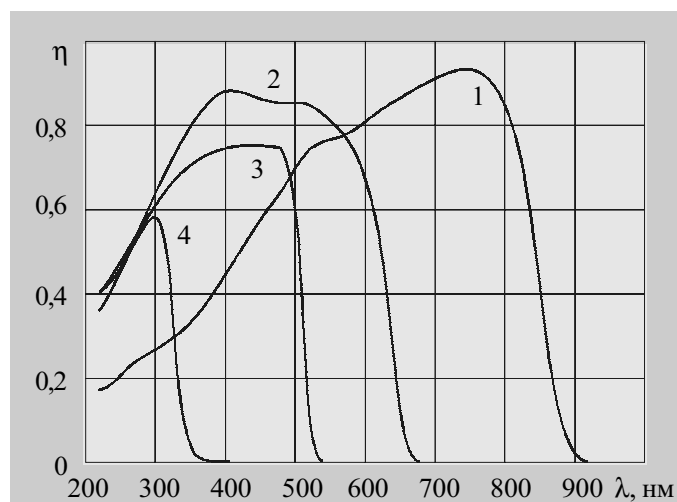


Рис. 2. Спектральная зависимость квантовой эффективности сенсоров излучения на основе гетероструктур:

1 — $p-Cu_{1,8}S/n-CdTe/n-CdS$; 2 — $p-Cu_{1,8}S/n-CdSe/n-CdS$; 3 — $p-Cu_{1,8}S/n-CdS/n-CdSe$; 4 — $p-Cu_{1,8}S/n-ZnS/n-CdSe$

ного поглощения CdSe практически отсутствует (кривые 3, 4). На наш взгляд, такой вид спектральных характеристик обусловлен следующим. В указанных ГС дополнительные потенциальные барьеры в валентной зоне ($\Delta E_v > 0,6$ эВ) гетеропереходов $n-CdS/n-CdSe$ и $n-ZnS/n-CdSe$ (рис. 1, диаграммы в и г) блокируют перенос неосновных носителей, генерированных светом в узкозонном селениде кадмия, в широкозонную часть гетероструктуры (CdS и ZnS).

Таким образом, использование эпитаксиальной технологии выращивания и потенциальных барьеров на границе полупроводников с различной шириной запрещенной зоны открывает новые возможности для разработки фотоэлектрических приборов в решеточно-несогласованных системах A^2B^6 . Встраивание широкозонного полупроводника на тыльной поверхности ГС способствует минимизации рекомбинационных потерь носителей заряда в объеме фотоактивного слоя и в области тыльного контакта.

Создание в ГС дополнительных $n-n$ -гетеропереходов позволяет также конструировать новые типы эффективных сенсоров излучения на основе широкозонных полупроводников, выращенных на буферной подложке более узкозонного материала.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

- Алферов Ж. И. Двойные гетероструктуры: концепция и применение в физике, электронике и технологии // УФН.— 2002.— Т. 172, № 9.— С. 1068—1086.
- Комащенко А. В., Колежук К. В., Горбик П. П. и др. Высокоэффективные фотопреобразователи на основе поликристаллических гетероструктур соединений A^2B^6 // Письма в ЖТФ.— 2000.— Т. 26, вып. 5.— С. 1—6.
- Венгер Е. Ф., Колежук К. В., Комащенко В. Н. и др. УФ-сенсор, "слепой" к видимому свету // Допов. НАН України.— 2002.— № 2.— С. 82—86.
- Коутс Т., Микин Дж. Современные проблемы полупроводниковой фотоэнергетики — М.: Мир, 1988.

Л. Л. ТЕРЛЕЦКАЯ, к. ф.-м. н. Л. Ф. КАЛИНИЧЕНКО,
к. ф.-м. н. В. В. ГОЛУБЦОВ

Украина, Одесский нац. университет им. И. И. Мечникова,
Одесская нац. морская академия
E-mail: oguint@paco.net

Дата поступления в редакцию
20.12.2002 г.

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

СТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ ГЕТЕРОПЕРЕХОДА "КРЕМНИЙ—АРСЕНИД ГАЛЛИЯ" ДЛЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОПТРОНОВ

Проведен сравнительный анализ люминесцентных и фотоэлектрических характеристик структур $p^+-Si-n-Si-p-Si-n^+-GaAs$. Показана перспективность гетероструктур для создания интегрального оптрона.

Изучение структур на основе гетероперехода Si—GaAs представляет научный и практический интерес прежде всего в связи с возможностью создания на их основе интегральных оптоэлектронных устройств (излучателя на основе GaAs и фотоприемника на основе Si в единой структуре) [1, 2]. Относительная легкость выращивания арсенида галлия на пластинах кремния большого диаметра позволяет комбинировать схемы на основе этих полупроводниковых материалов. Тот факт, что кремний намного дешевле подложечного арсенида галлия, а его механическая прочность и теплопроводность выше, чем у GaAs, стимулирует интерес к разработке новых и совершенствованию существующих технологических методов выращивания гетероструктур Si—GaAs, исследованию основных особенностей их физических свойств [3].

В данной работе проведено исследование спектров фотолюминесценции (ФЛ) гетероэпитаксиальных слоев GaAs и распределение спектральной чувствительности в структурах $p^+-Si-n-Si-p-Si-n^+-GaAs$, полученных методом жидкофазной эпитаксии (ЖФЭ) с целью изучения возможности создания на их основе интегральных оптронов.

Для создания структур использовались пластины кремния n -типа проводимости с удельным сопротивлением 150 Ом·см и ориентацией (100). Общий вид структуры в разрезе представлен на рис. 1. С одной стороны пластины толщиной 250 мкм методом диффузии создавался гомопереход $n-Si-p-Si$ на глубине 50 мкм. На противоположной стороне подложки методом ЖФЭ из четырехкомпонентного раствора Pb(Sn)—Si—Ga—As в расплаве выращивался слой $n-GaAs$ [3, 4]. Толщина выращенных гетероэпитаксиальных слоев GaAs составляла 8—20 мкм. По данным рент-

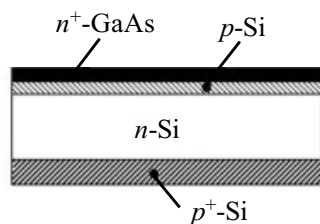


Рис. 1. Структура $p^+-Si-n-Si-p-Si-n^+-GaAs$

геноструктурных исследований, полученные слои были монокристаллическими. В процессе эпитаксии формировался дополнительный переход в кремнии на глубине 12—15 мкм. Концентрация электронов в слоях $n-GaAs$ составляла 10^{17} — 10^{19} см⁻³ (300 К).

Кремний являлся как амфотерной, так и основной примесью в полученных $n-GaAs$ -слоях, что позволяло без специального легирования получать многослойные структуры с гомо- и гетеропереходами.

Спектры ФЛ гетероэпитаксиальных слоев GaAs измерялись на установке, созданной на базе спектрометра ИСП-51, при температурах 77—300 К. Возбуждение спектров осуществлялось излучением He—Ne-лазера. Для регистрации сигнала использовался германиевый фотодиод с системой синхронного детектирования. Спектры ФЛ всех исследованных образцов были качественно подобны. На рис. 2 представлены характерные спектры ФЛ эпитаксиальных слоев $n-GaAs$, выращенных на кремниевых подложках ориентацией (100).

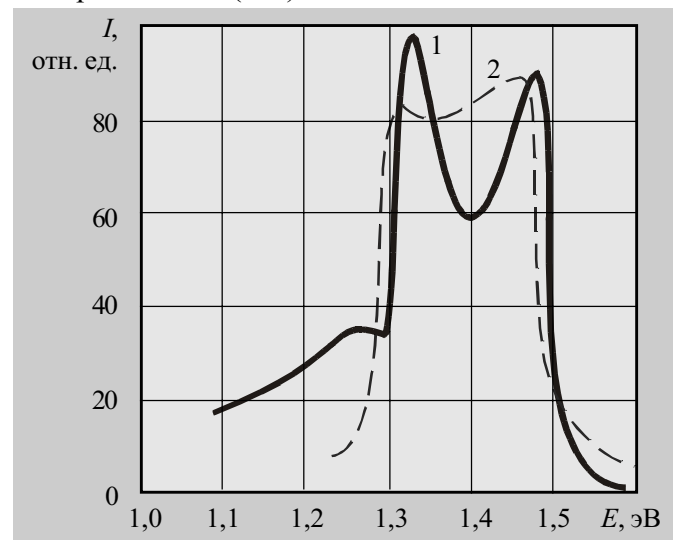


Рис. 2. Спектры ФЛ эпитаксиальных слоев $n-GaAs$, выращенных на Si-подложках ориентацией (100):
1 — 77 К; 2 — 300 К

Анализ спектров образцов показал, что максимумы всех полос спектров ФЛ $n-GaAs$ смещены в длинноволновую область относительно их положения в монокристаллах. Сдвиг полос объясняется наличием в гетероэпитаксиальном слое напряжений, обусловленных значительным рассогласованием параметров

кристаллических решеток Si и GaAs. Интенсивность краевой полосы ФЛ выращенных слоев выше по сравнению с неэпитаксиальным материалом, что связано с положительными особенностями технологического процесса ЖФЭ (низкая температура, невысокая скорость роста) [5]. Появление в спектре ФЛ линий с максимумом при 1,48 эВ связано с мелким акцептором Si.

Впервые в спектрах ФЛ гетероэпитаксиального GaAs были обнаружены дополнительные максимумы, соответствующие 1,27 и 1,32 эВ. Наличие этих максимумов обусловлено дефектами на границе раздела гетероперехода Si—GaAs [2].

Следует отметить, что в случае слабодопированных гетероэпитаксиальных слоев n -GaAs ($n=10^{17}$ см⁻³) в спектрах ФЛ наблюдалась только одна полоса с энергией максимума 1,42 эВ, которая характерна для слоев арсенида галлия, выращиваемых методом ЖФЭ. Появление этой полосы обусловлено специфическими собственными структурными дефектами, образующимися при выращивании из растворов-расплавов при низких температурах. В данном случае излучательная рекомбинация через собственные структурные дефекты является дополнительным проявлением рассогласования параметров решеток GaAs и Si.

Исследованы температурные зависимости энергии максимума E (1) и полуширины δ (2) спектров ФЛ гетероэпитаксиальных слоев n -GaAs (рис. 3). На кривой 1 наблюдается возрастание энергии максимума ФЛ в интервале температур 77—230 К и уменьшение при $T>230$ К. Полуширина спектров увеличивалась до 200 К с последующим ее снижением в области более высоких температур.

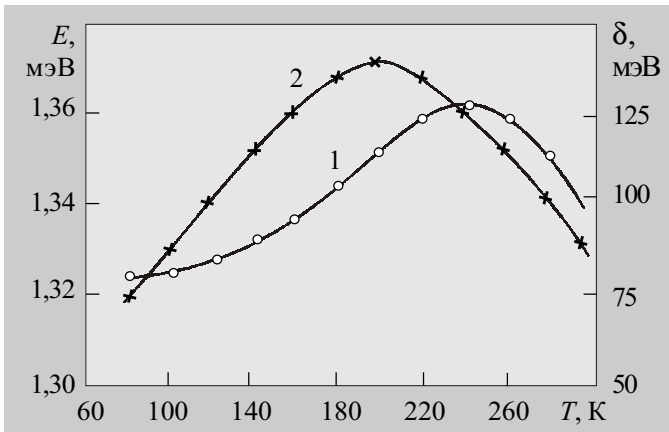


Рис. 3. Зависимость энергии максимума E (1) и полуширины δ (2) спектров ФЛ гетероэпитаксиальных слоев n -GaAs от температуры

Таким образом, анализ спектров ФЛ слоев n -GaAs, выращенных на Si-подложках, показал, что, как и для гомоэпитаксиальных слоев, основной особенностью гетероэпитаксиального арсенида галлия является большая по сравнению с неэпитаксиальным GaAs интенсивность краевой полосы излучения. Этот факт подтверждает возможность создания на основе гетероэпитаксиального GaAs эффективных источников излучения для использования их в качестве одного из элементов интегрального оптрона.

Проведено исследование спектральных характеристик описанных выше фототиристорных структур p^+ -Si— n -Si— p -Si— n^+ -GaAs с целью выяснения возможности использования их в качестве второго элемента оптопары — фотоприемника. Спектральное распределение фоточувствительности образцов измерялось с помощью монохроматора ДМР-4 при освещенностях, обеспечивающих линейность люкс-амперной характеристики. Измерения проводились в фотогальваническом и фотодиодном режимах до переключения четырехслойной структуры в проводящее состояние. Образцы освещались со стороны слоя n -GaAs.

Типичные спектры фоточувствительности четырехслойных гетероструктур, измеренные при 300 К, представлены на рис. 4 (при понижении температуры до 193 К характер спектров не изменялся, наблюдался лишь сдвиг в сторону больших энергий фотонов). Кривые, приведенные к равному уровню падающей энергии, подтверждают наличие гетероперехода в структуре. Максимум спектральной чувствительности у различных образцов наблюдался в области энергий 1,38—1,29 эВ, т. е. спектральная чувствительность структур объясняется, в основном, процессами поглощения в кремнии. Эпитаксиальный слой n -GaAs в данном случае играет роль "оптического окна" по отношению к нижележащему слою кремния.

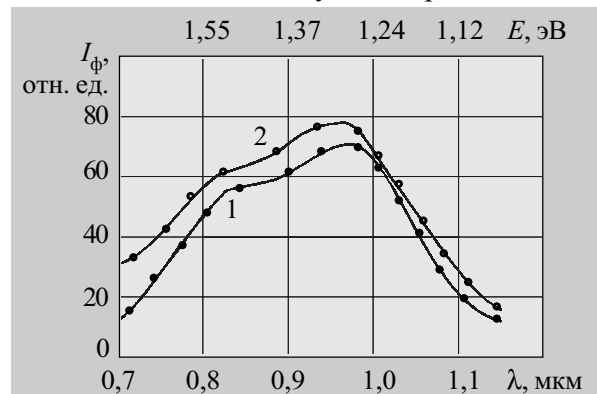


Рис. 4. Спектральные характеристики структуры p^+ -Si— n -Si— p -Si— n^+ -GaAs:

1 — в фотогальваническом режиме; 2 — в режиме фотодиода

В спектрах обнаружен небольшой максимум чувствительности в области энергий 1,51 эВ, соответствующий краю собственного поглощения арсенида галлия. Такая форма коротковолновой границы поглощения связана с существенной неоднородностью по толщине эпитаксиального слоя, обусловленной технологическими сложностями. Поэтому появление второго максимума, по-видимому, связано с поглощением света на участках образца с толщиной слоя n -GaAs, равной 1—2 мкм. Наблюдаемый резкий спад фоточувствительности в коротковолновой области обусловлен рекомбинацией неосновных носителей, вызванной наличием дефектов на границе раздела гетероперехода, а также спектральной зависимостью коэффициента поглощения для кремния и арсенида галлия. В фотодиодном режиме имеет место сдвиг коротковолновой границы спектральной чувствительности в сторону коротких волн. Это явление связано,

по-видимому, с возникновением на границах раздела слоев структуры под воздействием внешнего смещения электрических полей, приводящих к образованию дополнительных неосновных носителей тока, которые вносят дополнительный вклад в величину фототока.

Наблюдалось смещение максимума спектральной чувствительности $p-n-p-n$ -структур с различной зависимостью напряжения включения ($U_{\text{вкл}}$) от величины светового потока (Φ), глубины залегания коллекторного перехода и температуры. Это явление с привлечением соответствующих механизмов обсуждалось в ранее опубликованных работах [6, 7]. Сдвиг максимума чувствительности в коротковолновую область наблюдался у образцов с меньшей зависимостью $U_{\text{вкл}} = f(\Phi)$, что обусловлено легированием поверхностного слоя кремния компонентами другого материала. Аналогичная зависимость наблюдалась и при более глубоком расположении коллекторного перехода [6].

Характерное спектральное распределение квантовой эффективности фототиристорных структур, исследованное при температурах 193—353 К, представлено на рис. 5. На всех кривых выделяются два ярко выраженных максимума, соответствующих энергиям 1,55 и 1,17 эВ (300 К). Оба максимума соответствуют энергиям фотонов, при которых в GaAs и Si в результате поглощения квантов света образуются электронно-дырочные пары.

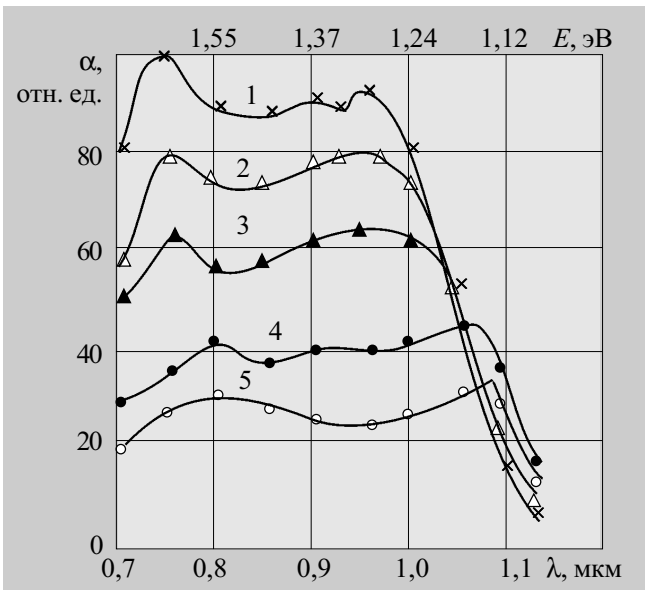


Рис. 5. Спектральное распределение квантовой эффективности $p-n-p-n$ -структуры при различных температурах:

1 — 193 К; 2 — 253 К; 3 — 273 К

При понижении температуры до 193 К максимумы чувствительности смещаются в область больших энергий, т. е. до 1,67 и 1,30 эВ, соответственно. Повышение температуры способствует сдвигу максимума в область меньших энергий (1,51 и 1,159 эВ, соответственно). Такое смещение максимумов чув-

ствительности при различных температурах обусловлено, по-видимому, изменением ширины запрещенной зоны полупроводников [6]. Резкий спад чувствительности при высоких температурах связан с увеличением скорости рекомбинации неосновных носителей. Появляющийся при некоторых температурах третий максимум при 1,37 эВ (рис. 5, кривые 1, 4) предположительно имеет примесный характер. Увеличение спектрального ответа и более ярко выраженное проявление максимумов чувствительности при низких температурах связано с уменьшением тепловых колебаний кристаллической решетки и с соответствующим уменьшением тепловых шумов и рассеяния носителей.

Квантовая эффективность, выраженная в абсолютных единицах, для того же образца составляла 0,4 эл/фот (300 К) в области энергий, соответствующих собственному поглощению кремния.

Пороговая и интегральная чувствительность фототиристорных структур, несмотря на большое расхождение в параметрах кристаллических решеток Si и GaAs, на рабочей длине волны составляла соответственно $(0,2 \dots 0,8) \cdot 10^{-9}$ Вт и 1—2 А/лм.

Таким образом, анализ результатов исследования показал практически полное совпадение максимума спектральной чувствительности фототиристора с максимумом спектра фотолуминесценции гетероэпитаксиальных слоев n -GaAs. Этот факт, в сочетании с высокими энергетическими параметрами излучателя и фотоприемника, подтверждает возможность создания на основе структур $p^+-Si-n-Si-p-Si-n^+-GaAs$ интегрального оптрона.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Дорджин Г. Г., Садофьев Ю. С., Сенечкина Р. С. и др. Гетеропереходы Si—GaAs, полученные методом молекулярно-лучевой эпитаксии // ФТП. — 1989. — Т. 16, вып. 9. — С. 1654—1656.
2. Terletskaia L. L., Golubtsov V. V. Photoluminescence of heteroepitaxial gallium arsenide on silicon // Proc. 14th International school-seminar "Spectroscopy of molecules and crystals" (Odessa, Ukraine, 7—12 June, 1999). — Odessa: Astroprint, 1999. — P. 124.
3. Terletskaia L. L., Skobeeva V. M., Golubtsov V. V. Photosensors with Si—GaAs heterojunction as memory elements // Фотозлектроника. — 2001. — № 10. — С. 78—80.
4. Преснов В. А., Казаков А. И., Бровкин В. Н. Гетероэпитаксия арсенида галлия на кремнии // Кристаллография. — 1978. — Т. 23, № 1. — С. 222—223.
5. Василенко Н. Д., Терлецкая Л. Л. Анализ качества эпитаксиальных слоев соединений A^3B^5 для приборов СВЧ-техники (обзор) // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника. — 1991. — Вып. 21. — С. 28—40.
6. Василенко Н. Д., Терлецкая Л. Л. Влияние светового воздействия на напряжение включения многослойной гетероструктуры Si—GaAs // Мат-лы Всесоюз. конф. "Фотозлектрические явления в полупроводниках". — Ашхабад: Ылым, 1991. — С. 273—274.
7. Василенко Н. Д., Терлецкая Л. Л. Эффекты накопления и запоминания в четырехслойной структуре $p^+(Si)-n(Si)-p(Si)-n^+(GaAs)$ // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника. — 1992. — Вып. 22. — С. 17—20.

К. т. н. В. И. КОРНЕЙЧУК, О. А. РОГАЛЕВИЧ

Дата поступления в редакцию
20. 03 2003 г.

Украина, Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова
E-mail: vols@usat.ukrtel.net

Оппонент Д. Г. ГРИГОРУЦА
(ЦКБ "Ритм", г. Черновцы)

ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ ФОТОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ С ИСКУССТВЕННЫМ РЕЗИСТОРОМ

"Искусственный" резистор в цепи обратной связи ФПУ позволяет улучшить отношение сигнал/шум в полосе пропускания ≤ 10 кГц.

Одним из направлений улучшения шумовых показателей широкополосных микроэлектронных фотоприемных устройств (ФПУ) является применение в цепи отрицательной обратной связи (ОС) операционного усилителя двухполосника, имеющего заданное активное сопротивление и пониженную относительно обычного резистора эквивалентную шумовую температуру. Идея таких «холодных» двухполосников впервые была высказана в 1939 г. [1] и реализована на основе электровакуумных ламп. Позже были предложены схмотехнические реализации таких двухполосников, названных *искусственными* (artificial) резисторами [2], на транзисторах и операционных усилителях.

В [2] предложена схемная реализация искусственного резистора (ИР), дан анализ ее работы, выведены соотношения для расчета отношения сигнал/шум на выходе ФПУ, использующего обычный и искусственный резисторы в цепи ОС. В настоящей работе проведена экспериментальная проверка целесообразности использования одной из возможных реализаций ИР в составе ФПУ импульсных оптических сигналов [3].

Известно, что для улучшения чувствительности микроэлектронного ФПУ необходимо применять в цепи ОС операционного усилителя (ОУ) активный резистор большого номинала [4, с. 203]. Однако если для усилителя, следующего за фотодиодом (ФД), требуется сохранить заданный коэффициент преобразования "ток—напряжение", то для обеспечения высокого отношения сигнал/шум лучше использовать ИР. Последний представляет собой усилитель, например, операционный, в цепь ОС которого включен резистор большого номинала R_1 , а на вы-

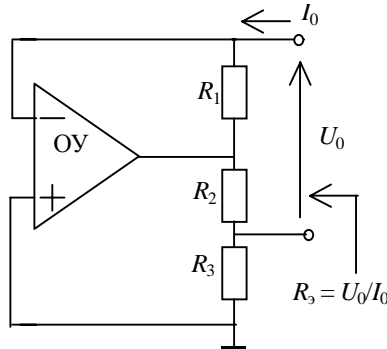


Рис. 1. Структурная схема искусственного резистора на основе ОУ

ходе — делитель напряжения R_2, R_3 (см. рис. 1, цепи питания ОУ не показаны). Таким образом, ИР как двухполюсник имеет низкое эквивалентное сопротивление R_3 , а генерируемое им напряжение шума остается таким же, как и у обычного резистора в цепи ОС искусственного резистора, т. е. высоким.

Принципиальная схема ФПУ с ИР представлена на рис. 2 (цепи питания ОУ1, ОУ2 и обратного смещения ФД не показаны).

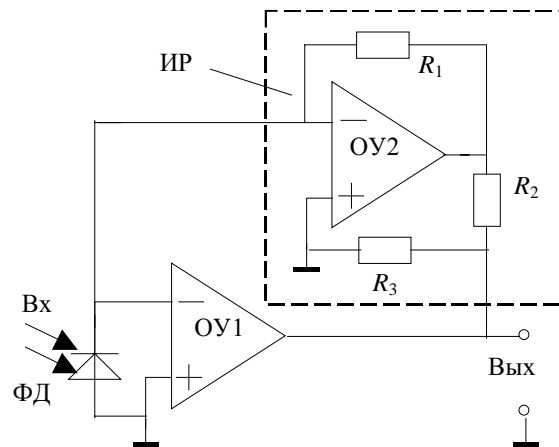


Рис. 2. Структурная схема ФПУ с искусственным резистором в цепи ОС

Активное эквивалентное сопротивление искусственного резистора, выполненного по схеме рис. 1, равно

$$R_3 = [R_3 / (R_2 + R_3)] (R_1 + R_2).$$

Удобно ввести относительный шумовой параметр $m = R_3 / (R_2 + R_3)$, причем $m \ll 1$. Поскольку на практике выполняется условие $R_1 \gg R_2 \gg R_3$, то $R_3 = mR_1 \approx R_1 R_3 / R_2$ и активное эквивалентное сопротивление ИР равно сопротивлению цепи ОС, деленному на коэффициент деления напряжения резистивного делителя R_2, R_3 .

Среднеквадратическое значение напряжения шума на выводах ИР

$$u_{ш\text{ ир}}^2 = 4kT\Delta f m R_3, \quad (1)$$

где kT — произведение постоянной Больцмана на температуру резистора;

Δf — ширина полосы пропускания ФПУ для шума.

Из (1) следует, что использование ИР дает эквивалентное снижение температуры шума в $1/m$ раз —

$$\overline{u_{ш\text{ ир}}^2} = 4k(mT)\Delta f R_3.$$

Таким образом, ИР создает на своих выводах напряжение шума, которое в \sqrt{m} раз меньше, чем напряжение шума у обычного резистора того же номинала.

Сравним значение отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе ФПУ с обычным и искусственным резисторами в цепи ОС для случая приема модулированных по интенсивности (мощности) оптических сигналов. Формулы расчета ОСШ в режиме ограничения тепловым шумом резистора нагрузки ФД соответственно имеют вид:

— для фотодиода с токовым откликом ρ_i (А/Вт), нагруженного резистором R_n [3] —

$$(\text{ОСШ})_{\text{фд}}^2 = \frac{I_c^2}{I_{ш}^2} = (P_o \rho_i / \sqrt{2})^2 R_n / 4kT\Delta f = I_c^2 R_n / 8kT\Delta f; \quad (2)$$

— для фотоприемного устройства с обычным резистором R_{oc} в цепи ОС —

$$(\text{ОСШ})_{\text{ор}}^2 = [R_{oc} / (R_n + R_{oc})] (\text{ОСШ})_{\text{фд}}^2; \quad (3)$$

— для фотоприемного устройства с искусственным резистором в цепи ОС —

$$(\text{ОСШ})_{\text{ир}}^2 = [(R_1 + R_2) / (mR_1 + R_2)] / (\text{ОСШ})_{\text{ор}}^2 = [(R_2) / (mR_1 + R_2)] / (\text{ОСШ})_{\text{фд}}^2. \quad (4)$$

В формуле (2) $I_c = P_o \rho_i / \sqrt{2}$ — амплитудное значение переменной (сигнальной) составляющей фототока, вызванного промодулированной на 100% оптической мощностью P_o [5, с. 217], $I_{ш}^2 = 4kT\Delta f / R_n$ — тепловой шум резистора нагрузки, A^2 .

Из формулы (5) следует, что при использовании ИР в ФПУ ОСШ на его выходе может приближаться к значению, которое обеспечивает сам ФД, нагруженный резистором R_n (в фотодиодном режиме работы), т. е. $\text{ОСШ}_{\text{ир}} \rightarrow \text{ОСШ}_{\text{фд}}$ при $m \rightarrow 0$.

Проведены экспериментальные исследования амплитудно-частотных и спектральных шумовых характеристик следующих макетов: собственно ИР (рис. 1), фотоприемных устройств с искусственным (рис. 2) и обычным [3] резистором в цепи ОС. Длина волны оптической несущей 0,85 мкм. Использовался *pin*-фотодиод марки ФД271 на входе узкополосного (К544УД1А) и широкополосного (К544УД2А) операционного усилителя (ОУ1). Эквивалентное сопротивление ИР составляет 1 МОм.

Анализ экспериментальных результатов для ФПУ с ИР позволил сделать вывод, что ИР имеет те же недостатки [3], что и преобразователь "ток—напряжение" с резистором большого номинала в цепи ОС — узкая полоса пропускания и обогащение спектра шумов ВЧ-составляющими вследствие входной емкости ОУ1. Выигрыш от применения ИР в цепи ОС ощутим в относительно узкой полосе частот, которая для ФПУ с ИР определяется номиналом резистора R_1 .

Для оценки эффекта уменьшения уровня шума при использовании ИР ширина полосы пропускания ма-

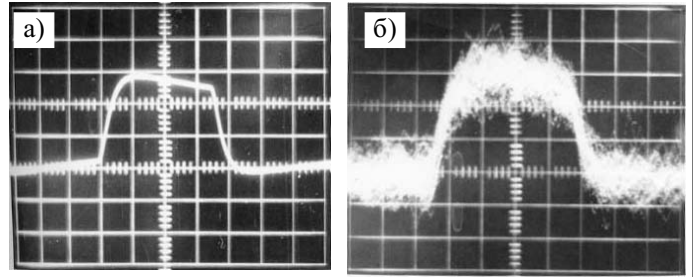


Рис. 3. Осциллограммы сигнала (а) и смеси сигнала и шума (б) на выходе ФПУ с обычным резистором в цепи ОС

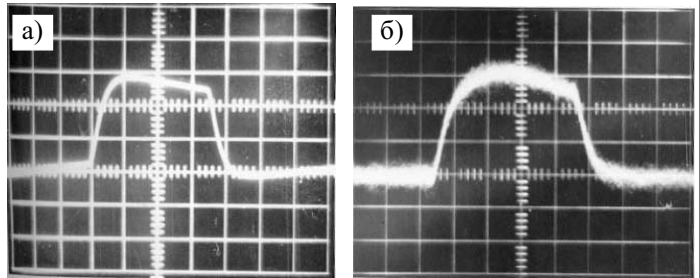


Рис. 4. Осциллограммы сигнала (а) и смеси сигнала и шума (б) на выходе ФПУ с искусственным резистором в цепи ОС

кетов ФПУ ограничивалась ФНЧ третьего порядка до 6 кГц. Осциллограммы смеси напряжений сигнала (меандр с частотой следования 2 кГц) и шума на выходе ФПУ приведены на **рис. 3** (в цепи ОС обычный резистор номиналом 1 МОм) и **рис. 4** (в цепи ОС искусственный резистор, имеющий $R_3 = 1$ МОм).

Осциллограммы напряжений на рис. 3, а и 4, а отвечают ситуации, когда оба устройства обрабатывают сигнал большой амплитуды, и подтверждают идентичность оптоэлектрических преобразовательных характеристик обоих макетов ФПУ.

Эпюры на рис. 3, б и 4, б соответствуют случаю обработки макетами ФПУ одного и того же оптического сигнала низкого уровня, сравнимого с шумами. Видно, что ФПУ с ИР обеспечивает большее значение ОСШ. При указанных условиях измерений увеличение значения ОСШ по напряжению составило 2,1 раза (6,5 дБ).

Результаты исследований подтвердили теоретические предпосылки [2, 3] и показали, что использование искусственного резистора в цепи обратной связи микроэлектронного фотоприемного устройства позволяет улучшить значение отношения сигнал/шум только в относительно узкой полосе пропускания — $\Delta f \leq 10$ кГц.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Percival W. S. An electrically "cold" resistance // Wireless Engineer.— 1939.— Vol. 16, May.— P. 237—240.
2. Forward R. L. Reducing noise in photoamplifier circuits with low noise artificial resistors // J. Appl. Phys.— 1982.— Vol. 52, N 5.— P. 3365—3371.
3. Корнейчук В. И., Рогалевич О. А., Заяц С. А. Исследование микроэлектронных фотоприемных устройств среднескоростных ВОСП // Наукові праці ОНАЗ.— 2002.— № 1.— С. 56—62.
4. Корнейчук В. И., Панфилов И. П. Волоконно-оптические системы передачи.— Одесса: Друк, 2001.
5. Корнейчук В. И., Макаров Т. В., Панфилов И. П. Оптические системы передачи.— К.: Техніка, 1994.

К. т. н. О. Н. НЕГОДЕНКО, С. А. ЧЕРЕВКО

Россия, Таганрогский радиотехнический университет
E-mail: metbis@fep.tsure.ru

Дата поступления в редакцию
26.11.2002 г.

Оппонент к. х. н. Л. Т. МОШКОВСКАЯ
(НИИ "Укрналит", г. Киев)

ПРИБОРЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОЛЕННОСТИ ВОДЫ НА ОСНОВЕ ИНДУКТИВНЫХ БАЛАНСНЫХ СЕНСОРОВ

Приборы позволяют определять соленость питьевой воды и осуществлять экспресс-контроль солености воды естественных заземленных водоемов.

В связи с увеличением загрязненности вод естественных водоемов актуальным становится разработка приборов для контроля солености питьевой воды, а также для экспедиционного экспресс-контроля солености воды естественных заземленных водоемов по ходу судна.

Соленость часто определяется через проводимость воды. При этом термин "соленость" приобретает условный характер, т. к. увеличивать проводимость воды могут не только ионы диссоциированных в воде солей металлов, но и ионы кислот, щелочей, ионы других примесей. Поэтому оценивать соленость воды удобно в эквиваленте загрязненности от наличия в воде ионов поваренной соли, измеряемом в г/л. Можно оценивать соленость в грамм-мольном эквиваленте поваренной соли, измеряемом в промилле (‰). При этом 1‰ соответствует содержанию 0,308 г поваренной соли в одном литре воды.

Распространен индуктивный метод измерения солености воды через ее проводимость. Его преимущество — отсутствие электрического контакта с водой, вызывающего разрушение электродов. Такой солемер состоит из двух катушек индуктивности с кольцевым ферритовым сердечником или без него, одна из которых подсоединяется к автогенератору, а наведенный на второй катушке сигнал поступает на усилитель, детектор и индикатор. Уровень наведенного на второй катушке сигнала зависит от сопротивления "витка" воды, охватывающего обе катушки.

Дальнейшим развитием этого метода является применение *индуктивного балансного сенсора (ИБС)*. Такой сенсор состоит из двух планарных катушек индуктивности, сдвинутых в плоскости так, что при наличии сигнала на первой катушке сигнал на второй катушке отсутствует [1]. Здесь не используются магнитные сердечники, катушки содержат мало витков и могут быть выполнены из медного провода в хлорвиниловой изоляции, которая химически инертна. Двухкатушечный ИБС пригоден для измерения солености воды, помещаемой в сосуд из диэлектрика.

При измерении таким сенсором солености воды естественного заземленного водоема показания из-за заземленности занижаются на 30—60%.

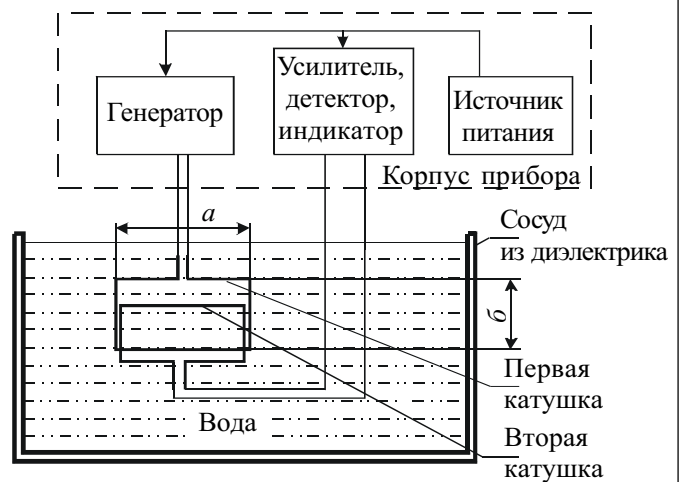


Рис. 1. Двухкатушечная ИБС

Устранить влияние заземленности воды позволяет трехкатушечный ИБС (рис. 2). Он отличается от двухкатушечного тем, что третья планарная катушка накладывается на первые две и имеет выводы, погружаемые в воду. Сигнал на второй катушке зависит от сопротивления (солености) воды. В этом случае ИБС не соприкасается с водой (помещается в герметичный корпус), и поэтому обмотки катушки могут быть выполнены медным проводом с лаковой изоляцией. Так как на электродах сигнал высокочастотный и малого уровня (десятки мВ), электроды не деградируют.

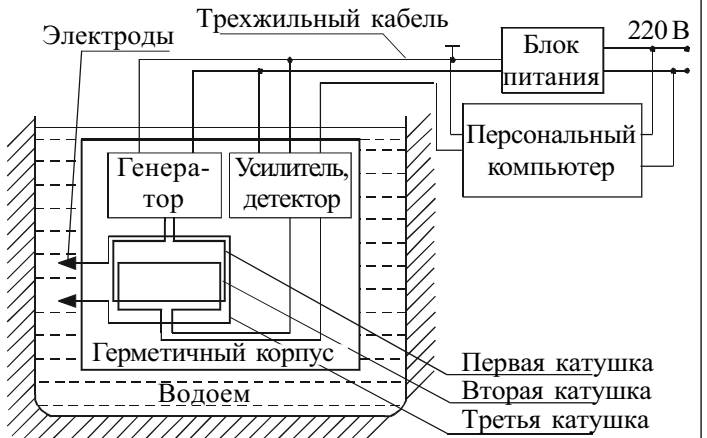
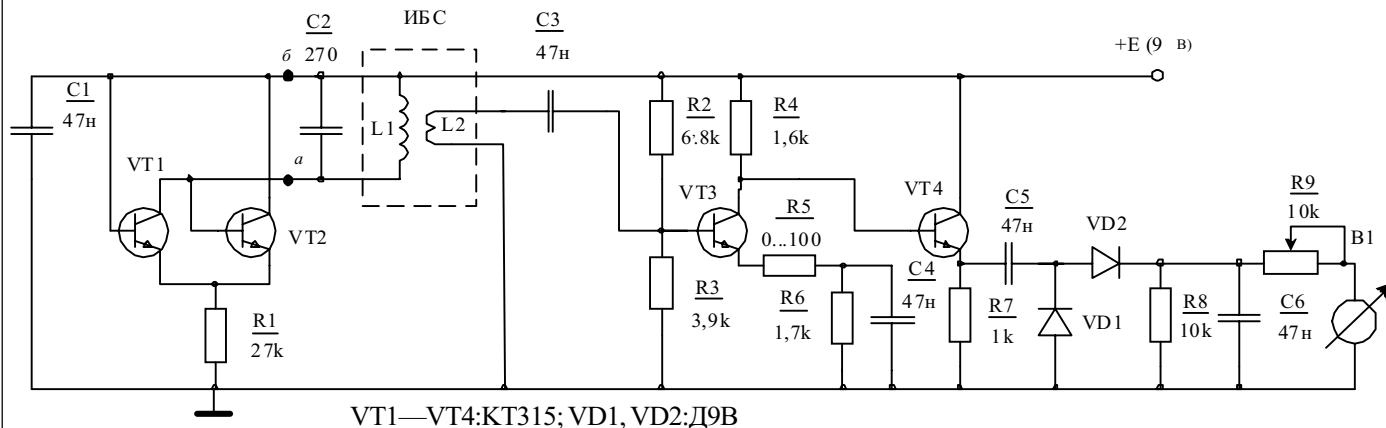


Рис. 2. Трехкатушечная ИБС



VT1—VT4:KT315; VD1, VD2:Д9В

Рис. 3. Электрическая схема прибора

Электрическая схема прибора для определения солености воды показана на рис. 3. На транзисторах VT1 и VT2 реализован автогенератор на основе аналога негатрона с N-образной вольт-амперной характеристикой между клеммами а—б [2, с. 166]. Частото задающими элементами являются первая катушка ИБС L1 и конденсатор C2. Рабочая частота устанавливается выбором емкости конденсатора C2 порядка 2—4 МГц. На транзисторах VT3 и VT4 реализованы усилитель и эмиттерный повторитель. Диоды VD1 и VD2 входят в амплитудный детектор, нагруженный на электромагнитный индикатор (50 мкА). Устройство потребляет ток около 6 мА и питается от батарейки с напряжением 9 В.

Первая катушка ИБС прибора для определения солености питьевой воды неподвижна и выполнена с применением прорезей в винипластовой плате (толщиной 1,5 мм) медным проводом с хлорвиниловой изоляцией диаметром 1,2 мм, число витков равно $N=9$, размеры (см. рис. 1) $a=b=50$ мм. Вторая катушка ИБС, такая же, как и первая, может перемещаться относительно первой катушки для достижения баланса ИБС, затем закрепляется. Балансировка осуществляется при помещении катушек ИБС в дистиллированную воду. Затем ИБС помещается в воду с различной концентрацией поваренной соли для градуировки прибора. На шкалу индикатора наносятся соответствующие отметки солености в г/л (можно в ‰).

Электрическая схема прибора для определения солености заземленной воды та же, но резистор и индикатор отсутствуют. Электроды от третьей катушки размещены на крышке герметичного корпуса, имеют диаметр 3 мм, расположены на расстоянии 50 мм. В герметичном корпусе находятся катушки ИБС, намотанные проводом ПЭВ-0,2 ($N=15$) на трех платах из полистирола размерами $1 \times 35 \times 68$ мм с прорезями по углам, а также печатная плата с компонентами схемы.

Прибор помещается в воду на штанге, связь с ним осуществляется трехжильным кабелем. Одна его жила заземлена, вторая подключена к источнику питания,

а третья, сигнальная, подключается через аналого-цифровой преобразователь к порту персонального компьютера. Специальная программа, обрабатывая информацию в режиме реального времени, строит график, отображающий изменение солености воды в зависимости от пройденного судном расстояния.

Графики зависимости выходного напряжения прибора от солености воды при температурах 12, 24 и 36°C показаны на рис. 4. Температурные коэффициенты выходного напряжения при солености более 2 г/л не превышают 1%/°C. Это позволяет для выявления зон с аномальным изменением солености воды Азовского моря со средней соленостью 4 г/л не учи-

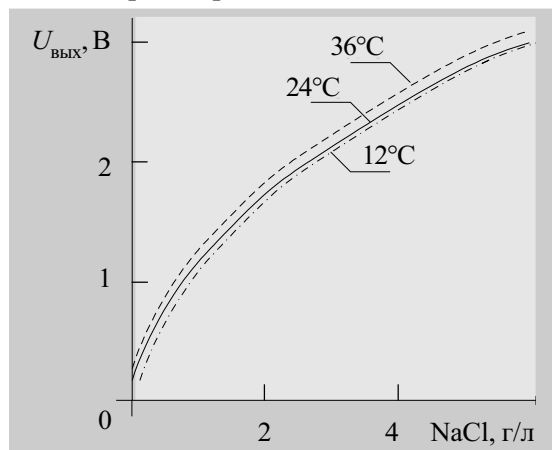


Рис. 4. Зависимость выходного напряжения от солености воды при различной ее температуре

тывать влияние температуры воды. Для пресноводных водоемов со средней соленостью воды менее 1 г/л влияние температуры воды более сильное, и его необходимо учитывать.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Румянцев К. Е., Негоденко О. Н., Семенов В. И. Датчики на основе индуктивных балансных сенсоров // Электромеханика.— 1995.— № 4.— С. 99—104.
2. Серьезнов А. Н., Степанова Л. Н., Гаряинов С. А. и др. Негатроника.— Новосибирск: Наука, 1995.

Е. Ф. ХРАМОВ, Г. В. ПРОХОРОВ,
к. ф.-м. н. Н. М. ПЕЛИХАТЫЙ, д. ф.-м. н. А. К. ГНАП

Украина, Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова,
Харьковский национальный университет им. В. Н. Каразина
E-mail: crr.prokhorov@paso.net

Дата поступления в редакцию
20.05—27.11 2002 г.

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

ВЗРЫВНАЯ КРИСТАЛЛИЗАЦИЯ ТОНКИХ ПЛЕНОК ПОЛУПРОВОДНИКОВ ПРИ ОБЛУЧЕНИИ γ -КВАНТАМИ

Перекристаллизованные области полупроводников являются одной из причин искажения сигнала в электронных твердотельных приборах, созданных на их основе.

Одной из важных проблем в технологии производства и эксплуатации микросхем является стойкость монокристаллических, поликристаллических, квазиаморфных и аморфных пленок и слоев полупроводников к воздействию внешних факторов, в т. ч. к радиационному облучению. Проблема имеет прямое отношение к задачам нелинейной неизоотермической микрокинетики.

Если в образцах полупроводников, изготовленных в виде тонких пленок, в квазиаморфном состоянии появляются области, характеризующиеся дальним порядком и появлением фазовых границ, то в этом случае имеет место процесс гетерогенной релаксации, которая происходит путем зарождения и роста равновесной или метастабильной кристаллической фазы. При этом может выделяться скрытая энергия в виде теплоты фазового превращения, причем скорость элементарных процессов генерации формирующейся фазы увеличивается с появлением новой фазы.

Интенсивное выделение скрытой энергии на границе распределения фаз может привести к значительному саморазогреву фронта кристаллизации, который реализуется в виде теплового домена, распространяющегося в материале со скоростью, в несколько раз превышающей скорость стандартного процесса кристаллизации. Эту особенность кристаллизации аморфных структур определяют как тепловую бистабильность процесса роста новой фазы [1].

Известны достаточно обширные научно-технические обзоры, которые касаются взрывной кристаллизации полупроводников [1—3], а также ряда аморфных металлических сплавов [4], аморфных металлов [5] и диэлектриков [6]. Хотя изменения и анализ кристаллической структуры аморфных веществ в этих обзорах рассмотрены достаточно подробно, физическая природа аморфного состояния вещества, на наш взгляд, не выяснена (ни теоретически, ни экспериментально). Дело в том, что аморфным веществам присущ только ближний порядок, поэтому положение атомов и атомная плотность исследуемой системы могут быть охарактеризованы радиальной функ-

цией распределения, которую можно определить экспериментально по дифракции рентгеновских лучей или электронов: по положению пиков на кривых радиального распределения атомной плотности и площадей под ними судят о величине среднего радиуса и среднего числа атомов соответствующей координатной сферы.

Известно [7], что флуктуации плотности аморфных пленок составляют 1—2%, т. е. в них наблюдаются области свободного и “антисвободного” объема. Возможно, эти флуктуации обуславливают наличие в аморфных пленках “замороженных” центров кристаллизации, занимающих ничтожно малые объемы и распределенных неравномерно по толщине слоя. Кроме того, не обладая правильной структурой, они могут стать эффективными центрами кристаллизации лишь вследствие некоторой перестройки. При этом плотность “замороженных” центров на поверхности аморфных полупроводниковых пленок, полученных в результате конденсации на подложку из газовой среды в вакууме, выше плотности этих центров, расположенных на поверхности пленки, контактирующей с подложкой. Косвенно судить о наличии таких центров можно по результатам измерения коэффициента Холла этих пленок.

Использование в полупроводниковом (и, особенно, сенсорном) приборостроении пленок на основе легированного германия, полученных термическим напылением на прозрачные подложки, привело к необходимости исследования оптических свойств этих пленок и стойкости их электрических параметров к облучению высокоэнергетичными частицами.

Ниже приведены результаты таких экспериментальных исследований.

Объектами исследования служили пленки германия, легированного примесями фосфора и серы (рис. 1, А), которые напылялись в вакууме ($P=5 \cdot 10^{-5}$ Па) на кварцевые пластины толщиной 0,3—0,5 мм. Толщина пленок составляла 120—600 нм (измерение осуществлялось с помощью микроинтерферометра МИИ-4).

Исследование оптических свойств пленок проведено на спектрометре “Specord-M40”, а микрофотографирование — на установке “Neophot” (при освещении образцов ультрафиолетовым и видимым светом) с использованием фотопленок Изорто-90 и Инфра-780 (при увеличениях $\times 400$ и $\times 600$).

Облучение γ -квантами проводилось на установке Co^{60} . Интенсивность потока — 50 Г/с при дозах $1,0 \cdot 10^7$ — $1,16 \cdot 10^8$ Г и энергии квантов 1,8 МэВ.

При оптических исследованиях пленок, облученных дозами $1,16 \cdot 10^8$ Г, выявлена зависимость фор-

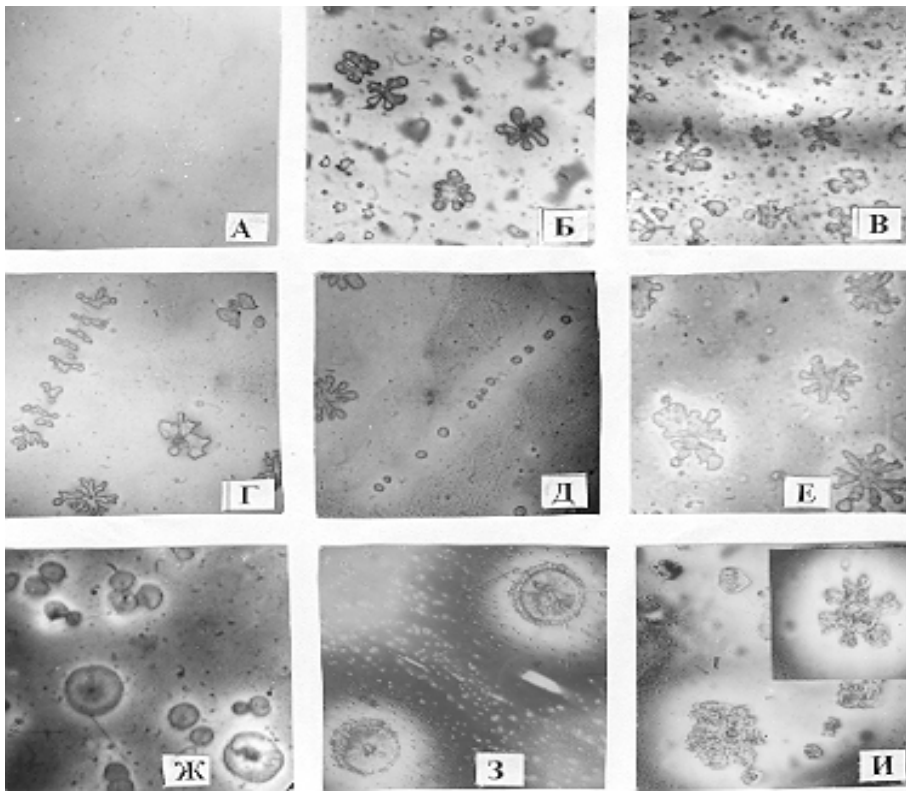


Рис. 1. Микронеоднородности в пленках германия, которые возникли и сформировались при бомбардировке гамма-квантами:
 А — небомбардированная пленка; Б — области оптического контраста; В — различные размеры микронеоднородностей в зависимости от толщины пленки; Г—И — поля упругих деформаций вокруг микронеоднородностей; Ж — взрывной процесс кристаллизации в глубинном слое пленки; З — взрывной процесс кристаллизации близ поверхности

мирования микронеоднородностей от толщины пленки, ее состава и дозы γ -квантов.

В пленках толщиной 120 нм на однородном зеленом поле изображения выявлены микронеоднородности размером до 5 мкм, которые отличались окраской от однородного зеленого фона (рис. 1, Б—И). В центре таких образований расположен бугорок размером 0,02—0,05 мкм ярко-желтой окраски, а вокруг него — образование красного цвета, постепенно переходящее в поле своеобразной формы сиреневого цвета, которое с удалением от центра переходит в сине-голубое (зеленоватое) поле пленочного полупроводника. (К сожалению, черно-белый вариант полученных снимков не позволяет в настоящей статье показать цветовую информацию.)

Оптическое изображение в микроскопе зависит от местоположения микронеоднородностей (в середине, на поверхности или в приповерхностном слое исследуемой пленки), а формирование цветовой картины — как от оптических свойств самой пленки, так и от микронапряжений в исследуемых слоях.

Оптические исследования позволили обнаружить также зависимость величины и формы микронеоднородностей, которые образуются после облучения, от толщины пленки и ее состава. Исследование “на просвет” и “на отражение”, а также при освещении образцов под скользящими углами (10—40°) позволили выявить объемность микронеоднородностей, расположенных как внутри пленки, так и в приповерхностном слое пленки (рис. 2, А, В).

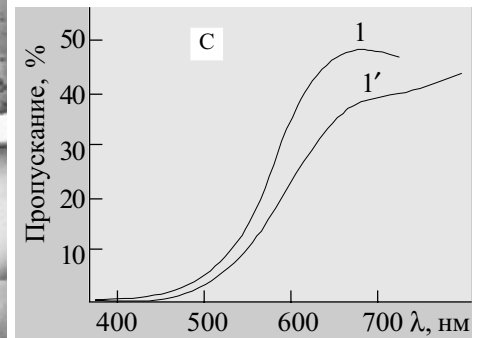
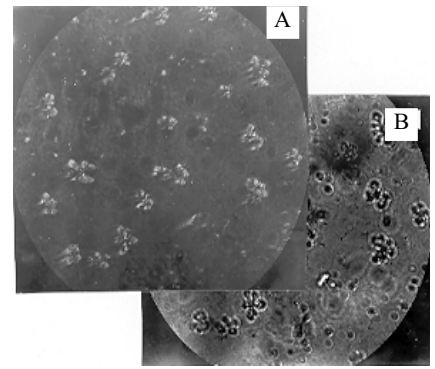


Рис. 2. Пленки германия, облученные гамма-квантами, при освещении под малым углом:
 А — объемность формы; В — микронеоднородности; С — кривые пропускания до (1) и после (1') облучения, характеризующие изменение оптических свойств пленок (λ — длина волны)

Учитывая, что основной вклад в процесс радиационного дефектообразования вносит первый смещенный атом матричного полупроводника, который создает каскад радиационных дефектов в объеме (рис. 3, А), а также идентичность поведения германия и кремния в этих условиях, для объяснения процесса формирования “возвышенности” (бугорка) в центре такого образования нами проведены исследования дефектов и дефектных областей после бомбардировки кремния ионами кремния в условиях малых доз (10^{11} — 10^{12} ион·см⁻²) и энергий 30—100 кэВ.

Для этого после бомбардировки кремния ионами кремния поверхностные слои толщиной 0,1, 0,2, 0,3 мкм подвергались химической полировке в травителе на основе раствора плавиковой, азотной и уксусной лежяной кислот. Затем поверхность кремния химически окрашивалась ионами меди для выявления электрически активных зон и точек, после чего с этих поверхностей снимались угольные реплики для последующего их электронно-микроскопического исследования.

При движении иона кремния, выбитого из своего равновесного положения в кристалле, вдоль его траектории формируется ряд областей, отличающихся электрическими характеристиками от матричного (т. е. небомбардированного) полупроводника. Размер таких областей может изменяться от 10 до 150 нм в диаметре, при этом их положение, как правило, зависит от кристаллографической ориентации матричного полупроводника. Цепочки разупорядоченных

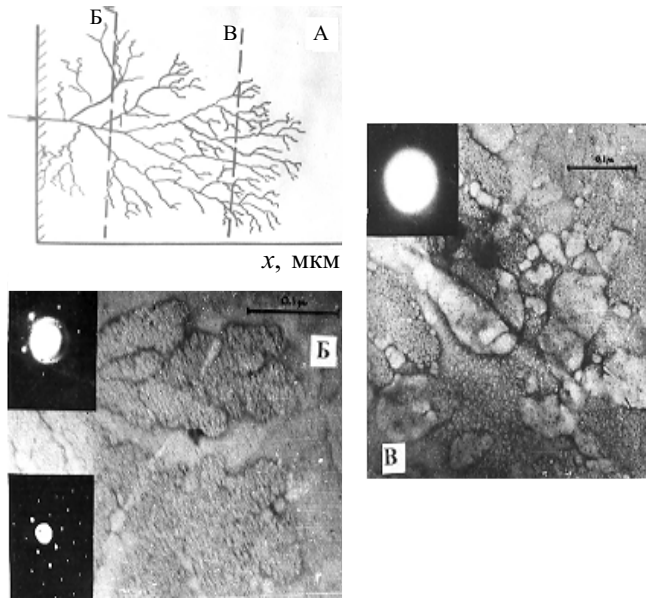


Рис. 3. Микронеоднородности в кремнии при бомбардировке высокоэнергетичными ионами:

А — схематическое изображение каскада радиационных дефектов, вызванного первым (показано стрелкой) смещенным атомом матрицы; Б — распределение по площади на малой глубине (монокристалличность сохраняется, имеет место малая степень аморфизации); В — почти полная аморфизация на глубине максимума пробега высокоэнергетичных ионов. Фотографии Б и В соответствуют срезам, показанным на схеме А; масштабные отрезки на Б и В — 0,1 мкм

областей формируются в результате образования “термических пиков” в местах интенсивного торможения смещенных атомов в матрице монокристалла.

Если интенсивность потока ионов кремния, смещенных из равновесного состояния, увеличивается, то разупорядоченные области перекрываются, и в таких местах образуются аморфизованные зоны, петли дислокаций и выделения сложной геометрической формы (рис. 3, Б, В). Степень аморфизации хорошо видна на электронограммах, приведенных на тех же рисунках.

При этом с изменением концентрации электрически активной примеси (например, сурьмы в германии или фосфора в кремнии) и электрически активных центров, которые формируются при взаимодействии быстрых частиц с кристаллом полупроводника, в его объеме могут возникать не только области с измененным удельным сопротивлением, но и области с противоположным типом проводимости.

Процессы формирования микронеоднородностей, наблюдаемых в пленках германия с примесями фосфора и серы, облученных высокоэнергетичными гамма-квантами, а также явления, наблюдавшиеся в кремнии при его бомбардировке ионами кремния, не представляется возможным объяснить только термическими пиками или каскадной теорией. Вероятнее всего, это обусловлено большим объемом вещества, которое подвергается энергетическому превращению в процессе взаимодействия полупроводника с высокоэнергетичными γ -квантами. Действительно, в сравнении с объемом термического пика величина нового образования на один-два порядка больше.

В пленках германия, легированного фосфором, выявлены два типа микронеоднородностей: большие древовидные структуры размером до 5 мкм в плос-

кости тонкой пленки и почти точечные образования менее 0,02 мкм в диаметре.

Для выяснения влияния толщины пленки и эффективности теплоотвода на величину и форму этих неоднородностей с помощью фотолитографии и электрохимического травления были изготовлены образцы пленок с резким изменением толщины слоя в виде ступеньки от 120 до 510 нм. Облучение вызвало в тонком слое формирование микродефектов, аналогичных показанным на рис. 1. В более толстом слое геометрия микронеоднородностей была другая, а размеры их — в несколько раз меньше (рис. 1, В), что свидетельствует о значительной роли теплоотвода в этом процессе дефектообразования.

Изучение этих микронеоднородностей в темном поле микроскопа показало наличие вокруг них четко различаемых светлых полей (рис. 1, Д—И), что может свидетельствовать, по нашему мнению, о наличии там полей упругих деформаций.

Микронеоднородности формируются также в виде протяженных рядов и линий (рис. 1, Г, Д). При микрофотографировании таких образцов в условиях освещения ртутной лампой микронеоднородности проявляются более четко в виде структур с полями упругих деформаций по периметру (рис. 1, 3, И).

Исследования, выполненные на “Specord-M40”, свидетельствуют о том, что облучение γ -квантами вызывает изменение оптического спектра пропускания тонких полупроводниковых пленок и смещение его максимумов в сторону более коротких волн (рис. 2, С). Этот эффект, по-видимому, можно объяснить наличием упругих полей, которые формируются на периферии монокристаллических и перекристаллизованных областей, а также изменением прозрачности этих пленок в различных участках оптического спектра.

Таким образом, в результате проведенного комплексного исследования выявлены микронеоднородности, возникающие в пленках полупроводника после гамма-облучения. Установлено, что причиной изменения оптических свойств таких пленок являются структурные новообразования и упругие поля вокруг них. Анализ полученных экспериментальных данных позволил установить одну из возможных причин искажения электрического сигнала в слоистых структурах изделий твердотельной электроники.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Шкловский В. А., Кузьменко В. М. Взрывная кристаллизация // УФН.— 1989.— Т. 157.— С. 311—317.
2. Александров Л. Н. Кинетика кристаллизации и перекристаллизации полупроводниковых пленок.— Новосибирск: Наука, 1985.
3. Bensahel D., Auvert G. Laser-solid interaction and transient thermal // Materials. Proceeding of Symposium.— Boston, Mass.— Nov. 1—4, 1982.— P. 165.
4. Чеботников В. Н., Молоканов В. В., Ковнеристый Ю. К. и др. Физико-химия аморфных (стеклообразных) металлических сплавов.— Горький: Наука, 1987.
5. Bostanjoglo O., Liedtke R. Amorphization in thin films of metals // Phys. Stat. Sol. Ser. A.— 1980.— Vol. 60.— P. 451—456.
6. Скрипов В. П., Ковердуа В. П. Спонтанная кристаллизация переохлажденных жидкостей.— М.: Наука, 1984.
7. Комник Ю. Ф. Неравновесные процессы при кристаллизации полупроводников // ФНТ.— 1982.— Т. 8.— С. 3—8.



**Номенклатура изделий,
выпускаемых в 2003 году**

Позиция	Марка, тип продукции	Цена в грн. без НДС		
		Вид приемки		
		ОТК	ПЗ	ОС
001а	РЭС-9 Ср РС4529029-00, 03-05, 07, 08, 10, 15	8,20	10,35	12,40
001б	РЭС-9 СрПлМг РС4529029-01, 02, 06, 16, 17, 18, 19	9,50	11,20	13,45
001в	РЭС-9 Зл РС4529029-09, 11, 12, 13, 14	16,80	20,25	24,30
002а	РЭС-22 Ср РФ 4523023-00-08, РФ 4523025-20-24, РФ 4523026-16-19	11,65	13,40	16,10
002б	РЭС-22 Зл РФ 4523023-09-12 РФ 4523025-25, 26, 27	44,45	54,35	61,60
003	РЭС-53	35,80	42,70	—
004а	РЭС-34 Ср с/з зам РС4524370-28, 33	12,95	15,55	18,65
004б	РЭС-34 Ср с/з пер РС 4524370-04-08, 10, 29-32, 36	13,35	16,40	19,70
004в	РЭС-34 Пл с/з зам РС 4524370-21, 26, 27	16,40	21,55	25,85
004г	РЭС-34 Пл с/з пер РС 4524370-00-03, 09, 22-25, 34, 35, 37	21,15	28,05	33,65
004д	РЭС-34 Пл б/з пер РС 4524370-40-43, 49, 11	16,80	22,45	26,95
005а	РЭС-47 с/з РФ 4500407-00-09, 10-17	14,65	16,80	20,15
005б	РЭС-47 б/з РФ 4500407-21-25	9,50	12,95	15,55
006а	РЭС-49 с/з РС 4569421-00-04, 10-13	8,65	11,20	13,45
006б	РЭС-49 б/з РС 4569421-05-09	8,20	10,35	12,40
007а	РЭС-60 с/з РС 4569435-00-05	12,10	15,10	18,10
007б	РЭС-60 б/з РС 4569435-06-10	9,05	11,20	13,45
008	РЭС-80 (014)	14,65	17,70	21,25
008а	РЭС-80-Т (016)	19,40	24,15	29,00
009	РЭС-80-1 (015)	19,00	22,45	26,95
009а	РЭС-80-1-Т (017)	24,15	30,20	36,25
010а	РЭК-23 с/з РФ4500472-00-04, 10-14, 20	9,05	11,20	13,45
010б	РЭК-23 б/з РФ4500472-05-09, 15-19	8,20	10,35	12,40
011а	РЭК-43 Ср с/з зам РФ4500478-07, 12, 27, 32	12,95	15,95	19,15
011б	РЭК-43 Ср с/з пер РФ4500478-08-11, 15, 28-31, 40, 61, 62	13,80	18,10	21,70
011в	РЭК-43 СрПлМг зам РФ4500478-42, 48, 47	13,35	18,10	21,70
011г	РЭК-43 СрПлМг пер РФ4500478-43-46, 49-51	15,10	18,55	22,25

Позиция	Марка, тип продукции	Цена в грн. без НДС		
		Вид приемки		
		ОТК	ПЗ	ОС
011д	РЭК-43 Пл с/з зам РФ4500478-00, 05, 06	16,40	22,00	26,40
011е	РЭК-43 Пл б/з зам РФ4500478-20, 25, 26	14,25	18,55	22,25
011ж	РЭК-43 Пл с/з пер РФ4500478-01-04, 13, 14, 16, 17	21,15	28,05	33,65
011з	РЭК-43 Пл б/з пер РФ4500478-21-24, 33, 34, 36, 41	16,80	22,45	26,95
012а	РЭК-37 с/з РФ4500477-00-04, 10-14, 20	12,95	15,95	19,15
012б	РЭК-37 б/з РФ4500477-05-09, 15-19, 21-25	9,50	12,95	15,55
013а	РЭС-55 с КЭМ-3А, 30 РС 4569600-00-12, 18-24 РС 4569625-00-09	15,10	18,20	21,85
013б	РЭС-55 с КЭМ-3АД С4569600-13-17 РС 4569625-10-14	23,30	28,05	33,65
014	РЭН-29	31,50	37,55	45,05
015	РЭН-32	31,50	37,55	—
016	РЭН-33	53,05	63,40	76,10
017	РЭН-35	172,60	207,10	—
018	РЭВ-14	77,65	93,20	111,85
019	РЭВ-15	77,65	93,20	111,85
020	РЭВ-16	89,30	107,00	128,40
021	РЭВ-17	89,30	107,00	128,40
022	РПА-14	122,50	146,70	176,05
023	РПА-16	138,05	166,10	199,30
024	РППВ-10	151,00	181,20	—
025	РППВ-11	151,00	181,20	—
026	РППВ-12	200,60	241,60	—
027а	РЭС-32 Ср РФ4.500.335-01-05	12,10	15,10	18,10
027б	РЭС-32 Зл РФ4.500.335-06-07	45,30	52,20	62,65
028	РТС-4	28,45	33,55	—
029	РТС-5	52,65	64,15	—
030	РЭН-34	41,00	43,00	—
031	РЭК-30	8,40		
032	РЭК-48	7,60		
033а	РЭК-68 зам.	7,00		
033б	РЭК-68-01 пер.	8,60		
034а	РЭК-70.01 зам.	7,25		
034б	РЭК-70 пер.	8,90		
035	РТТ-1	4,70		
036	РТТ-2	4,95		
037	РТМ-1	6,30		
038	РТМ-2	6,95		
039	Термокагушка ТК-1: 1,5 А	0,80		
		1,0 А	0,90	
		0,75 А	0,85	
040	РЭК-71-01 пер.	9,30		
041	РПЭ-1	14,45		
042	РН-2	16,15		

1. Цены будут изменяться при изменении цен на сырье, материалы, комплектующие изделия, энергоносители, условий труда и законодательных актов, влияющих на себестоимость продукции.

2. Ср — серебро, Зл — золото, Пл — платина, СрПлМг — сплав, с/з — с золочением, б/з — без золочения, зам — замыкание, пер — переключение.

3. Ставка налога на добавленную стоимость в размере 20% берется дополнительно.



Журнал
«Термоэлектричество»
на украинском, русском
и английском языках.
Издается с 1993 г.

ТЕРМОЕЛЕКТРИКА

- Загальні проблеми
- Теорія
- Матеріалознавство
- Технології
- Конструювання
- Метрологія і стандартизація
- Надійність
- Термоелектричні вироби
- Новини
- Реклама

200

Украина, 58002, г. Черновцы
Главпочтамт, а/я 86.
Тел./факс (380-3722)4-19-17
E-mail: luste@ite.cv.ua
[www:http://ite.cv.ukrtel.net](http://ite.cv.ukrtel.net)

Подписной индекс в Украине 74487

Издается Институтом термоэлектричества
Национальной Академии наук
и Министерства образования и науки Украины