

Технология и конструирование в электронной аппаратуре

См. в следующем номере статью
«Термоэлектрические микрогенераторы.
Современное состояние и перспективы использования»



3(75) 2008

Издательство «Политехпериодика» представляет
международный научно-технический журнал

Техника и приборы СВЧ

Периодичность — 2 номера в год.
Индекс 99584 в «Каталоге изданий Украины»

Тематические рубрики:

Техническая политика
Антенные и приемные устройства
Электровакuumные приборы
Твердотельные модули, приборы и устройства СВЧ
Усилительные модули СВЧ
Пассивные устройства и компоненты
Проектирование и моделирование модулей СВЧ
Применение техники СВЧ
Измерительная аппаратура
Техника СВЧ в биологии и медицине
Надежность, долговечность
Применение приборов и устройств нанoeлектроники
Материалы и технология изготовления приборов СВЧ
Развитие отрасли: исторический аспект



Рекомендации авторам по подготовке рукописей, в том числе по их оформлению, можно
запросить в редколлегии по e-mail: <ndiorion@tsua.net>

Подписка в издательстве — с любого номера

Почтовый адрес издательства: Украина, 65044, г. Одесса-44, а/я 17.

E-mail: tkea@optima.coam.ua, тел. +38 (048)728-18-50, 728-11-89, тел./факс 728-49-46.

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

Выходит один раз в 2 месяца

Регистрационный номер КВ 13418-2302ПР

Зарегистрирован в ВАК по разделам «Физико-математические науки», «Технические науки»

Реферируется в УРЖ «Джерело» (г. Киев) и в Реферативном журнале ВИНТИ (г. Москва)



ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

В Украине Отделения связи. «Каталог изданий Украины». Индекс 23785.
Подписное агентство «Идея», www.idea.com.ua. Индекс 11146.
Подписное агентство «KSS», www.kss.kiev.ua. Индекс 20363.
В России Отделения связи. Каталог «Газеты и журналы». Индекс 71141.
В Белоруссии Отделения связи. Каталог «Издания стран СНГ». Индекс 71141.
В редакции «ТКЭА» можно подписаться с любого номера.

Адрес редакции: Украина, 65044, г. Одесса, а/я 17

E-mail: tkea@optima.com.ua, web-сайт: www.tkea.com.ua,
тел. +38 (048)728-18-50, 728-11-89,
тел./факс 728-49-46.

Редакция: Е. А. Тихонова, А. А. Ефименко, Н. М. Колганова,
М. Г. Микулинская, М. С. Назарова.

Техническая редакция, дизайн: Е. И. Корещкая.

Компьютерное обеспечение: П. В. Назаров.

Журнал издается при поддержке
ЗАО «Укрналит»,
ОАО «Меридиан» им. С. П. Королёва
(г. Киев),
НПП «Карат» (г. Львов),
ЦКБ «Ритм» (г. Черновцы)

Формат 60×84 1/8. Печать офсетная.
Печ. л. 8,0+1,0. Уч.-изд. л. 11,0. Тираж 500 экз. Заказ № 125.
Издательство «Политехпериодика»
(65044, г. Одесса-44, а/я 17).
Отпечатано в типографии издательства «ART-V»
(65091, г. Одесса, ул. Комитетская, 24а).

**ТЕХНОЛОГИЯ
И
КОНСТРУИРОВАНИЕ
В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2008 № 3 (75)

Год издания 32-й

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

К.т.н. В. М. Чмиль

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

К.т.н. Н. М. Вакив (г. Львов)

Д.т.н. В. Н. Годованюк (г. Черновцы)

К.т.н. А. А. Дашковский (г. Киев)

Н. В. Кончиц (г. Киев)

Д.т.н. В. П. Малахов (г. Одесса)

Д.ф.-м.н. В. Ф. Мачулин (г. Киев)

В. А. Проценко (г. Киев)

Е. А. Тихонова (г. Одесса)

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Д.т.н. А. А. Ащеулов (г. Черновцы)

Д.т.н. В. В. Баранов (г. Минск)

*К.т.н. Э. Н. Глушеченко,
зам. гл. редактора (г. Киев)*

Д.т.н. В. В. Данилов (г. Донецк)

Д.т.н. В. Т. Дейнега (г. Одесса)

Д.ф.-м.н. В. А. Дроздов (г. Одесса)

*К.т.н. И. Н. Еримичой,
зам. гл. редактора (г. Одесса)*

*К.т.н. А. А. Ефименко,
ответственный секретарь (г. Одесса)*

Л. М. Лейдерман (г. Одесса)

Д.т.н. С. Ю. Лузин (г. С.-Петербург)

К.т.н. И. Л. Михеева (г. Киев)

К.т.н. Ю. Е. Николаенко (г. Киев)

Д.ф.-м.н. В. В. Новиков (г. Одесса)

К.ф.-м.н. А. В. Рыбка (г. Харьков)

К.т.н. В. В. Рюхтин (г. Черновцы)

Д.ф.-м.н. М. И. Самойлович (г. Москва)

Д.ф.-м.н. П. В. Себа (г. Таганрог)

Д.х.н. В. Н. Томаша (г. Киев)

Д.ф.-м.н. О. И. Шпотюк (г. Львов)

УЧРЕДИТЕЛИ

Министерство промышленной политики
Украины

Институт физики полупроводников
им. В. Е. Лашкарёва

Научно-производственное

предприятие «Сатурн»

Одесский национальный

политехнический университет

Издательство "Политехперіодика"

Одобрено к печати Ученым советом ОНПУ
(Протокол № 8 от 22.04.08)

Новые компоненты для электронной аппаратуры

Алмазные многоэлементные фотоприемные устройства УФ-диапазона.
Алтухов А. А., Митягин А. Ю., Клочкова А. М., Орлова Г. А.

3

Электронные средства: исследования, разработки

Асимметрия электрических процессов в импульсных преобразователях
постоянного напряжения модульной структуры. *Кадацкий А. Ф., Мала-
вин И. П.*

7

Методы и средства компьютерного проектирования в сети Интернет. *Ба-
ранов В. В., Бречко Т., Найбук М. Н., Нелаев В. В., Стемпичкий В. Р.*

15

Микропроцессорные устройства и системы

Многоканальный измеритель деформации для исследования конструкци-
онных материалов. *Дружинин А. А., Ховерко Ю. Н., Вуйчик А. М.*

17

Исследование и повышение стабильности работы операционных усилите-
лей в схемах драйверов емкостных сенсоров. *Готра З. Ю., Голяка Р. Л.,
Гельжинский И. И.*

20

Энергетическая электроника

Формирователи импульсов тока для контактной сварки. *Паэранд Ю. Э.,
Бондаренко Ю. В., Бондаренко А. Ф.*

25

Сенсоэлектроника

Оптико-электронное устройство в системе контроля габаритов груза же-
лезнодорожного состава. *Дубеишко А. В., Михеевич Д. А.*

31

Сравнительные характеристики оптронов с открытым оптическим кана-
лом. *Швец А. Г., Рюхтин В. В.*

33

Функциональная микро- и нанoeлектроника

Особенности формирования быстровосстанавливающихся кремниевых
диодов. *Горбань А. Н., Кравчина В. В., Гомольский Д. М., Солодовник А. И.*

36

Расчет транспортных свойств детекторов гамма-излучения на основе по-
луизолирующих полупроводников. *Захарченко А. А., Прохорец И. М.,
Кутний В. Е., Рыбка А. В., Хажмурадов М. А.*

41

Некоторые особенности фотоэлектрических характеристик двухбазовой
 $\text{Ag}-\text{N}^0\text{Al}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{As}-\text{n}^0\text{GaAs}-\text{n}^0\text{Ga}_{0.9}\text{In}_{0.1}\text{As}-\text{Au}$ -структуры. *Ёдгорова Д. М.,
Каримов А. В., Гиясова Ф. А., Саидова Р. А.*

46

Обеспечение тепловых режимов

Сравнительные исследования двухканального щелевого теплообменника
и существующего на рынке аналога. *Малкин Э. С., Николаенко Ю. Е.,
Фуртат И. Э., Данилов А. М., Николаенко Т. Ю.*

50

Технологические процессы и оборудование

Усовершенствованный метод выявления «горячих точек» в изделиях мик-
роэлектроники. *Попов В. М., Клименко А. С., Поканевич А. П.*

55

Материалы электроники

Ректификационная очистка трихлорида мышьяка от примеси кислорода.
Мазницкая О. В., Оксанич А. П., Орел В. И.

59

Метрология. Стандартизация

Вторичный эталон яркости на базе галогенной лампы с рассеивателем.
Михеенко Л. А., Боровицкий В. Н.

61

Библиография

Новые книги

14, 24, 30, 35, 58

В портфеле редакции

14

Выставки. Конференции

40, 3-я, 4-я стр. обл.

ЗМІСТ

Нові компоненти для електронної апаратури

Алмазні багатоелементні фотоприймальні пристрої УФ-діапазону. *Алтухов А. О., Митягін О. Ю., Клочкова Г. М., Орлова Г. А.* (3)

Електронні засоби: дослідження, розробки

Асиметрія електричних процесів в імпульсних перетворювачах постійної напруги модульної структури. *Кадацький А. Ф., Малявін І. П.* (7)

Методи та засоби комп'ютерного проектування у мережі Інтернет. *Баранов В. В., Бречко Т., Найбук М. М., Неласв В. В., Стемпіцький В. Р.* (15)

Мікропроцесорні пристрої та системи

Багатоканалний вимірювач деформації для дослідження конструкційних матеріалів. *Дружинін А. О., Ховерко Ю. М., Вуйчик А. М.* (17)

Дослідження та підвищення стабільності роботи операційних підсилювачів в схемах драйверів смісних сенсорів. *Готра З. Ю., Голяка Р. Л., Гельжинський І. І.* (20)

Енергетична електроніка

Формувачі імпульсів струму для контактного зварювання. *Паєранд Ю. Е., Бондаренко Ю. В., Бондаренко О. Ф.* (25)

Сенсоелектроніка

Оптико-електронний пристрій у системі контролю габаритів вантажу залізничного складу. *Дубешко О. В., Михеєвич Д. О.* (31)

Порівняльні характеристики оптронів з відкритим оптичним каналом. *Швець О. Г., Рюхтін В. В.* (33)

Функціональна мікро- та наноелектроніка

Особливості формування швидкозвідновлювальних кремнієвих діодів. *Горбань О. М., Кравчина В. В., Гомольський Д. М., Солодовник А. І.* (36)

Розрахунок транспортних властивостей детекторів гама-випромінювання на основі напівізольюючих напівпровідників. *Захарченко О. О., Прохорець І. М., Кутній В. Є., Рибка О. В., Хажмуров М. А.* (41)

Деякі особливості фотоелектричних характеристик двохбазової $\text{Ag-N}^0\text{Al}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{As-n}^+\text{GaAs-n}^0\text{Ga}_{0.9}\text{In}_{0.1}\text{As-Au}$ -структури. *Йодгорова Д. М., Каримов А. В., Гясова Ф. А., Саїдова Р. А.* (46)

Забезпечення теплових режимів

Порівняльні дослідження двоканального щільного теплообмінника та існуючого на ринку аналога. *Малкін Е. С., Ніколаєнко Ю. Є., Фуртат І. Е., Данілов А. М., Ніколаєнко Т. Ю.* (50)

Технологічні процеси та обладнання

Удосконалений метод виявлення «гарячих точок» у виробках мікроелектроніки. *Попов В. М., Клименко А. С., Поканевич О. П.* (55)

Матеріали електроніки

Ректифікаційне очищення трихлориду арсену від домішок кисню. *Мазницька О. В., Оксанич А. П., Орел В. І.* (59)

Метрологія. Стандартизація

Вторинний еталон яскравості на базі галогенної лампи з розсіювачем. *Міхєєнко Л. А., Боровицький В. Н.* (61)

CONTENT

New components for the electronic equipment

Diamond-made matrix photosensitive elements of ultra-violet range. *Altukhov A. A., Klochkova A. M., Mityagin A. Yu., Orlova G. A.* (3)

Electronic means: investigations, development

The asymmetry of electrical processes in modular structure pulse converters of constant voltage with limit – discontinuous mode of operation. *Kadatsky A.F., Malyavin I.P.* (7)

Methods and facilities for computer design within Internet. *Baranov V. V., Breczko T., Najbuk M. N., Nelaev V. V., Stempitski V. R.* (15)

Microprocessor devices and systems

Multichannel measuring device of deformation for research materials of constructions. *Druzhinin A., Vuitsyk A., Khoverko Yu.* (17)

Study and stability improving of operational amplifiers in the capacitance sensor drivers. *Hotra Z. Yu., Holyaka R. L., Gelzynskii I. I.* (20)

Power electronics

The reshapers of current impulses for the contact welding. *Paerand Yu. E., Bondarenko Yu. V., Bondarenko A. F.* (25)

Sensoelectronics

Optical electronic devise for remote control of over all dimensions of loads carried by rail. *Dubeshko A. V., Mihaevich D. A.* (31)

Comparison characteristics of optrons with an open optical channel. *Shvets O. H., Ryukhtin V. V.* (33)

Functional micro- and nanoelectronics

Specifies of the formed fast cover silica diodes. *Gorban A. N., Kravchina V. V., Gomolsky D. M., Solodovnic A. I.* (36)

Calculation of transport parameters of gamma-radiation detectors based on semi-insulating semiconductors. *Zakharchenko A. A., Prokhoretz I. M., Kutny V. E., Rybka A. V., Khazhmuradov M. A.* (41)

Some photo-electric features of the characteristics two-base $\text{Ag-N}^0\text{Al}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{As-n}^+\text{GaAs-n}^0\text{Ga}_{0.9}\text{In}_{0.1}\text{As-Au}$ -structure. *Yodgorova D. M., Karimov A. V., Giasova F. A., Saidova R. A.* (46)

Ensuring of thermal modes

Comparative investigations of a double-channel slot-hole heat exchanger and analog, existing in the market. *Malkin E. C., Nikolaenko Yu. E., Furtat I. E., Danilov A. M., Nikolaenko T. Yu.* (50)

Technological processes and equipment

Improved method for detection of “hot spots” in microelectronic devices. *Popov V. M., Klimenko A. S., Pokanevich A. P.* (55)

Materials of electronics

Rectification cleaning AsCl_3 from the admixture of oxygen. *Maznitska O. V., Oksanych A. P., Orel V. I.* (59)

Metrology. Standartization

Secondsry radiance etalon source based on halogen lam with diffuser. *Mikheenko L. A., Borovytsky V. N.* (61)

К. т. н. А. А. АЛТУХОВ, д. ф.-м. н. А. Ю. МИТЯГИН,
А. М. КЛОЧКОВА, к. ф.-м. н. Г. А. ОРЛОВА

Россия, г. Москва, ООО «УралАлмазИнвест»,
г. Фрязино, Институт радиотехники и электроники РАН
E-mail: info@ural-almaz.ru, alexandr-mityagin@yandex.ru

Дата поступления в редакцию
28.03 2008 г.

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

АЛМАЗНЫЕ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫЕ ФОТОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА УФ-ДИАПАЗОНА

Показана возможность создания матричных фотоприемных устройств на алмазе. На примере линейчатых фотоприемных устройств разработаны принципы и технология построения.

Многоэлементные фотоприемники — это твердотельные преобразователи изображения для систем технического зрения (тепловизоры, оптические локаторы, системы космической разведки и целеуказания). Ультрафиолетовый (УФ) диапазон излучения давно интересует ученых и разработчиков аппаратуры. Оптоэлектронные вакуумные приборы традиционно использовались для обнаружения оптического излучения, поэтому именно такие изделия были первыми применены для детектирования в УФ-диапазоне. К настоящему времени ведущим мировым производителям уже удалось разработать образцы УФ многоэлементных фотоприемных устройств (МФУ), представляющих собой фотоэлектронные умножители [1—3] электронно-оптических преобразователей [4], микроканальные фотокатодные устройства [5] и устройства на основе широкозонных полупроводников [6]. Однако у всех этих устройств имеются известные существенные ограничения и недостатки. Для фотоэлектронных умножителей это вакуум, высокое напряжение питания, большие габариты и вес. Для микроканальных это вакуум, нестабильность коэффициента умножения и чувствительности, искажение изображения. Что касается широкозонных полупроводников, то их с успехом может заменить алмаз, который по своим параметрам значительно превосходит используемые полупроводники.

Матричные фоточувствительные элементы на основе полупроводников, и в особенности алмаза, позволят создать многоэлементные УФ фотоприемные устройства — важнейший и наиболее востребованный класс приборов, работающих в «солнечно-слепом» диапазоне, чрезвычайно устойчивых к ионизирующему излучению, жестким условиям внешней среды (температура, агрессивная среда, и т. п.) и работающих в открытом космосе. В данной статье представлены результаты исследований матричных фотоприемных устройств на основе алмаза, описана конструкция и технология их изготовления.

Основные принципы построения матричных систем

Наиболее простой схемой построения матричных систем является решетчатая структура (матрица с адресным опросом). Матрица условно содержит две системы шин — горизонтальные и вертикальные (решетку); на пересечении шин к ним подключаются фоточувствительные алмазные фотоприемники (пикселы). Необходимые функции пиксела — детектирование оптического сигнала, накопление, коммутация — выполняются в «обычном» фоторезисторе. Генерированные излучением носители накапливаются в объеме фоторезистора в течение времени жизни. УФ-излучение эффективно поглощается только в приповерхностном слое порядка 10 мкм. Для того, чтобы генерированные в приповерхностной области обратной стороны матричного фотоприемника неравновесные носители заряда (электроны) смогли за время жизни продрейфовать к противоположной стороне и перетечь в накопительную емкость ячейки считывания мультиплексора, на полупрозрачный Pt-электрод необходимо подать отрицательное напряжение порядка 200 В при толщине алмазного кристалла 200 мкм. Тогда носители будут дрейфовать в режиме насыщения дрейфовой скорости $(1-2) \cdot 10^7$ см/с и за время пролета (порядка 10^{-9} с), сопоставимого со временем жизни, достигнут противоположной стороны кристалла. Чтобы приблизить область генерации носителей к рабочей стороне кристалла при засветке с обратной стороны, эту сторону можно локально утонять (создавать окна-колодцы) с помощью лазерных технологий либо посредством плазмо-химического травления в аргон-кислородной плазме. Коммутация осуществляется простой подачей питания.

К точкам пересечения шин строк и столбцов подключается только фоторезистор. По горизонтальным шинам подаются импульсы опроса, а по вертикальным шинам сигнал передается на выход.

Характеристики и технология изготовления фотоприемников на основе алмаза представлены в работах [7—10]. Общими для УФ- и ИК-матриц являются технологии сборки гибридных приборов. Матрица дискретных фотоприемников — в нашем случае алмазных — сочленяется с кремниевым кристаллом, в котором сформирована электронная схема мультиплексора. Каждый алмазный фотоприемник

с помощью индиевых столбиков подключается к электронному коммутатору. Эта компоновка гибридных матриц, собранных по технологии «флип-чип», обладает тем преимуществом, что алмазный фотоприемник устанавливается непосредственно на кремниевый кристалл, который затем монтируется в корпус. В МФУ, созданном таким образом, УФ-излучение эффективно поглощается только в приповерхностном слое толщиной порядка 10 мкм.

К недостаткам «флип-чип»-технологии компоновки гибридного МФУ следует отнести:

— высокое напряжение смещения на фоторезисторе;

— снижение квантовой эффективности (почти в два раза) из-за засветки через металлический электрод, поскольку платина толщиной 10 нм поглощает 40—60% УФ-излучения;

— ограничение шага матрицы размером 25—30 мкм за счет столбиков (для предотвращения их замыкания при стыковке с коммутатором), что уменьшает эффективный коэффициент заполнения (относительная доля фоточувствительной площади кристалла).

Тем не менее, данный вариант может стать базовым, особенно в перспективных широкоформатных МФУ (256×256 и более элементов), созданных на основе гетероэпитаксиальных алмазных структур.

Конструкция и технология изготовления фотоприемного устройства

Для изготовления матрицы 64×64 использовалась пластина из натурального алмаза *n*-типа размером 4,46×4,35×0,33 мм с концентрацией азота $7 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ и удельным сопротивлением $9,4 \cdot 10^{12} \text{ Ом} \cdot \text{см}$. На одной стороне алмазной пластины формировалась матрица (из 64×64 фоторезисторов размерами 30×30 мкм и шагом 50 мкм), а также тестовые элементы для вывода сигналов от пикселей матрицы (в форме гантелек с размерами 30×30 мкм и 75×50 мкм, плечом 50×20 мкм). Элементы изготавливались таким образом: на подслое титана (хрома) толщиной 10 нм напыляли платину с последующим осаждением золота (напылением алюминия) толщиной 0,8 мкм и фотолитографией по золоту (алюминию) для открытия окон УФ-засветки. Форма тестовых элементов позволяла приваривать проволоочные выводы, а также проводить исследования зондом.

Индиевые столбики к каждому фоторезистору на другой стороне пластины изготавливались посредством напыления платины с подслоем титана (хрома) толщиной 10 нм с последующим напылением толстого слоя индия и фотолитографией по индию для формирования собственно столбиков высотой 6—8 мкм.

Поскольку нет принципиальной разницы между матричными и линейчатыми фотоприемными устройствами, далее мы рассмотрим пример линейчатого 2×64 фотоприемного устройства. Для его создания мы использовали упомянутую выше гибридную концепцию построения, при которой регистрация фотосигнала осуществляется линейчатым 2×64 фоторезистивным приемником на алмазе, а считывание

предварительно усиленного фотосигнала — кремниевым мультиплексором.

Нами был разработан и изготовлен специальный линейчатый мультиплексор МК6А. Мультиплексор имеет прямоинжекционные входные устройства (всего 128), контактные площадки которых расположены с шагом 100 мкм. Следует отметить, что мультиплексор МК6А проектировался в расчете на достаточно большие накапливаемые под затвором заряды (порядка $(1—2) \cdot 10^7$ электронов). В связи с этим он имеет не слишком большой коэффициент преобразования заряда в выходное напряжение $\approx 1,3 \text{ мВ/электрон}$ (во избежание насыщения выходного устройства). В случае, когда полный накопленный заряд (т. е. произведение входного тока на время накопления) достаточно мал (менее $(1,5—2) \cdot 10^6$ электронов) и не приводит к переполнению потенциальных ям в регистре переноса или к насыщению выходного устройства, нет необходимости отсекающей части заряда до попадания в регистр и на выходное устройство. В этом случае потенциал отсекающего затвора уравнивают с потенциалом накопителя, накопленный заряд полностью перетекает в регистр, а на затвор антиблуминга подается постоянное (не импульсное) смещение.

Для соединения контактов линейки с контактами мультиплексора использовалась переходная керамическая плата «жук», необходимость которой вызвана следующим: а) контактные площадки алмазной линейки 2×64 выходят на две стороны относительно ее центральной части; б) расстояния между центрами контактных площадок — 74 мкм; в) контактные площадки мультиплексора выходят на одну сторону; г) расстояния между контактными площадками мультиплексора — 100 мкм.

Для создания указанного варианта линейки был разработан технологический процесс. После изготовления всех элементов сборка алмазной линейки вместе с мультиплексором проводилась в корпусе типа «Мамонт» с 64 выводами (рис. 1). Сначала мультиплексор наклеивался на керамическое основание корпуса. Далее непроводящим клеем наклеивалась плата «жук», а на контакты «жука» наклеивалась алмазная линейка. Контакты линейки сваривались проволокой диаметром 30 мкм с контактами «жука» (по 64 контакта на каждой стороне линейки). Затем проводилась сварка 128 контактов «жука» со 128 входными

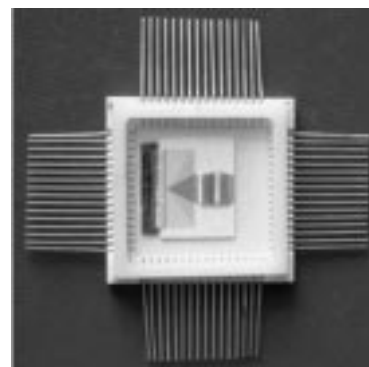


Рис. 1. Общий вид корпуса «Мамонт» с мультиплексором, «жуком» и алмазной линейкой

контактами мультиплексора, после чего — проводилась сварка 25 контактов мультиплексора с ножками корпуса. Контакт от центральной полосы линейки также сваривался с одной из ножек корпуса. После этого корпус закрывался крышкой (пластиной из плавленого кварца) толщиной 0,5 мм. Кварцевая крышка наклеивалась на корпус через промежуточную диэлектрическую рамку толщиной 2 мм (для того, чтобы не повредить проволочные соединения).

Результаты экспериментов

На основании выбранных методик и схем измерения характеристик МФУ был разработан и изготовлен автоматизированный стенд, который обеспечивал проведение измерений и определение характеристик следующих фотоэлектрических параметров полупроводниковых приемников излучения и фотоприемных устройств: темнового, общего и фототока полупроводниковых приемников излучения, спектральной характеристики чувствительности и вольт-амперной характеристики. Спектральная чувствительность линейки и матрицы определялась при засветке лампой ДДС-30 на монохроматоре МДР-23. Процесс сбора, обработки, хранения и выдачи на ПЭВМ информации, поступающей от МФУ, осуществлялся автоматически с использованием разработанного нами программного обеспечения для высокоскоростного микроконтроллера. Обработка и визуализация полученной информации проводилась с помощью ПЭВМ, входящей в состав измерительного стенда.

На **рис. 2** представлена спектральная чувствительность 122 элемента фотоприемной линейки 2×64 на основе алмаза с сопротивлением элемента 10,4 ГОм. Напряжение смещения минус 25 В. Левая граница фототока обусловлена спектром лампы.

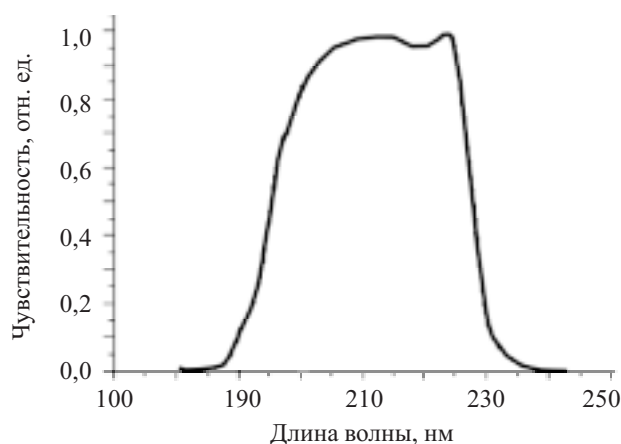


Рис. 2. Спектральная чувствительность 122 элемента фотоприемной линейки 2×64

На **рис. 3** приведена зависимость напряжения на выходе мультиплексора от напряжения на линейке, что является характеристикой светового тока линейки.

Из рисунка видно, что начиная с 85 В выходное напряжение мультиплексора не увеличивается при увеличении напряжения на линейке (хотя линейка выдерживает напряжение до 150 В). Очевидно, при данном напряжении мультиплексор насыщается тем-

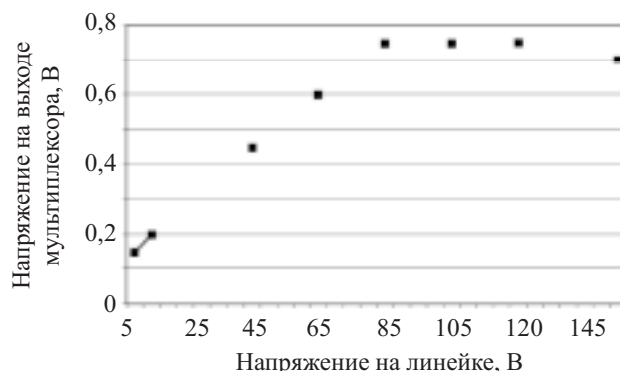


Рис. 3. Характеристика светового тока фотоприемной линейки

новым током, что и ограничивает его динамический диапазон.

Для определения однородности темнового и светового тока элементов линейки она была отделена от мультиплексора, и 20 элементов линейки были распаяны непосредственно на выводы корпуса «Мамонт».

На **рис. 4** представлены типичные вольт-амперные характеристики элементов матрицы при их засветке излучением с длиной волны 210 нм. Полярность напряжения соответствует напряжению, прикладываемому к фоточувствительному элементу матрицы. Как видим, световые ВАХ имеют резко выраженный нелинейный выпрямляющийся вид, что связано с большим отличием времени жизни генерируемых светом электронов от времени жизни дырок.

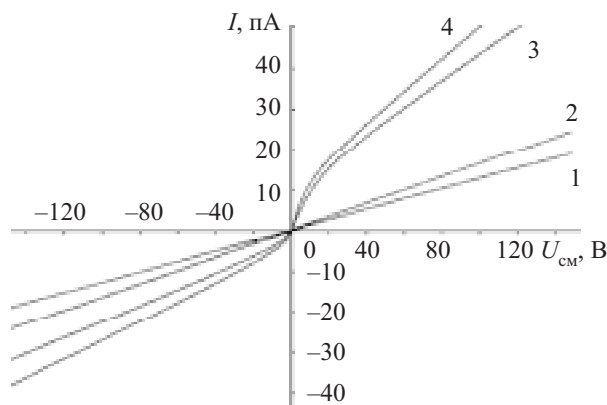


Рис. 4. ВАХ элементов матрицы 64×64 :
1, 2 — темновой ток 48-го и 47-го пикселей; 3, 4 — фототок 48-го и 47-го пикселей, соответственно

Наиболее предпочтительным является вариант, когда к элементу матрицы прикладывается потенциал «+», т. е. мультиплексор должен управлять положительными поступающими импульсами.

При изучении распределения темнового тока $I_{\text{темн}}$ по элементам матрицы 64×64 при различных напряжениях смещения установлено, что с ростом прикладываемого напряжения на некоторых элементах темновой ток растет нелинейно, и однородность его распределения по элементам уменьшается. Это, по-видимому, связано с локальными микронеоднородностями в алмазе.

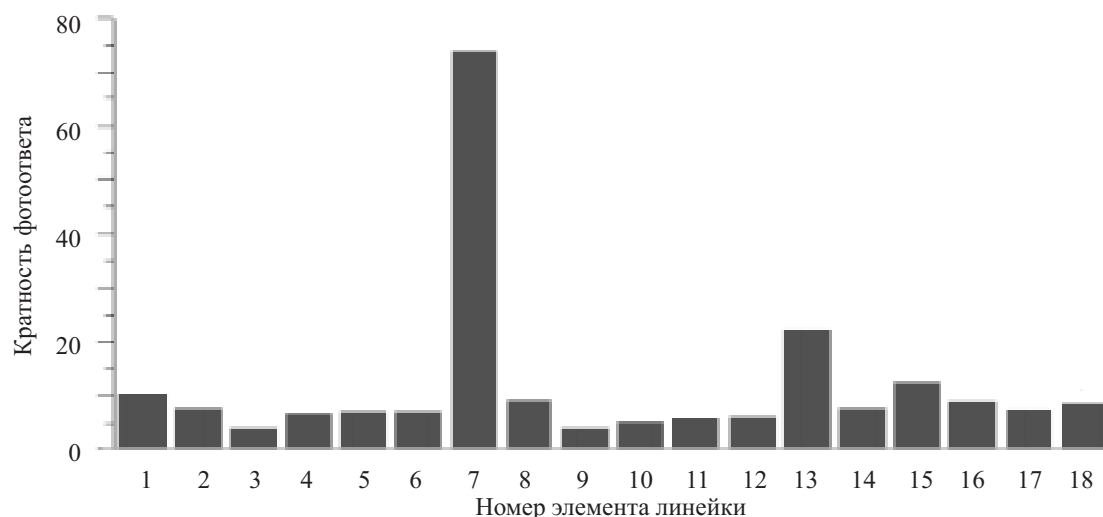


Рис. 5. Распределение кратности фотоответа элементов линейки 2×64 на основе алмаза 2а-типа при напряжении смещения –25 В

Обнаружено, что при больших напряжениях смещения фототок I_{ϕ} у большинства элементов превышал ограничения по току, заданные схемой измерения (поэтому достоверных статистических данных получить не удалось), а также что отдельные элементы матрицы обладают очень высокой фоточувствительностью с кратностью $K=60\text{—}70$ ($K=(I_{\phi}-I_{\text{темн}})/I_{\text{темн}}$), а у большинства кратность фотоответа лежит в интервале 1—10 (рис. 5). Такая неравномерность фоточувствительности также обусловлена внутренними локальными микрон неоднородностями кристалла алмаза, в которых, очевидно, присутствуют центры рекомбинации, резко ограничивающие время жизни неравновесных электронов и дырок.

Оптимальный путь повышения однородности параметров матричных фотоприемников на алмазе — изготовление их на эпитаксиальных пленочных структурах, в которых возможно управление примесно-дефектным составом, влияющим на электрофизические параметры материала и, следовательно, на однородность фотоэлектрических параметров матричных фотоприемников.

Одновременно здесь в меньшей степени будет сказываться и масштабный фактор, когда не надо будет «вытягивать» носители из области генерации через весь объем кристалла толщиной 200—300 мкм. Этот эффект влияет на оптическую связь элементов матрицы и на сопротивление элемента вследствие растекания тока. Пленочные структуры с рабочим слоем 10—20 мкм обеспечили бы также приемлемые с точки зрения работы мультиплексора рабочие напряжения 5—10 В.

Впервые показана принципиальная возможность создания матричных фотоприемных устройств ультрафиолетового диапазона на алмазе, обладающих высокой чувствительностью. На примерах линейчатых (2×64) и матричных (64×64) фотоприемных устройств разработаны принципы построения и отработана их технология. Различия в фоточувствитель-

ности пикселей матрицы, связанные, в основном, со структурными неоднородностями алмаза, можно компенсировать при последующей электронной обработке сигнала. Избавиться от таких неоднородностей позволят качественные монокристаллические пленки большого размера. Однако уже сейчас можно говорить о реальных системах технического зрения в ультрафиолетовом диапазоне на основе созданных алмазных матричных устройств.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Соммер А., Фотоэмиссионные материалы. — М.: Энергия, 1973.
2. Линьков В. Локационные системы оптического диапазона, комплексов ПВО иностранных государств // Зарубежное военное обозрение. — 2001. — № 7. — С. 665—685.
3. Груздев В. Н., Иванов В. Н., Суриков И. Н. и др. Дистанционные наблюдения в ультрафиолетовом диапазоне // Оптический журнал. — 2003. — Т. 70, № 5. — С. 56—59.
4. Кувалдин Э. В., Борисов В. А. Основные характеристики и методы испытаний измерительных фотодиодов // Тез. докл. XII Всесоюз. семинара «Импульсная фотометрия», Ленинград, 1988.
5. Hochedez J.-F. E., Sohuehle U. H., Pau J. L. et al. New UV detectors for solar observations // Proceedings of the SPIE. — 2003. — Vol. 4853. — P. 419—426.
6. Long J. P., Varadaraajan S., Matthews J. et al. UV detectors and focal plane array imagers based on AlGaIn p-i-n photodiodes // Opto-electronics review. — 2002. — Vol. 10, N 4. — P. 251—260.
7. Гуляев Ю. В., Алтухов А. А., Митягин А. Ю. Фотоприемники ультрафиолетового диапазона на основе алмаза 2а типа для нового поколения аппаратуры наблюдения и распознавания объектов // Наука и технологии в промышленности. — 2006. — № 5. — С. 27.
8. Алтухов А. А., Киреев В. А., Кирилин Н. М. и др. Фотоприемники для оптоэлектронных систем УФ-диапазона на природных алмазах // Радиотехника и электроника. — 2006. — № 12. — С. 1526—1529.
9. Алтухов А. А., Клочкова А. М., Митягин А. Ю. и др. Ультрафиолетовые фотоприемники на основе природных алмазов // Радиотехника и электроника. — 2007. — Т. 52, № 3. — С. 1—4.
10. Алтухов А. А., Митягин А. Ю., Горохов Е. В. и др. Алмазные фотоприемники ультрафиолетового диапазона // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2007. — № 4. — С. 29—31.

Д. т. н. А. Ф. КАДАЦКИЙ, к. т. н. И. П. МАЛЯВИН

Украина, Одесская национальная академия связи
E-mail: igor.malyavin@onat.edu.ua

Дата поступления в редакцию
19.09 2007 г.— 25.02 2008 г.

Оппонент д. т. н. И. Н. ПРУДИУС
(НУ «Львовская политехника», г. Львов)

АСИММЕТРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ

Рассмотрены преобразователи с автотрансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования при асимметрии электрических процессов. Получены обобщенные соотношения для расчета токов в элементах схем.

Улучшение технико-экономических показателей средств электропитания, входящих в состав телекоммуникационных систем, является одной из серьезных проблем, актуальность решения которой отражена в [1, 2]. Основной частью современных средств электропитания являются импульсные преобразователи постоянного напряжения (ППН) модульной структуры (рис. 1), выполненные из N параллельно включенных однотипных силовых каналов (СК), работающих на общую нагрузку (Н) от источника первичного электропитания (ИПЭ).

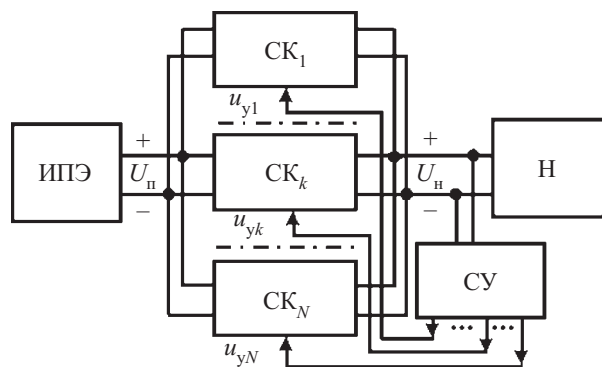


Рис. 1. ППН модульной структуры:

СУ — схема управления; U_p — напряжение питания ППН; U_n — напряжение нагрузки ППН; u_{yk} — напряжение управления k -го СК

Использование граничного режима функционирования СК позволяет улучшить динамические параметры, уменьшить энергетические потери при переключении силовых ключей, уменьшить уровень излучаемых помех [3, 4].

В известных научно-технических публикациях [3—5] показано, что для модульных ППН необходима идентичность электрических процессов (симметрия) и параметров СК, в частности параметров индуктивностей L_k дросселей СК. Однако на практике невозможно достичь симметричного режима функ-

ционирования всех СК модульного ППН вследствие неидентичности параметров дросселей СК, напряжения питания и т. п.

Цель работы — получение соотношений для определения токов в элементах СК модульных ППН, которые описывают схемотехнические решения при граничном режиме работы и неидентичности параметров дросселей СК, а также разработка на их базе методики проектирования, учитывающей особенности функционирования различных схем управления преобразователями.

Рассмотрим электрические процессы в ППН при граничном режиме работы для восьми основных типов ($y=1, 2, \dots, 8$) схем силовых каналов (рис. 2), при этом будем использовать соотношения, их обозначения и допущения, принятые в [5]. Математическая модель, представленная в [5], является обобщенной для СК, выполненных по любому из восьми указанных типов схемотехнической реализации преобразователя.

Исполнение накопительного дросселя по автотрансформаторной схеме позволяет уменьшить (рис. 2, а, б, в) или увеличить (рис. 2, г, д, е) напряжение на силовом коммутирующем транзисторе по сравнению с простейшими типами силовых каналов с однообмоточным дросселем [6].

В граничном режиме функционирования для СК рассматриваемых типов характер изменения тока $i_{Lk}(t)$ и напряжения $u_{Lk}(t)$ дросселя выходного сглаживающего фильтра k -го СК можно описать соотношениями:

$$i_{Lk}(t) = \begin{cases} i_{Lhk}(t) = I_{m1k} \frac{t}{t_{hk}} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{hk}, \\ i_{Lbk}(t) = I_{m2k} \left(1 + \frac{t_{hk} - t}{t_{bk}} \right) & \text{при } t_{hk} < t \leq t_{hk} + t_{bk}; \end{cases} \quad (1)$$

$$u_{Lk}(t) = \begin{cases} U_{Lhk} = U_{vsk} - F_{ny} U_n & \text{при } 0 \leq t \leq t_{hk}, \\ U_{Lbk} = U_n - F_{vy} U_{vsk} & \text{при } t_{hk} < t \leq t_{hk} + t_{bk}; \end{cases} \quad (2)$$

$$F_{ny} = \begin{cases} 1 & \text{при } y = 1, 4, 6, 7, 8, \\ 0 & \text{при } y = 2, 3, 5; \end{cases} \quad (3)$$

$$F_{vy} = \begin{cases} 1 & \text{при } y = 2, \\ 0 & \text{при } y = 1, 3, 4, 5, 6, 7, 8; \end{cases}$$

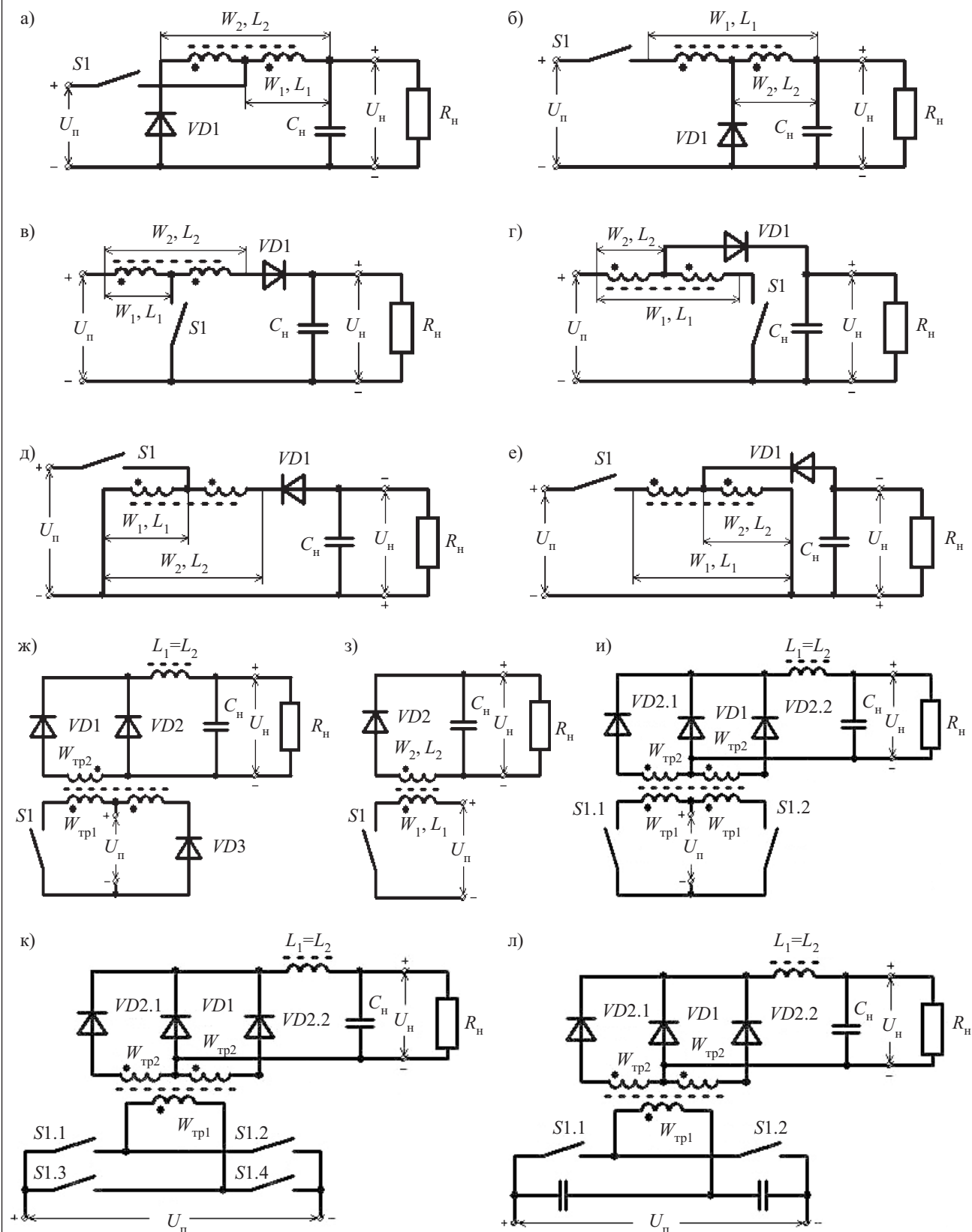


Рис. 2. Импульсные ППН с гальванической связью (а—е) и с гальваническим разделением (жс—л) входных и выходных цепей: одноконтные с автотрансформаторным включением дросселя при $n_{21} > 1$ (а, в, д) и $n_{21} < 1$ (б, з, е); понижающий, $y=1$ (а, б); повышающий, $y=2$ (в, з); полярно-инвертирующий, $y=3$ (д, е); одноконтные с прямым включением диода, $y=4$ (жс); обратным включением диода, $y=5$ (з); двухконтные с выводом средней точки трансформатора, $y=6$ (и); мостовой, $y=7$ (к); полумостовой, $y=8$ (л)

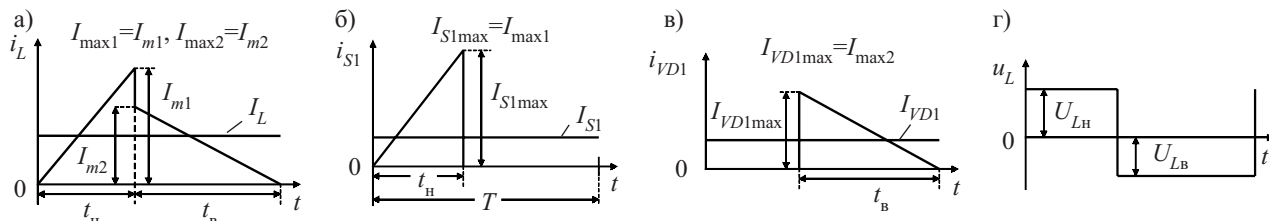


Рис. 3. Временные диаграммы токов дросселя (а), ключа $S1$ (б), диода $VD1$ (в) и напряжения дросселя U_L (г)

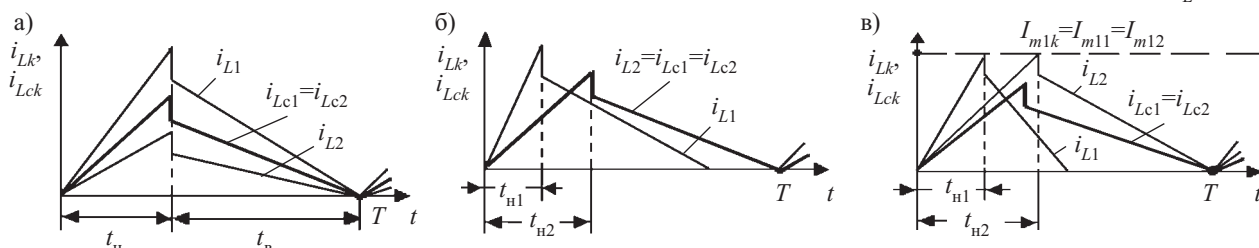


Рис. 4. Временные диаграммы, иллюстрирующие особенности функционирования схем управления $CY1$ (а), $CY2$ (б) и $CY3$ (в) при $N=2$

$$U_{вк} = \begin{cases} U_n & \text{для } y = 1, 2, 3, 5, \\ U_n \kappa_{трк} & \text{для } y = 4, 6, 7, \\ U_n \kappa_{трк} / 2 & \text{для } y = 8; \end{cases} \quad (4)$$

$$\kappa_{трк} = W_{трк2k} / W_{трк1k},$$

где I_{m1k}, I_{m2k} — величины пульсации токов в индуктивностях L_{1k} и L_{2k} обмоток с числом витков W_{1k} и W_{2k} силового дросселя, соответственно;
 $F_{нy}, F_{вy}$ — коэффициенты, учитывающие топологию схем СК;

индексы «н», «в» — для интервалов времени накопления и возврата, соответственно;

$U_{вк}$ — напряжение, прикладываемое на вход силового сглаживающего фильтра;

$\kappa_{трк}$ — коэффициент трансформации силового трансформатора;

$W_{трк1k}, W_{трк2k}$ — число витков соответственно первичной и вторичной обмоток силового трансформатора.

Величины I_{m1k}, I_{m2k}, L_{2k} и L_{1k} связаны между собой через коэффициент автотрансформации n_{21k} :

$$n_{21k} = W_{2k} / W_{1k}; \quad L_{2k} = L_{1k} n_{21k}^2; \quad I_{m1k} = n_{21k} I_{m2k}. \quad (5)$$

При параллельном соединении СК по входу и по выходу (рис. 1) можно записать:

$$U_{Лнk} = U_{Лн}; \quad U_{Лвk} = U_{Лв}. \quad (6)$$

При импульсном методе регулирования [5] на силовом коммутирующем ключе $S1$ k -го СК ППН (для $k=1$ см. рис. 3) с выхода схемы управления СУ подаются управляющие импульсы напряжения $u_{yk}(t)$ с изменяющимися длительностью импульса $t_{нк}$, коэффициентом заполнения κ_{3k} и периодом T_{cyk} , при этом

$$\kappa_{3k} = t_{нк} / T_{cyk}. \quad (7)$$

В интервале времени $0 \leq t \leq t_{нк}$ ($t_{нк} = t_{нк}$) к первичной обмотке дросселя СК с индуктивностью L_{1k} приложено напряжение $U_{Лн}$, что обеспечивает накопление в ней электрической энергии. Коэффициент накопления $\kappa_{нк}$ определяется соотношением

$$\kappa_{нк} = t_{нк} / T_k, \quad 0 \leq \kappa_{нк} \leq 1. \quad (8)$$

В интервале времени $t_{нк} < t \leq T_k$ силовым ключом $S1$ находится в закрытом состоянии, накопленная дросселем в интервале времени $0 - t_{нк}$ энергия передается индуктивностью L_{2k} обмотки W_{2k} дросселя в цепь нагрузки R_n ППН через блокирующий диод $VD1$ в течение интервала времени $t_{нк} - (t_{нк} + t_{вк})$, равного $t_{вк}$. Коэффициент возврата равен:

$$\kappa_{вк} = t_{вк} / T_k. \quad (9)$$

В интервале времени возврата к вторичной обмотке дросселя с индуктивностью L_{21} и числом витков W_{21} приложено напряжение $U_{Лв}$.

Рассмотрим различные схемы управления (рис. 1), которые функционируют по одному из алгоритмов [3], представленных на рис. 4.

1. $CY1$ — схема управления с формированием сигналов управления $u_{yk}(t)$ силовыми каналами путем распределения одного сигнала управления $u_y(t)$.

2. $CY2$ — схема управления с формированием сигналов управления $u_{yk}(t)$ в каждом СК, обеспечивающих равномерное распределение тока нагрузки в k -х СК: $I_{нk} = I_n / N$.

3. $CY3$ — схема управления с токовым регулированием в k -х СК: $I_{m1k} = I_{m1}$.

Схема управления $CY1$ обеспечивает в k -м СК следующие параметры электрических процессов:

$$\begin{cases} u_{yk}(t) = u_y(t), \quad \Delta t_y = \Delta t_{ck}, \quad t_{нк} = t_n, \quad \kappa_{3k} = \kappa_3, \\ T_{cyk} = T_{cy}; \\ t_{нк} = t_n, \quad t_{вк} = t_v, \quad \kappa_{нк} = \kappa_n, \quad \kappa_{вк} = \kappa_v. \end{cases} \quad (10)$$

При асинхронном режиме работы модульного ППН временной сдвиг между электрическими процессами в СК $\Delta t_{ck} \neq 0$, при однофазном режиме работы $\Delta t_y = \Delta t_{ck} = 0$, при многофазном режиме $\Delta t_y = \Delta t_{ck} = T/N$ [6].

В общем случае, с учетом (5), значение индуктивности L_{1k} дросселя k -го СК определяется соотношениями:

$$L_{1k} = \begin{cases} L_1 + \Delta L_{1k}; \\ (L_2 + \Delta L_{2k}) / (n_{21} + \Delta n_{21k})^2, \end{cases} \quad (11)$$

$$L_{1k} \in \{L_{1\min} - L_{1\max}\},$$

$$L_{1\min} = L_1 - \Delta L_{1\max}, \quad L_{1\max} = L_1 + \Delta L_{1\max},$$

где L_1, L_2, n_{21} и $\Delta L_{1k}, \Delta L_{2k}, \Delta n_{21k}$ — соответственно номинальные значения индуктивностей первичных W_1 и вторичных W_2 обмоток, коэффициентов автотрансформации дросселей k -х СК и их отклонения от номинальных значений (максимальное — $\Delta L_{1\max}$), т. е. $L_{1k} = f(\Delta L_{1k}, \Delta L_{2k}, \Delta n_{21k})$.

При $\Delta L_{1k} = 0$ ($\Delta L_{2k} = 0, \Delta n_{21k} = 0$) обеспечиваются симметричные электрические процессы. В этом случае $I_{m1k} = I_{m1}, I_{m2k} = I_{m2}$:

$$I_{m1} = U_{LH} t_n / L_1 = U_{LH} \kappa_n T / L_1;$$

$$I_{m2} = U_{LB} t_b / L_2 = U_{LB} \kappa_n T / L_2. \quad (12)$$

Коэффициенты накопления и возврата, согласно [5], определяются соотношениями:

$$\kappa_n = \frac{U_n - F_{vy} U_{vx}}{n_{21}(U_{vx} - F_{ny} U_n) + U_n - F_{vy} U_{vx}},$$

$$\kappa_b = 1 - \kappa_n. \quad (13)$$

С учетом (13) и (6) получим:

$$I_{m1} = \frac{(U_n U_{vx} - F_{vy} U_{vx}^2 - F_{ny} U_n^2) T}{[U_{vx}(n_{21} - F_{vy}) + U_n(1 - F_{ny} n_{21})] L_1}. \quad (14)$$

При $\Delta L_{1k} \neq 0$ ($\Delta L_{2k} \neq 0$) $I_{m1k} \neq I_{m1}, I_{m2k} \neq I_{m2}$ и возникает асимметрия электрических процессов.

Выберем в качестве базового преобразователь (ППН_б) с N силовыми каналами (СК_б), в которых протекают идентичные электрические процессы с равномерным распределением тока нагрузки. В ППН_б обеспечиваются условия (10) и энергетические параметры в цепи нагрузки такие же, как и в рассматриваемом ППН с асимметрией электрических процессов:

$$\begin{cases} t_{нck} = t_n, T_{цck} = T_{cy}, T_{ck} = T, t_{нck} = t_n, \kappa_{нck} = \kappa_n, \\ t_{вck} = t_b, \kappa_{вck} = \kappa_b; \\ \kappa_{тпck} = \kappa_{тп} = \kappa_{тп}, n_{21ck} = n_{21k} = n_{21}, I_{нck} = I_n / N, \end{cases} \quad (15)$$

где $t_{нck}, T_{цck}, T_{ck}, t_{нck}, \kappa_{нck}, t_{вck}, \kappa_{вck}$ — параметры электрических процессов k -го СК_б преобразователя ППН_б.

В каждом k -м СК_б для индуктивности справедливо равенство $L_{1ck} = L_{1c}$, где

$$L_{1c} = N / \sum_{k=1}^N (1 / L_{1k}), \quad (16)$$

определяем из условия

$$\sum_{k=1}^N (1 / L_{1ck}) = \sum_{k=1}^N (1 / L_{1k}). \quad (17)$$

При $\Delta L_{1k} = 0$ из (17) получаем $L_{1c} = L_1$. Для симметричных электрических процессов токи дросселей СК равны между собой: $i_{Lk}(t) = i_{Lc1}(t) = i_{Lc2}(t)$ (рис. 4).

Амплитуда тока $I_{m1ck} = I_{m1c}$ k -го СК_б ППН_б и амплитуды токов I_{m1k} в обмотках W_{1k} k -х СК ППН определяются соотношением (12) в режиме слежения или (14) в режиме стабилизации соответственно при $L_1 = L_{1c}$ и $L_1 = L_{1k}$.

Параметры k -го СК преобразователя с асимметрией электрических процессов получим в относительном виде с учетом одноименных параметров отдельно взятого СК_б базового ППН_б с симметрией электрических процессов.

Нормированные амплитудные значения токов в k -м СК с учетом соотношений (12)—(14) и условия (6) запишутся в виде:

$$\bar{I}_{m1k} = I_{m1k} / I_{m1c} = L_{1c} / L_{1k}. \quad (18)$$

В качестве примера рассмотрим ППН с числом СК $N=3$ со следующими параметрами индуктивностей дросселей СК: $L_{11} = L_1 + \Delta L_{11}$ (при $-0,5L_1 \leq \Delta L_{11} \leq 0,5L_1$), $L_{12} = \text{const} = L_{1c}$ ($\Delta L_{12} = 0$) и L_{13} , определяемым из условия (16) соотношением:

$$L_{13} = (2/L_{1c} - 1/L_{11})^{-1}. \quad (19)$$

На рис. 5, а приведены зависимости нормированного тока $\bar{I}_{m1k}$ в k -м СК от относительной индуктивности $\bar{L}_{11} = L_{11} / L_{1c}$ ($\bar{I}_{m11}$ — кривая 1, $\bar{I}_{m12}$ — кривая 2, $\bar{I}_{m13}$ — кривая 3) для случая, когда в качестве базовой выбрана индуктивность L_{12} во 2-м СК ($L_{1c} = L_{12}$).

Отклонение от симметричного режима работы приводит к изменению тока в элементах схемы СК. Из рисунка 5, а видно, что уменьшение относительной индуктивности $\bar{L}_{11}$ (индуктивности L_{11} дросселя в 1-м СК) на 25% (точка А на кривой 1) от значения $\bar{L}_{11} = 1$, соответствующего симметрии электрических процессов, приводит к пропорциональному увеличению тока в элементах 1-го СК на 25%. Указанное увеличение тока приводит к необходимости использования более мощной элементной базы — транзисторов, диодов и т. п., что необходимо учитывать для всех силовых каналов при проектировании ППН модульной структуры. Таким образом, по данным зависимостям можно выбрать элементную базу с необходимым запасом по току с учетом технологического или иного (температурного и т. п.) разброса параметров дросселей СК — индуктивности и коэффициента автотрансформации.

На рис. 5, б и в представлены зависимости нормированных значений тока в СК соответственно для случаев, когда в качестве базовой была выбрана индуктивность L_{11} в 1-м СК ($L_{1c} = L_{11}$) и индуктивность L_{13} в 3-м СК ($L_{1c} = L_{13}$). В отличие от рис. 5, а, определить непосредственно (без пересчета) изменение тока в элементах k -го СК при изменении его индуктивности и оценить требуемый запас предельных параметров элементов относительно идеального случая с симметрией электрических процессов представляется затруднительным.

Средние значения тока в элементах базового СК_б ППН_б (k -го СК ППН) — I_{S1cpc} (I_{S1cpk}) управляемого

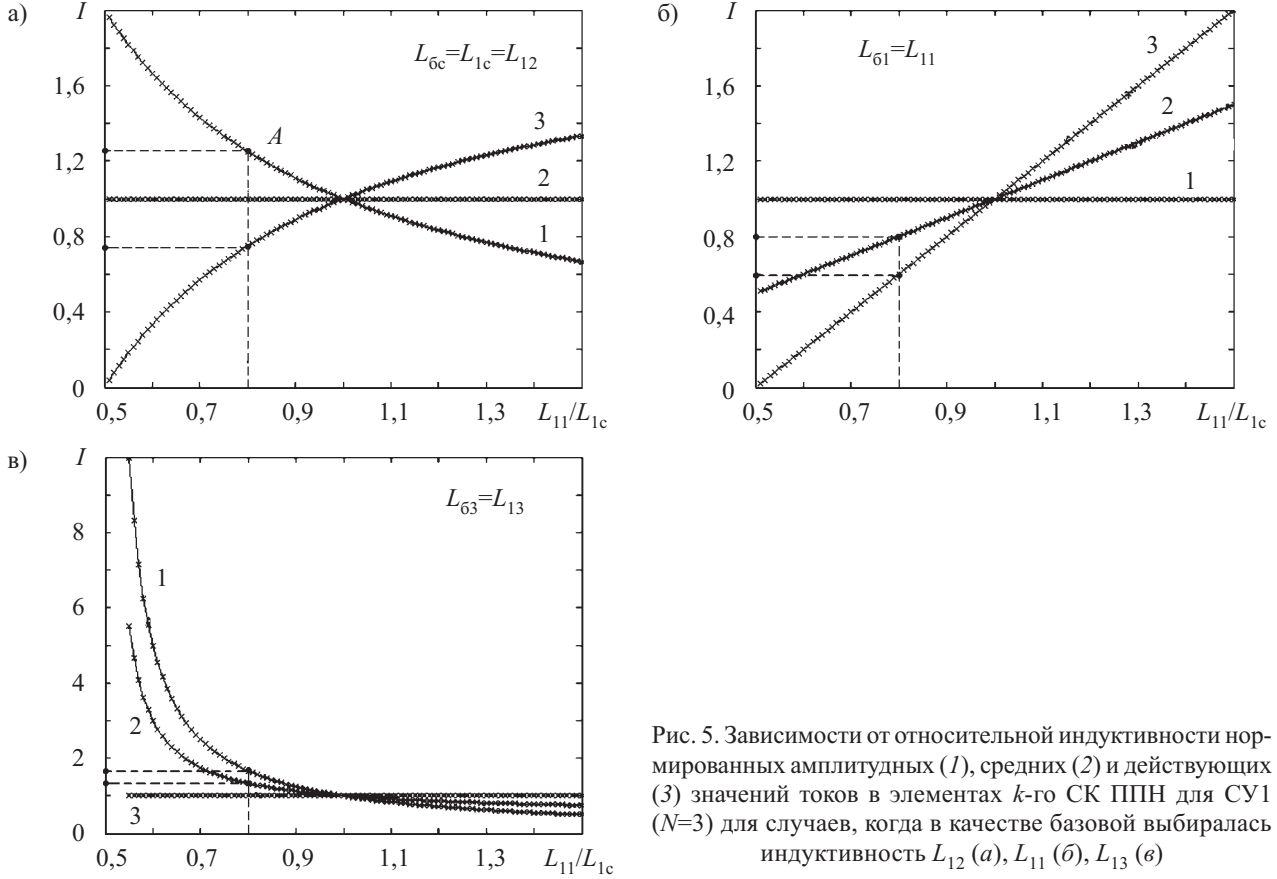


Рис. 5. Зависимости от относительной индуктивности нормированных амплитудных (1), средних (2) и действующих (3) значений токов в элементах k -го СК ППН для СУ1 ($N=3$) для случаев, когда в качестве базовой выбиралась индуктивность L_{12} (а), L_{11} (б), L_{13} (в)

ключа $S1_c$ ($S1_k$), I_{VD2cpc} (I_{VD2cpc}) неуправляемого ключа $VD2_c$ ($VD2_k$), I_{VD1cpc} (I_{VD1cpc}) блокировочного диода $VD1_c$ ($VD1_k$), I_{W1cpc} (I_{W1cpc}) обмотки W_{1c} (W_{1k}) дросселя, I_{W2cpc} (I_{W2cpc}) обмотки W_{2c} (W_{2k}) дросселя, $I_{W1 \cup W2cpc}$ ($I_{W1 \cup W2cpc}$) общих витков обмоток W_{1c} и W_{2c} (W_{1k} и W_{2k}) дросселя — определяются выражениями [5]:

$$\begin{cases} I_{S1cpc} = 0,5 I_{m1c} K_{tp} K_n = 0,5 I_{m2c} n_{21} K_{tp} K_n; \\ I_{VD2cpc} = 0,5 I_{m1c} K_n; I_{VD1cpc} = 0,5 I_{m2c} K_n; \\ I_{W1cpc} = I_{S1cpc}; I_{W2cpc} = I_{VD1cpc}; \\ I_{W1 \cup W2cpc} = I_{S1cpc} + I_{VD1cpc}, \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} I_{S1cpc} = 0,5 I_{m1k} K_{tp} K_n = 0,5 I_{m2k} n_{21} K_{tp} K_n; \\ I_{VD2cpc} = 0,5 I_{m1k} K_n; I_{VD1cpc} = 0,5 I_{m2k} K_n; \\ I_{W1cpc} = I_{S1cpc}; I_{W2cpc} = I_{VD1cpc}; \\ I_{W1 \cup W2cpc} = I_{S1cpc} + I_{VD1cpc}. \end{cases} \quad (21)$$

Действующие значения тока в элементах соответственно определяются выражениями [5]:

$$\begin{cases} I_{S1dc} = I_{m2c} n_{21} K_{tp} (K_n / 3)^{0,5}; \\ I_{VD2dc} = I_{m1c} (K_n / 3)^{0,5}; I_{VD1dc} = I_{m2c} (K_n / 3)^{0,5}; \\ I_{W1dc} = I_{S1dc}; I_{W2dc} = I_{VD1dc}; \\ I_{W1 \cup W2dc} = I_{S1dc} + I_{VD1dc}, \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} I_{S1dk} = I_{m2k} n_{21} K_{tp} (K_n / 3)^{0,5}; \\ I_{VD2dk} = I_{m1k} (K_n / 3)^{0,5}; I_{VD1dk} = I_{m2k} (K_n / 3)^{0,5}; \\ I_{W1dk} = I_{S1dk}; I_{W2dk} = I_{VD1dk}; \\ I_{W1 \cup W2dk} = I_{S1dk} + I_{VD1dk}. \end{cases} \quad (23)$$

Нормированные средние $\bar{I}_{S1cpc}$, $\bar{I}_{VD2cpc}$, $\bar{I}_{VD1cpc}$, $\bar{I}_{W1cpc}$, $\bar{I}_{W2cpc}$, $\bar{I}_{W1 \cup W2cpc}$ и действующие $\bar{I}_{S1dk}$, $\bar{I}_{VD2dk}$, $\bar{I}_{VD1dk}$, $\bar{I}_{W1dk}$, $\bar{I}_{W2dk}$, $\bar{I}_{W1 \cup W2dk}$ значения тока в элементах k -го СК определяются выражением:

$$\begin{cases} \bar{I}_{S1cpc} = \bar{I}_{VD2cpc} = \bar{I}_{VD1cpc} = \bar{I}_{W1cpc} = \bar{I}_{W2cpc} = \\ = \bar{I}_{W1 \cup W2cpc} = \bar{I}_{S1dk} = \bar{I}_{VD2dk} = \bar{I}_{VD1dk} = \\ = \bar{I}_{W1dk} = \bar{I}_{W2dk} = \bar{I}_{W1 \cup W2dk} = L_{1c} / L_{1k}, \end{cases} \quad (24)$$

где $\bar{I}_{S1cpc} = I_{S1cpc} / I_{S1cpc}$, $\bar{I}_{VD2cpc} = I_{VD2cpc} / I_{VD2cpc}$, ..., $\bar{I}_{W2dk} = I_{W2dk} / I_{W2dk}$, $\bar{I}_{W1 \cup W2dk} = I_{W1 \cup W2dk} / I_{W1 \cup W2dk}$ определяются в соответствии с (20)—(23) аналогично соотношению (18).

Схема управления СУ2 обеспечивает условия равенства средних токов нагрузки k -х СК независимо от значений индуктивностей L_{1k} :

$$I_{ncpk} = I_{nck} = I_n / N. \quad (25)$$

Силовые каналы СК L_{1kmax} с максимальными значениями индуктивности $L_{1k} = L_{1kmax}$ функционируют

в граничном режиме, а остальные СК — в разрывном режиме. Значение $L_{1k\max}$ определяется как

$$L_{1k\max} = \max\{L_{1k}\}. \quad (26)$$

При асимметрии электрических процессов ППН частота $f_k = f(L_{1k\max}) = f\{L_{1k\max}\}$ определяется значением $L_{1k\max}$ [5]. Время накопления t_{nk} и возврата t_{bk} электрической энергии в k -м СК не равны между собой и не равны времени накопления t_{nc} и времени возврата t_{bc} при симметрии электрических процессов: $t_{nk} \neq t_{nc}, t_{bk} \neq t_{bc}$.

При использовании схемы управления СУ2 для любого k -го СК справедливо совместное выполнение условий (25) и (27):

$$\begin{cases} u_{yk}(t) = f(\Delta L_{1k}, \Delta L_{2k}, \Delta n_{21k}), T_{cyk} = T_{cy}\{L_{1k\max}\}, \\ \Delta t_y = \Delta t_{ck}, f_k = f\{L_{1k\max}\}, t_{nk} \leq t_{nk}\{L_{1k\max}\}, \\ \kappa_{3k} \leq \kappa_{3k}\{L_{1k\max}\}, t_{nk} \leq t_{nk}\{L_{1k\max}\}, \\ t_{bk} \leq t_{bk}\{L_{1k\max}\}, \kappa_{nk} \leq \kappa_{nk}\{L_{1k\max}\}, \\ \kappa_{bk} \leq \kappa_{bk}\{L_{1k\max}\}, \end{cases} \quad (27)$$

где $T_{cy}\{L_{1k\max}\}, f\{L_{1k\max}\}, t_{nk}\{L_{1k\max}\}, \kappa_{3k}\{L_{1k\max}\}, t_{nk}\{L_{1k\max}\}, t_{bk}\{L_{1k\max}\}, \kappa_{nk}\{L_{1k\max}\}, \kappa_{bk}\{L_{1k\max}\}$ — параметры электрических процессов в k -м силовом канале СК $L_{1k\max}$.

Для силового канала СК_б базового преобразователя ППН_б справедливо совместное выполнение условий

$$\begin{cases} u_{yck}(t) = u_{yk}(t), T_{cyc} = T_{cy}\{L_{1k\max}\}, \\ f_c = f\{L_{1k\max}\}, I_{nck} = I_n / N, \\ t_{nck} = t_{nc} = t_{nk}\{L_{1k\max}\}, \kappa_{3ck} = \kappa_{3c} = \kappa_{3k}\{L_{1k\max}\}, \\ t_{nck} = t_{nc} = t_{nk}\{L_{1k\max}\}, t_{vck} = t_{vc} = t_{bk}\{L_{1k\max}\}, \\ \kappa_{nck} = \kappa_{nc} = \kappa_{nk}\{L_{1k\max}\}, \kappa_{vck} = \kappa_{vc} = \kappa_{bk}\{L_{1k\max}\}, \end{cases} \quad (28)$$

и

$$L_{1ck} = L_{1c} = L_{1k\max}. \quad (29)$$

Средний ток нагрузки I_{nk} k -го СК ППН согласно соотношению (25) равен среднему току I_{nck} нагрузки СК_б базового ППН_б и в соответствии с [5] определяется соотношением

$$\begin{aligned} I_{nk} &= 0,5 I_{m2k} (1 + \kappa_{nk} (F_{ny} n_{21} - 1)) = I_{nck} = \\ &= 0,5 I_{m2c} (1 + \kappa_{nc} (F_{ny} n_{21} - 1)). \end{aligned} \quad (30)$$

Запишем коэффициенты накопления κ_{nk} и κ_{nc} , используя соотношение (12) с учетом (27) и (28) как

$$\kappa_{nk} = I_{m1k} L_{1k} / (U_{Ln} T); \quad \kappa_{nc} = I_{m1c} L_{1c} / (U_{Ln} T). \quad (31)$$

Подставляя эти значения в (30) с учетом (5) для нормированных амплитудных значений токов $\bar{I}_{m1k}, \bar{I}_{m2k}$ в k -м СК, можно записать:

$$\bar{I}_{m1k} = I_{m1k} / I_{m1c} = \bar{I}_{m2k} = I_{m2k} / I_{m2c} = (L_{1c} / L_{1k})^{0,5}. \quad (32)$$

С учетом (22), (23) для нормированных действующих значений токов $\bar{I}_{S1dk}, \bar{I}_{VD2dk}, \bar{I}_{VD1dk}, \bar{I}_{W1dk}, \bar{I}_{W2dk}, \bar{I}_{W1 \cup W2dk}$ в элементах k -го СК запишем:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{S1dk} &= \bar{I}_{VD2dk} = \bar{I}_{VD1dk} = \bar{I}_{W1dk} = \bar{I}_{W2dk} = \\ &= \bar{I}_{W1 \cup W2dk} = (L_{1c} / L_{1k})^{0,5}. \end{aligned} \quad (33)$$

Видим, что нормированные амплитудные значения тока в элементах СК распределяются обратно пропорционально корням квадратным, а действующие — обратно пропорционально корням четвертой степени из индуктивности дросселей СК. На рис. 6 для схемы управления СУ2 представлены зависимости нормированных амплитудных $\bar{I}_{m1k}$ и действующих $\bar{I}_{S1dk}, \bar{I}_{VD2dk}, \bar{I}_{VD1dk}, \bar{I}_{W1dk}, \bar{I}_{W2dk}, \bar{I}_{W1 \cup W2dk}$ токов в элементах k -го СК от относительной индуктивности $\bar{L}_{1k}$. Учитывая, что $L_{1c} = L_{1k\max}$ и для выбранного выше примера $L_{1c} = L_{1k\max} = 1,5 L_1$, относительная индуктивность $\bar{L}_{1k}$ соответственно изменяется от 0,33 до 1.

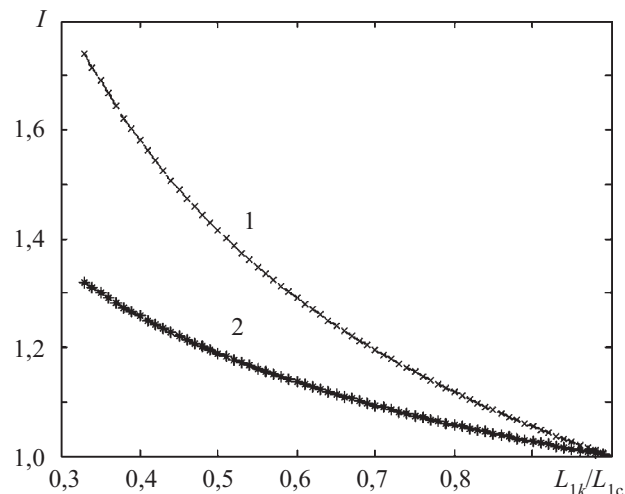


Рис. 6. Зависимости нормированных амплитудных (1) и действующих (2) значений токов от относительной индуктивности в элементах k -го СК ППН для СУ2 ($N=3$)

Схема управления СУ3 обеспечивает выполнение условия равенства амплитудных значений токов в дросселях СК:

$$\begin{cases} I_{m11} = \dots I_{m1k} = \dots = I_{m1N}; \\ I_{m21} = \dots I_{m2k} = \dots = I_{m2N}. \end{cases} \quad (34)$$

При асимметрии электрических процессов (при $\Delta L_{1k} \neq 0$) ППН функционирует на частоте $f_k = f\{L_{1k\max}\}$, токи нагрузки I_{nk} силовых каналов не равны между собой. СК с максимальным значением индуктивности дросселя $L_{1k\max}$ функционирует в граничном режиме, а остальные СК — в разрывном режиме.

При использовании схемы управления СУ3 для любого k -го СК ППН справедливо совместное выполнение условий (27) и (35):

$$I_{m1k} = I_{m1}; \quad I_{n1} \neq \dots \neq I_{nk} \neq I_{nck}. \quad (35)$$

Для k -го силового канала СК₆ базового преобразователя справедливо совместное выполнение условий (28) и (36):

$$I_{m1c} \leq I_{m1k}. \quad (36)$$

С учетом (34) получим:

$$\begin{cases} I_{m1k} = U_{Lk} K_{hk} T / L_{1k} = I_{m1k \max} = U_{Lk} K_{h \max} T / L_{1k \max}; \\ I_{m2k} = U_{Lk} K_{vk} T / L_{2k} = I_{m2k \max} = U_{Lk} K_{v \max} T / L_{2k \max}. \end{cases} \quad (37)$$

где $I_{m1k \max}$, $I_{m2k \max}$ — величины пульсаций в дросселе силового канала СК_{L1kmax} ППН с максимальными индуктивностями $L_{1k \max}$, $L_{2k \max}$ и максимальными коэффициентами накопления $K_{h \max}$ и возврата $K_{v \max}$:

$$I_{m1k \max} = I_{m1k} \{L_{1k \max}\}, \quad I_{m2k \max} = I_{m2k} \{L_{2k \max}\},$$

$$K_{h \max} = K_{hk} \{L_{1k \max}\}, \quad K_{v \max} = K_{vk} \{L_{2k \max}\}.$$

Из (37) следует, что коэффициенты K_{hk} и K_{vk} определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} K_{hk} &= K_{h \max} (L_{1k} / L_{1k \max}); \\ K_{vk} &= K_{v \max} (L_{2k} / L_{2k \max}) = K_{v \max} (L_{1k} / L_{1k \max}). \end{aligned} \quad (38)$$

В этом случае для отношения одноименных величин средних токов в элементах k -го СК и в элементах СК_{L1kmax} можно записать:

$$\begin{aligned} I_{W1cpk} / I_{W1cpk \max} &= I_{W2cpk} / I_{W2cpk \max} = \\ &= I_{W1 \cup W2cpk} / I_{W1 \cup W2cpk \max} = I_{S1cpk} / I_{S1cpk \max} = \\ &= I_{VD1cpk} / I_{VD1cpk \max} = I_{VD2cpk} / I_{VD2cpk \max} = \\ &= (U_h / R_{hk}) / (U_h / R_{hk \max}) = L_{1k} / L_{1k \max}, \end{aligned} \quad (39)$$

где $R_{hk \max} = R_{hk} \{L_{1k \max}\}$ — сопротивление нагрузки силового канала СК_{L1kmax} с максимальным значением индуктивности $L_{1k} = L_{1k \max}$.

При $K_{hc} = K_{h \max}$ и $T_c = T$ можно записать:

$$I_{mk} / I_{m1c} = L_{1c} / L_{1k \max} \geq 1,$$

т. к. $L_{1c} \geq L_{1k \max}$, а при симметрии электрических процессов $L_{1c} = L_{1k \max}$.

Тогда

$$\begin{aligned} I_{W1cpk \max} / I_{W1cpc} &= I_{W2cpk \max} / I_{W2cpc} = \\ &= I_{W1 \cup W2cpk \max} / I_{W1 \cup W2cpc} = I_{S1cpk \max} / I_{S1cpc} = \\ &= I_{VD1cpk \max} / I_{VD1cpc} = I_{VD2cpk \max} / I_{VD2cpc} = I_{m1 \max} / I_{m1c} = \\ &= L_{1c} / L_{1k \max}. \end{aligned} \quad (40)$$

Подставляя $I_{W1cpk \max}$, $I_{W2cpk \max}$, $I_{W1 \cup W2cpk \max}$, $I_{S1cpk \max}$, $I_{VD1cpk \max}$, $I_{VD2cpk \max}$, полученные из (40), в (39), получим нормированные средние значения токов в элементах СК:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{S1cpk} &= \bar{I}_{VD2cpk} = \bar{I}_{VD1cpk} = \bar{I}_{W1cpk} = \bar{I}_{W2cpk} = \\ &= \bar{I}_{W1 \cup W2cpk} = L_{1k} / L_{1c}, \end{aligned} \quad (41)$$

где $\bar{I}_{S1cpk} = I_{S1cpk} / I_{S1cpc}$, $\bar{I}_{VD2cpk} = I_{VD2cpk} / I_{VD2cpc}$, ..., $\bar{I}_{W1 \cup W2cpk} = I_{W1 \cup W2cpk} / I_{W1 \cup W2cpc}$.

Аналогичным образом с учетом соотношений (22) и (23) получаются нормированные действующие зна-

чения токов $\bar{I}_{S1dk}$, $\bar{I}_{VD2dk}$, $\bar{I}_{VD1dk}$, $\bar{I}_{W1dk}$, $\bar{I}_{W2dk}$, $\bar{I}_{W1 \cup W2dk}$ в элементах СК:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{S1dk} &= I_{S1dk} / I_{S1dc} = \bar{I}_{VD1dk} = I_{VD1dk} / I_{VD1dc} = \\ &= \bar{I}_{VD2dk} = I_{VD2dk} / I_{VD2dc} = \bar{I}_{W1dk} = I_{W1dk} / I_{W1dc} = \\ &= \bar{I}_{W2dk} = I_{W2dk} / I_{W2dc} = \bar{I}_{W1 \cup W2dk} = \\ &= I_{W1 \cup W2dk} / I_{W1 \cup W2dc} = (L_{1k} / L_{1c})^{0,5}. \end{aligned} \quad (42)$$

При асимметрии электрических процессов

$$\sum_{k=1}^N (1 / R_{hk}) = 1 / R_h. \quad (43)$$

Сопротивление R_{hk} с учетом (39) определяется в виде:

$$R_{hk} = R_{hk \max} (L_{1k} / L_{1k \max}). \quad (44)$$

Из (43) с учетом (44) следует:

$$R_{hk \max} = R_h \left[\sum_{k=1}^{N-1} (L_{1k} / L_{1k \max}) + 1 \right]. \quad (45)$$

Рабочая частота f для граничного режима определяется при $R_{hk} = R_{hk \max}$ как [6]

$$f = \{ R_{hk} U_{vx} [U_{vx} U_h - F_{vy} U_{vx}^2 - F_{hy} U_h^2] / \{ 2 L_{1k \max} U_h [U_{vx} (n_{21} - F_{vy}) + U_h (1 - F_{hy} n_{21})]^2 \} \}. \quad (46)$$

Значение индуктивности L_{1c} , при которой обеспечивается идентичность токов в СК₆ ППН₆, определяется при $R_{hk} = N R_h$, $f_c = f$ как [6]

$$L_{1c} = \{ R_{hk} U_{vx} [U_{vx} U_h - F_{vy} U_{vx}^2 - F_{hy} U_h^2] / \{ 2 f_c U_h [U_{vx} (n_{21} - F_{vy}) + U_h (1 - F_{hy} n_{21})]^2 \} \}. \quad (47)$$

Нормированные средние токи в СК распределяются прямо пропорционально индуктивностям дросселей СК, действующие токи — прямо пропорционально корням квадратным из значений индуктивностей дросселей СК.

На рис. 7 для схемы управления СУЗ представлены зависимости нормированных средних $\bar{I}_{S1cpk}$,

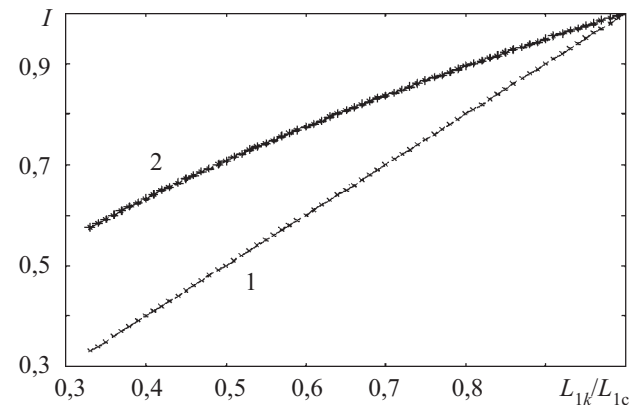


Рис. 7. Зависимости нормированных средних (1) и действующих (2) значений токов от относительной индуктивности в элементах k -го СК для СУЗ ($N=3$)

$\bar{I}_{VD2cpk}$, $\bar{I}_{VD1cpk}$, $\bar{I}_{W1cpk}$, $\bar{I}_{W2cpk}$, $\bar{I}_{W1\cup W2cpk}$ и действующих $\bar{I}_{S1dk}$, $\bar{I}_{VD2dk}$, $\bar{I}_{VD1dk}$, $\bar{I}_{W1dk}$, $\bar{I}_{W2dk}$, $\bar{I}_{W1\cup W2dk}$ значений токов в элементах СК от относительной индуктивности $\bar{L}_{lk} = L_{lk} / L_{lc}$.

Учитывая, что $L_{lc} \geq L_{lkmax}$ и для выбранного выше примера $L_{lc} = L_{lkmax} = 1,5L_1$, относительная индуктивность $\bar{L}_{lk}$ изменяется от 0,33 до 1.

Полученные соотношения для определения токов в элементах СК импульсных преобразователей постоянного напряжения, функционирующих в граничном режиме, в том числе при неидентичности параметров дросселей СК, являются обобщенными для восьми типов основных наиболее известных схем силовых каналов. Они позволяют проводить требуемые расчеты при решении задач исследования и проектирования силовой части импульсных ППН с различными схемами управления.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Перечень государственных, научных и научно-технических программ по приоритетным направлениям развития науки и техники на 2002—2006 гг. Постановление КМУ № 1716 от 24.12. 2001 г.
2. Концепція розвитку ВАТ «Укртелеком» до 2010 року.— Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2006.
3. Кадацкий А. Ф. Электрические процессы в многофазных импульсных преобразователях постоянного напряжения при разрывных токах дросселей // Электронная техника в автоматике.— 1985.— Вып. 16.— С. 55—67.
4. Кадацкий А. Ф., Гунченко Ю. А. Электрические процессы в импульсных преобразователях постоянного напряжения с граничным режимом функционирования // Праці УНДІРТ.— 2003.— № 2—3.— С. 23—25.
5. Кадацкий А. Ф., Гурков В. Г., Грабовий О. А., Малявін І. П. До дослідження несиметричних електричних процесів в імпульсних перетворювачах модульної структури // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова.— 2003.— № 1.— С. 27—34.
6. Кадацкий А. Ф., Русу А. П. Анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования // Электричество.— 2005.— № 3.— С. 43—54.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



Ненадович Д. М. Методологические аспекты экспертизы телекоммуникационных проектов.— М.: Горячая линия—Телеком, 2008.— 280 с.

Рассмотрены вопросы снижения степени субъективности экспертных оценок, формируемых на различных стадиях проектирования телекоммуникационных систем. Представленный в книге подход к организации экспертной деятельности основан на использовании основных результатов теории вероятностей и случайных процессов, теории нечетких множеств, теории математической статистики, теории переменных состояния и марковских процессов, теории массового обслуживания и теории игр, векторной оптимизации, методов математического программирования, генетического поиска, искусственных нейронных сетей и многокритериального анализа эффективности стохастических процессов. Особое внимание уделено разработке математических моделей экспертных показателей качества телекоммуникационных систем, анализ динамики значений которых позволяет формировать экспертные оценки качества технических решений, принимаемых на различных этапах проектирования телекоммуникационных систем.

Для специалистов, осуществляющих экспертную деятельность в ходе разработки телекоммуникационных систем, разработчиков экспертных систем, преподавателей, аспирантов и студентов вузов.

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

- Прогнозирование диэлектрических свойств некристаллизуемой моноармированной полиматричной стеклокерамики. (Украина, г. Одесса)
- Повышение эффективности ультразвуковой очистки в ваннах с распределенными преобразователями. (Республика Беларусь, г. Минск)
- Свойства нанокмполитов на основе опаловых матриц с 3D-структурой, образованной магнитными наночастицами. (Россия, г. Екатеринбург, г. Москва, г. Нижний Тагил)
- Тензорезисторы на основе нитевидных кристаллов кремния для низких температур. (Украина, г. Львов)
- Методы и средства компьютерного проектирования в сети Интернет. (Республика Беларусь, г. Минск)
- Концепция построения радиотехнических систем охраны периметров крупных объектов. (Украина, г. Харьков)



- Реализация арифметических операций с комплексными числами в элементном базисе ПЛИС. (Украина, г. Киев)
- Математическое моделирование нестационарных тепловых режимов блока СИД-3-148. (Украина, г. Одесса)
- Исследование радиационной стойкости гибридных интегральных микросхем. (Украина, г. Одесса)

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

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

Д. т. н. В. В. БАРАНОВ, д. т. н. Т. БРЕЧКО, М. Н. НАЙБУК,
д. ф.-м. н. В. В. НЕЛАЕВ, к. т. н. В. Р. СТЕМПИЦКИЙ

Республика Беларусь, г. Минск, Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники
E-mail: baranov@ieec.org

Дата поступления в редакцию
14.01.2008 г.

Оппонент к. т. н. В. П. ПОПОВ
(НИИ микроприборов, г. Киев)

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА КОМПЬЮТЕРНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ В СЕТИ ИНТЕРНЕТ

Предложен подход к компьютерному проектированию и приведено описание аппаратно-программного комплекса GUI-SUPREM III для организации проектирования и моделирования технологии в микроэлектронике в сети Интернет.

Основная идея данной работы состоит в организации в сети Интернет процесса проектирования, например, интегральных схем, пространственно удаленными разработчиками. Реализация этой идеи позволит организациям и разработчикам, в разной степени обеспеченным дорогостоящими программами для проектирования и различными аппаратными средствами, осуществлять проектирование, проводя необходимые расчеты и модификацию проекта непосредственно в сети.

При создании такого проекта следует, прежде всего, организовать Web-сервер, представляющий собой программное обеспечение, которое открывает пользователю доступ к сайту в сети Интернет, а также производит обработку всех запросов, вводимых пользователем через браузер. Другая функция Web-сервера — осуществление обмена информацией о текущем состоянии проекта, полученной и обработанной при запросе пользователя. Таким образом, Web-сервер является связующим звеном между аппаратными средствами сети Интернет и пользовательским браузером. Наиболее удобным и эффективным в отношении указанных требований, на наш взгляд, является Web-сервер Apache.

Apache предоставляет богатые возможности, позволяющие настроить Web-сервер в соответствии с потребностями индивидуальных и корпоративных пользователей. Настройка сервера Apache производится с помощью директив, содержащихся в конфигурационных файлах. Apache позволяет создавать виртуальные Web-узлы, а также выполняет функции прокси-сервера. Если необходимо предоставить доступ к содержимому сервера лишь ограниченному кругу лиц (санкционированным пользователям), Web-сервер можно настроить так, чтобы при обращении к указанным каталогам сервер проверял регистрационные имена и пароли в собственной или в одной из подключенных к нему баз данных.

Следующий этап состоит в создании динамических шаблонных страниц, написанных на языке

HTML. Для разработки приложений, взаимодействующих с шаблонами, наиболее эффективным является использование языка Perl или PHP. Другая функция этих языков состоит в организации файла с исходными данными и заданием на моделирование с использованием соответствующего программного обеспечения (ПО) [1] для моделирования функционирования объекта проекта, например, программы для технологического (SUPREM), схемотехнического (SPICE) или топологического (MentorGraphics) проектирования интегральных схем.

Для обработки форм, которые содержат запросы на моделирование, а также результаты моделирования, необходима технология (язык), активно функционирующая в аппаратной среде сервера. В последнее время наиболее активное применение получает упомянутый выше язык PHP, встраиваемый в HTML-код и исполняемый в аппаратной среде сервера.

Для сохранения результатов моделирования в графическом формате оптимальной является стандартная бесплатная программа GnuPlot.

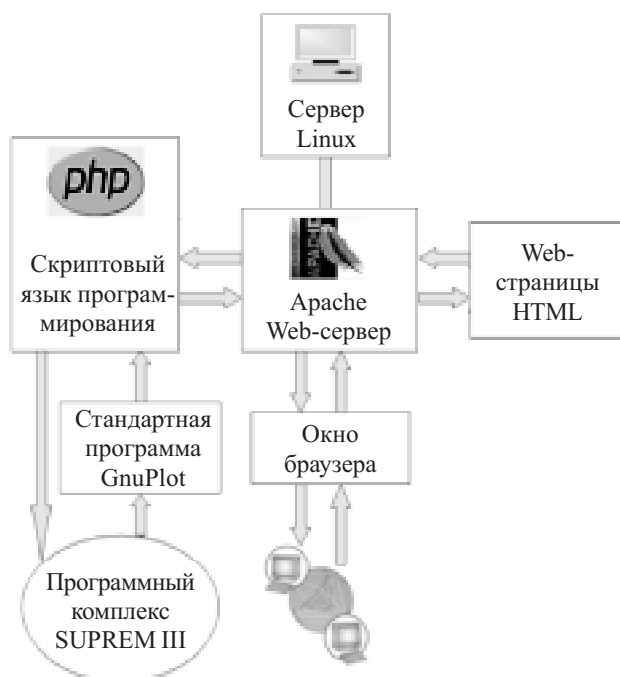


Рис. 1. Структурная схема аппаратно-программного комплекса GUI-SUPREM III

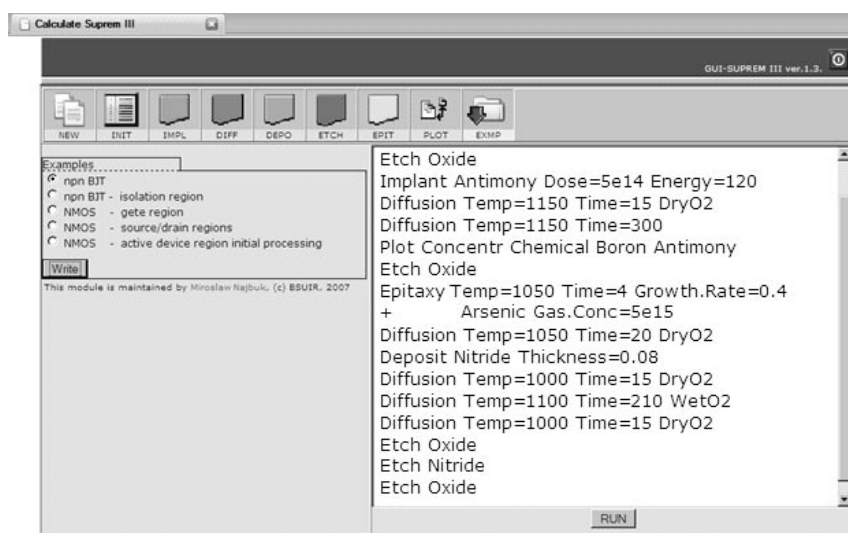


Рис. 2. Окно Web-сайта с динамической оболочкой

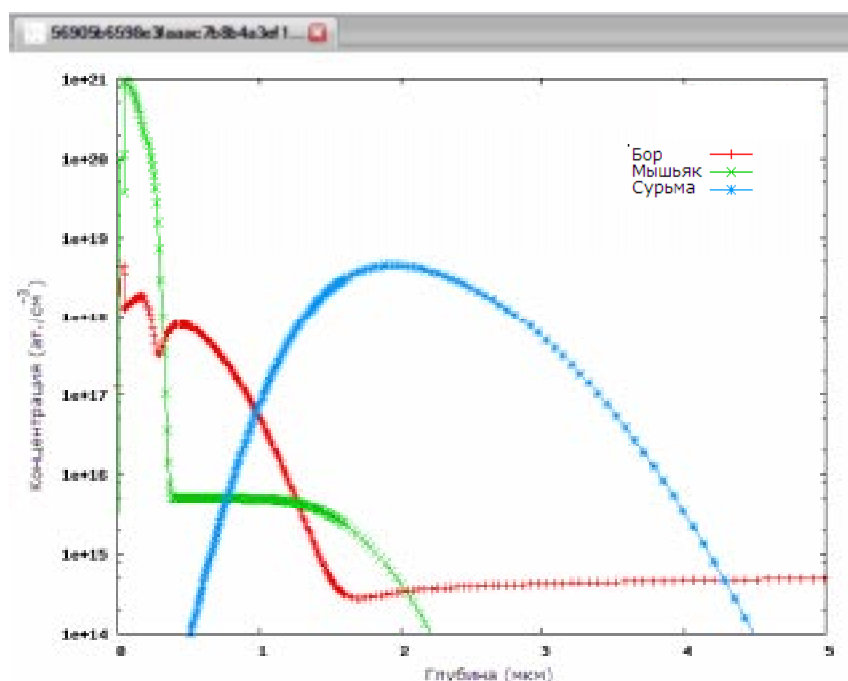


Рис. 3. Графики распределения концентрации примесей (бор, сурьма, мышьяк) по глубине подложки

В соответствии со структурной схемой, приведенной на **рис. 1**, реализован аппаратно-программный комплекс GUI (Graphical User Interface) — SUPREM III [2—4] для проектирования в сети Интернет (<http://e-rudio.net>) технологии изготовления интегральных микросхем (ИМС).

В качестве программы для моделирования технологических процессов формирования ИМС используется пакет SUPREM III, который является аналогом коммерческой программы Suprem3, стоимость которой составляет более десяти тысяч долларов. Suprem3 входит в состав модуля проектирования технологии ИМС ATHENA компании Silvaco [5] — лидера среди разработчиков современных программных средств проектирования в микроэлектронике.

Программный пакет SUPREM III предназначен для одномерного по пространству физического моделирования отдельных операций и технологического маршрута изготовления кремниевых приборов микроэлектроники. Программа позволяет осуществлять физическое моделирование базовых технологических операций, включая диффузионное и имплантационное легирование, диффузионное перераспределение примесей, окисление, эпитаксию, травление. Результатом моделирования технологии ИМС в среде SUPREM III является геометрия структуры прибора.

Для ввода директив на моделирование и их параметров (как технологических, так и расчетных) в среде аппаратно-программного комплекса GUI-SUPREM III используется разработанная авторами на интерпретируемом языке JavaScript динамическая оболочка (**рис. 2**). В среде этой управляющей оболочки возможен запуск как текущего задания на моделирование, так и различных примеров моделирования, разработанных авторами.

Окно с результатами моделирования в среде аппаратно-программного комплекса GUI-SUPREM III представлено в качестве примера на **рис. 3**.

Предложенная концепция взаимодействия удаленных разработчиков, создающих единый проект (например, в области проектирования в микроэлектронике), позволила разработать аппаратно-программный комплекс GUI-SUPREM III для организации проектирования и обучения технологии в микроэлектронике в глобальной сети Интернет.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Глушко А. А., Родионов И. А., Макачук В. В. Моделирование технологии изготовления субмикронных КМОП СБИС с помощью систем TCAD // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2007. — № 4. — С. 32—34.
2. Нелаев В. В., Стемпичий В. Р. Технологическое проектирование интегральных схем. Программа SSUPREM4. Учебн. пособие. — Минск: БГУИР, 2004.
3. Найбук М. Н., Нелаев В. В. Программный модуль GUI-SUPREM III для проектирования технологии интегральных схем. Методич. пособие. — Минск: БГУИР, 2007.
4. Najbuk M., Nelayev V. Internet-based learning and design in microelectronics // Proc. Int. Conf. «e-learning jako metoda spomagajaca proces kształcenia», Gdańsk, Poland, 2006. — P. 72—76.
5. <http://www.silvaco.com>

Д. т. н. А. А. ДРУЖИНИН, к. т. н. Ю. Н. ХОВЕРКО,
А. М. ВУЙЦИК

Украина, НУ «Львовская политехника»
E-mail: druzh@polynet.lviv.ua

Дата поступления в редакцию
27.11.2007 г.

Оппонент к. т. н. В. И. КОВАЛЬКОВ
(ОНПУ, г. Одесса)

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ДЕФОРМАЦИИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ КОНСТРУКЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ

Для исследования свойств конструкционных материалов во многих случаях возникает необходимость исследования механических свойств массивных образцов непосредственно в действующих конструкциях. На сегодняшний день одним из наиболее простых способов получения информации о распределении деформации вдоль массивного образца является тензометрический метод измерения [1], когда на образце закрепляется большое количество тензорезисторов. Измеряя сопротивление каждого из них, получают интегральную информацию о деформации и механическом напряжении, которые возникают в материале. При переходе от аналоговых измерений к цифровым существенно облегчается сбор и обработка информации, вследствие чего упрощается конструкция изделия; при этом полностью не отпадает необходимость обработки сигнала различными аналоговыми приборами [2].

Целью настоящей работы является создание многоканальной измерительной системы, которая сопряжена с компьютером и дает возможность снимать электрический сигнал с различных первичных источников (сенсоров). Используя основные особенности сопряжения сенсоров с микроконтроллерами, в частности, особенности двухканальной системы измерения усилия-перемещения [3], в лаборатории

сенсорной электроники НИЦ «Кристалл» был разработан автономный автоматический измеритель деформации (рис. 1) на базе микроконтроллера Atmel ATmega 16.

Аналоговая часть разработанного устройства построена на базе мультиплексора, количество измерительных каналов в котором составляет 32, включает также инструментальный усилитель и отдельный блок питания. Цифровая часть измерительной системы выполнена на базе микроконтроллера Atmel ATmega 16. Интерфейс цифрового блока устройства с его аналоговой частью выполнен по шине SPI с отдельной адресной шиной, что позволяет подключать к цифровой части 16 аналоговых блоков. Таким образом, общее количество измерительных каналов составляет 512 и при необходимости может быть увеличено. Аналоговая часть устройства показана на рис. 2. Система рассчитана на обработку сигналов, поступающих от тензорезисторов и может работать автономно или передавать результаты измерений на компьютер.

В измерительном устройстве использовано основное преимущество цифровой техники — сравнительная простота реализации операций высокого уровня, а именно: подавление шумов, усиление, цифровая фильтрация и нелинейная обработка сигнала. При этом функциональная нагрузка на чувствительный элемент сенсора уменьшается, и снижаются требования к характеристикам элемента. Кроме того, благодаря цифровой обработке становится возможным измерение достаточно малых величин. Так, чувствительная часть измерительной системы построена в виде полумоста Уитсона и состоит из двух тензорезисторов: один — термокомпенсационный, который находится в тех же условиях, что и измерительный, который наклеивается в точке исследования деформации. Питание моста осуществляется от стабилизированного источника напряжения. Полезный сигнал с моста поступает на аналоговый мультиплексор и через инструментальный усилитель AD620 — на аналогово-цифровой преобразователь. Для коммутации полезного сигнала используется аналоговый мультиплексор фирмы Analog Devices ADG731, который имеет очень низкое проходное сопротивление (≈ 4 Ом) во включенном состоянии, высокую временную стабильность сопротивления, достаточную сим-

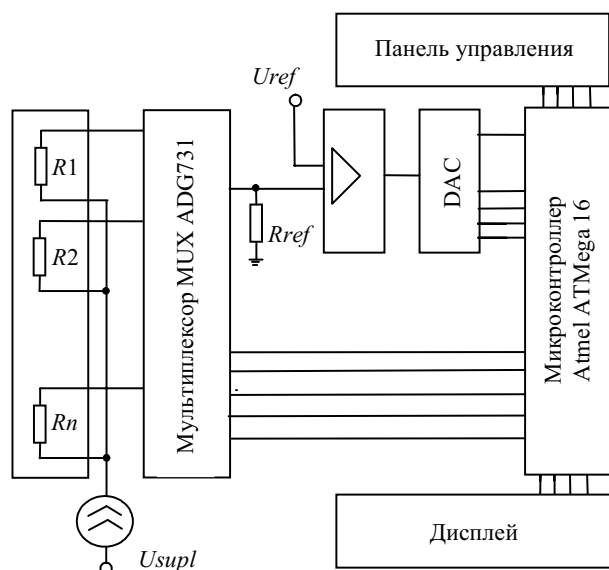


Рис. 1. Структурная схема измерительной системы

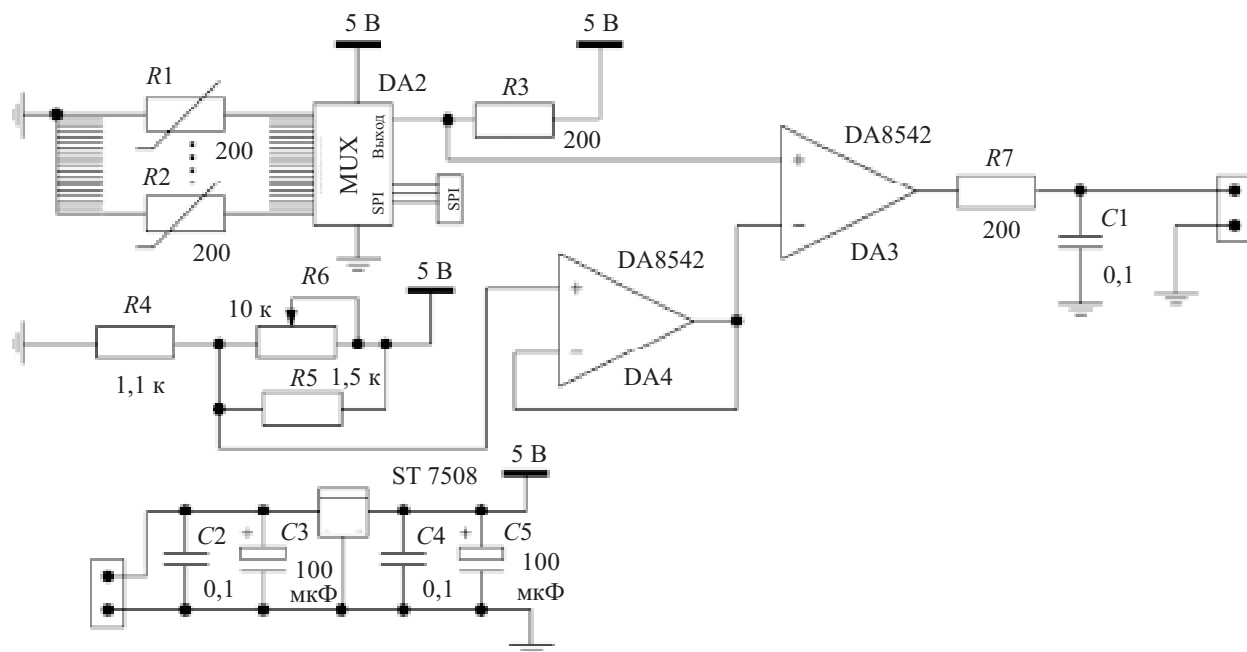


Рис. 2. Модуль аналогового преобразования системы измерения усилия-перемещения

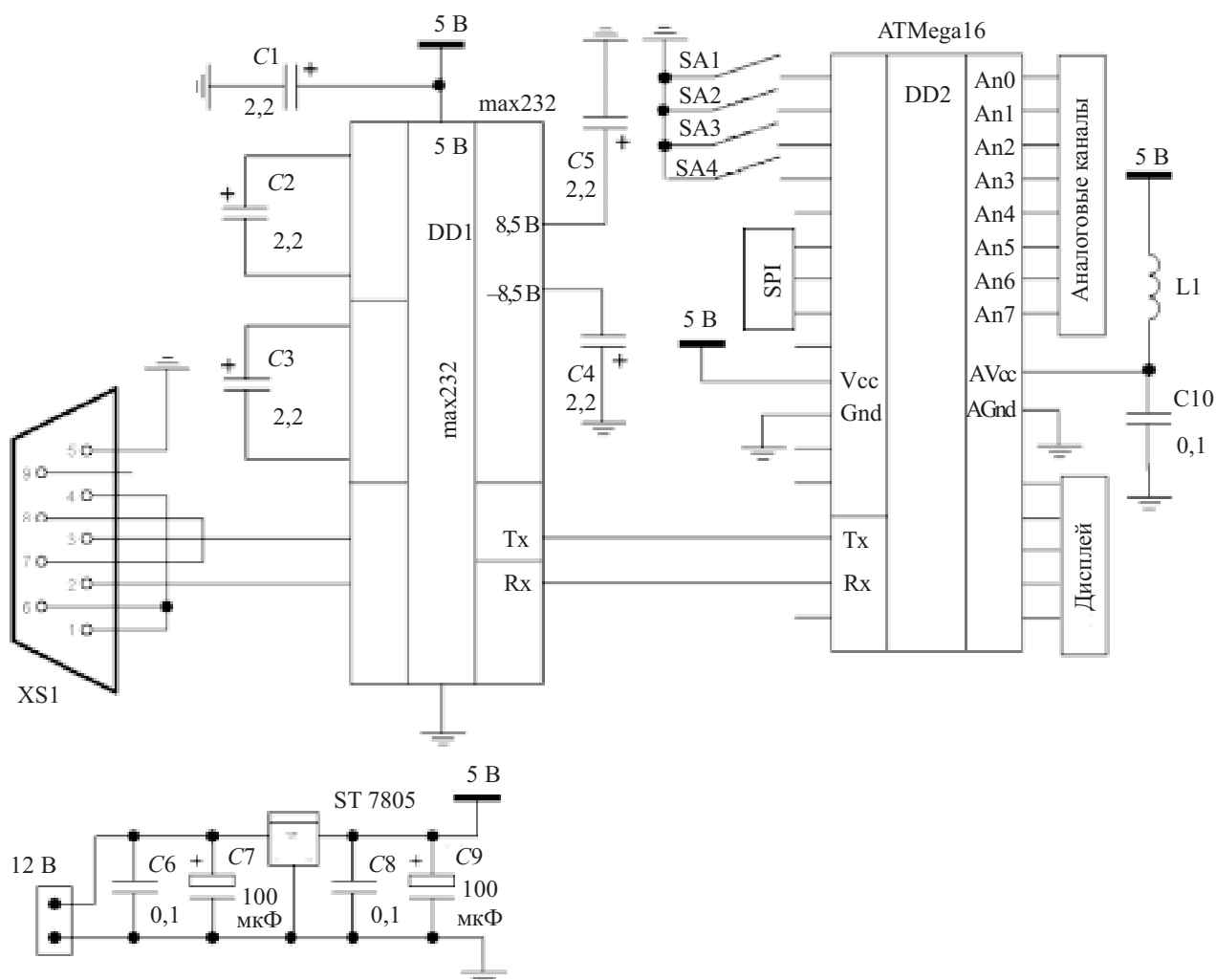


Рис. 3. Модуль цифрового преобразования

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ

Технические характеристики измерительной системы

Параметр	Значение	Примечание
Напряжение питания устройства	7,5—15 В	
Потребляемый ток	менее 110 мА	С подсоединенным сенсором
Количество измерительных каналов	32	Есть возможность наращивания количества измерительных каналов системы
Коэффициент усиления по дифференциальному входу	10—1000	Настраивается в соответствии с требуемой чувствительностью
Погрешность измерения деформации	не больше 3%	
Разрядность АЦП	10 бит	
Длительность измерения одного канала	3,53 мкс	
Погрешность усиления	не более 1,5%	
Абсолютная точность АЦП	2 последних значащих бита	Для всех каналов
Интегральная нелинейность АЦП	0,5 последних значащих бита	Для всех каналов
Диапазон частот измеряемых сигналов	0—20 Гц	Для всех каналов
Скорость передачи данных на персональный компьютер	9600 бод	
Управляющая последовательность символов послыски для АЦП N -го канала	"ResN"	N — номер канала

метричность во всех каналах. Устройство, собранное на современной элементной базе, имеет малые габаритные размеры.

Как уже упоминалось, цифровая часть измерительной системы построена на базе микроконтроллера Atmel ATmega 16, который управляет всеми периферийными устройствами и осуществляет первичную обработку сигнала с измерительного моста. Модуль цифрового преобразования, согласно структуре измерительной системы (рис. 1), представлен на **рис. 3**. Микроконтроллер имеет встроенный 10-разрядный аналогово-цифровой преобразователь. Ядро ATmega имеет высокое быстродействие за счет исполнения большинства инструкций за один период тактового генератора, малую энергоемкость [4]. Во избежание дополнительных шумов от цифровых блоков микропроцессор устройства на время измерений переводится в спящий режим, затем вновь активируется. Для обеспечения минимальной задержки между измерениями в соседних каналах во время одной серии полученный с предыдущего канала результат сохраняется во внутренней оперативной памяти до окончания измерений всей серии, после чего все результаты пакетом передаются на компьютер. Затем начинается новая серия измерений. Основные технические характеристики измерительной системы сведены в **таблицу**.

Измерительная система дополнительно позволяет управлять интервалом времени между сериями измерений или проводить избирательно мониторинг одного канала и сохранять его данные в компьютере.

Таким образом, предложенный вариант сопряжения тензорезисторов с микроконтроллерами позволяет использовать микроконтроллеры Atmel ATmega для сопряжения сенсорных устройств с современными компьютерными системами. В разработанной на основе микроконтроллера Atmel ATmega16 многоканальной системе обработки информации для тензорезистивных первичных источников сигнала существенно увеличено количество измерительных каналов. Предложенный измеритель деформации был апробирован при исследовании распределения деформации на железобетонных балочных мостовых конструкциях.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Дружинин А. А., Марьямова И. И., Лавитская Е. Н. и др. От полупроводниковых тензорезисторов к микроэлектронным датчикам // Датчики и системы. — 2001. — № 6. — С. 2—7.
2. Вуйцик В., Голяка Р., Каліта В. та ін. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред. 3. Готри, Р. Голяки. — Львів: Видавництво Держ. ун-ту "Львівська політехніка", 1999.
3. Дружинин А. А., Матвиенко С. Н., Вуйцик А. М. и др. Универсальная система для измерения усилия-перемещения // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2006. — № 5. — С. 46—49.
4. Atmel Atmega 16 datasheet. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/2466S.pdf
5. ADG731 PSoc™ Mixed Signal Array Preliminary Data sheet, Analog Devices MicroSystems, Inc. <http://www.analog.com>.

Д. т. н. З. Ю. ГОТРА, д. т. н. Р. Л. ГОЛЯКА, И. И. ГЕЛЬЖИНСКИЙ

Украина, НУ «Львовская политехника»
E-mail: stakhira@polynet.lviv.ua

Дата поступления в редакцию
25.02.2008 г.

Оппонент к. т. н. В. П. ПОПОВ
(НИИ микроприборов, г. Киев)

ИССЛЕДОВАНИЕ И ПОВЫШЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ РАБОТЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В СХЕМАХ ДРАЙВЕРОВ ЕМКОСТНЫХ СЕНСОРОВ

Разработан и исследован драйвер для работы с емкостной нагрузкой более 10 нФ, развязывающий выход операционных усилителей от реактивной нагрузки, обеспечивая этим высокую стабильность работы схемы.

В последнее время слово драйвер широко употребляется в области устройств компьютерной техники. С точки зрения емкостных сенсоров драйвер можно рассматривать как схемный узел, обеспечивающий формирование сигнала на емкостном первичном преобразователе сенсорного устройства с целью измерения электрической емкости этого первичного преобразователя [1].

Актуальность исследования именно операционных усилителей (ОУ) в схемах емкостных драйверов обусловлена тем, что эти преобразователи, представляющие собой твердотельные однокристалльные интегральные схемы, являются наиболее массовой элементной базой современных электронных схем аналогового сигнального преобразования и, в частности, сенсорных устройств. Работа операционных усилителей в схемах драйверов емкостных сенсоров, определяющей особенностью которых является емкостная нагрузка схемы, связана с рядом проблем, в частности, с уменьшением полосы рабочих частот, скорости нарастания выходного сигнала и увеличением фазового сдвига между выходным и входным сигналами [2].

Наиболее существенными проблемами являются потеря стабильности работы операционного усилителя и его автоколебательный процесс. В результате проведенного нами исследования установлено, что нестабильность наиболее сильно проявляется в операционных усилителях нового поколения, созданных для работы с низковольтными микроомными источниками питания, в т. ч. в интегральных схемах типа rail-to-rail. Эта проблема рассмотрена также в ряде публикаций и рекомендаций по внедрению ОУ [3].

Результат исследования выходного сигнала микроомного низковольтного rail-to-rail операционного усилителя AD8541 в схеме буферного повторителя импульсного сигнала представлен на **рис. 1**. Эксперимент проводился в следующих условиях: напряжение питания схемы 5 В; ОУ [4] использовался в схеме повторителя (100%-ная отрицательная связь);

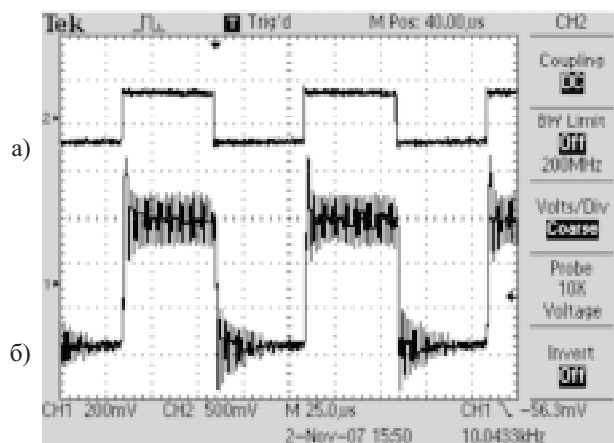


Рис. 1. Форма входного (а) и выходного (б) сигналов операционного усилителя AD8541 с емкостной нагрузкой

на вход схемы подавались импульсы прямоугольной формы амплитудой 200 мВ; операционный усилитель был нагружен емкостью $C_L=10$ нФ. Исследования проводились с помощью цифрового осциллографа нового поколения TDS 2022B (фирмы Tektronix, США), преимуществами которого являются широкая полоса частот, многоканальность и возможность передачи информации на компьютер [5].

Как видно из осциллограмм, ОУ с емкостной нагрузкой проявляет нестабильность работы. На вершине импульса имеет место генеративный процесс, а после завершения импульсов — затухающие автоколебания. Такая нестабильность работы не позволяет использовать указанный операционный усилитель в качестве драйвера емкостного сенсора.

Приведенные на **рис. 2** результаты моделирования подтверждают нестабильность работы операционного усилителя AD8541 в схеме буферного повторителя импульсного сигнала. Проанализируем причины нестабильности, а также рассмотрим способы стабилизации работы ОУ с емкостной нагрузкой с помощью математического моделирования схем, которое проводилось для приведенных выше условий и модели ОУ высшего уровня Level 3 [6].

Возможность работы ОУ с емкостной нагрузкой определяется в общем случае следующими факторами:

— внутренней структурой усилителя, в частности, его коэффициентом усиления, фазовой харак-

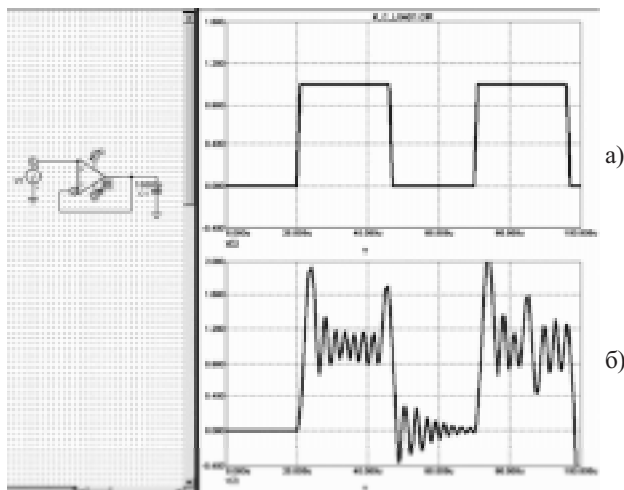


Рис. 2. Входной (а) и выходной (б) импульсы схемы ОУ с емкостной нагрузкой по результатам моделирования

теристикой и внутренними цепями коррекции фазо-частотной характеристики;

— импедансом цепи нагрузки и, в первую очередь, зависимостью сопротивления нагрузки от частоты;

— коэффициентами связи, ослабления и фазового сдвига в цепи обратной связи, в т. ч. влиянием на параметры цепи обратной связи нагрузки, входного импеданса и паразитных (монтажных) емкостей.

Однако основным фактором влияния на стабильность работы ОУ с емкостной нагрузкой является величина выходного сопротивления усилителя R_{OUT} . В идеальном случае ($R_{OUT}=0$) наличие любой емкостной нагрузки не вносит изменений в фазовую характеристику операционного усилителя и не приводит к потере стабильности его работы.

Цепи внутренней фазо-частотной коррекции современных ОУ в интегральном исполнении (однокристальная кремниевая интегральная схема) содержат, как правило, интегральные конденсаторы (преимущественно на основе структуры металл—диэлектрик—полупроводник) номиналом до 30 пФ, что является компромиссом между быстродействием усилителя и его стабильностью. Однако в некоторых схемах, например в контроллерах — актюаторах емкостных сенсорных устройств, драйверах коаксиальных кабелей, пиковых детекторах, устройствах выборки и хранения аналогового сигнала, могут возникнуть релаксационные и генерационные процессы, обусловленные емкостной нагрузкой.

Как показывает представленная на рис. 3, а схема замещения ОУ, емкостная нагрузка C_L и выходное сопротивление операционного усилителя R_{OUT} образуют RC -цепь первого порядка, обуславливающую изменение коэффициента передачи цепи обратной связи. Управляемый дифференциальным напряжением операционного усилителя источник питания VS моделирует коэффициент его усиления с разомкнутой обратной связью. Частотнозависимый коэффициент усиления данной схемы (рис. 3, б) определяется выражением

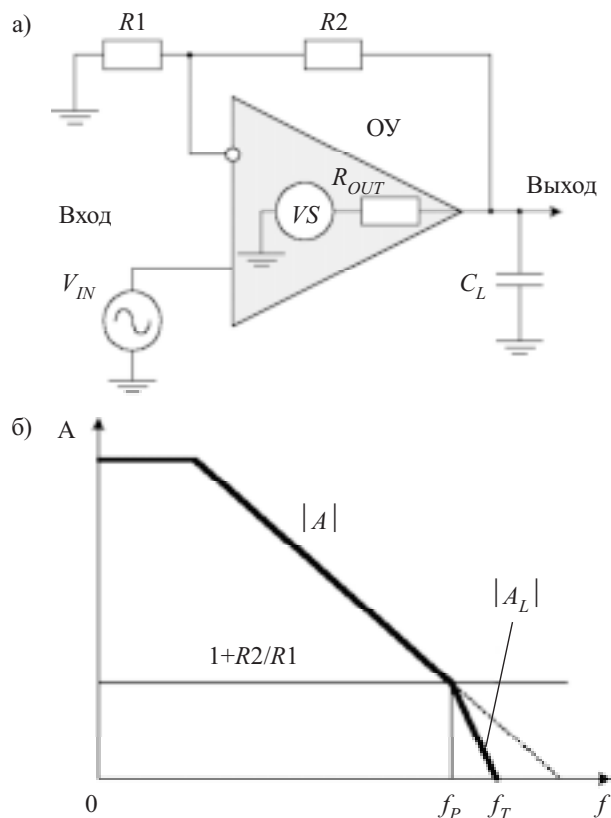


Рис. 3. Схема замещения (а) и амплитудно-частотная характеристика (б) операционного усилителя с емкостной нагрузкой

$$A_L = A(1 + jf/f_p)^{-1},$$

где f_p — частота излома,

$$f_p = 1/(2\pi R_{OUT} C_L);$$

A — коэффициент усиления разомкнутого ОУ без емкостной нагрузки на нулевой частоте.

Однокаскадное звено схемы характеризуется крутизной спада амплитудно-частотной характеристики до 20 дБ на декаду и может привести к запаздыванию выходного сигнала по фазе на 90° . Проблема заключается в том, что RC -цепь, образованная емкостной нагрузкой и выходным сопротивлением ОУ, увеличивает фазовую задержку, и при ее значении -180° отрицательная обратная связь превращается в положительную, приводя к возникновению автоколебательного процесса.

Таким образом, необходимо, во-первых, при разработке сигнальных усилителей всегда учитывать возможное возбуждение схем на операционных усилителях с емкостной нагрузкой и, во-вторых, определить пути минимизации этой нестабильности.

Методы стабилизации емкостных драйверов

Прежде всего следует подчеркнуть, что идеального решения проблемы стабилизации схем емкостных драйверов не существует, а ее решение является определенным компромиссом между динамическими характеристиками схемы и ее стабильностью. В каждом конкретном случае необходим подробный анализ и оптимизация параметров, а иногда необхо-

димо принципиально изменить подход к поставленной задаче.

Наиболее простым способом стабилизации ОУ с емкостной нагрузкой C_L является частичная развязка этой нагрузки от цепи обратной связи с помощью последовательного сопротивления R_S , однако это может улучшить стабильность схемы только частично.

Более эффективный метод стабилизации предусматривает высокочастотную коррекцию схемы емкостного драйвера дополнительными элементами обратной связи — конденсатором и резистором. Такое решение представлено на рис. 4, а. Конденсатор C_F уменьшает коэффициент усиления схемы и шунтирует емкостную нагрузку C_L на высокой частоте, а резистор R_X обеспечивает частичную развязку выхода ОУ от указанной емкостной нагрузки.

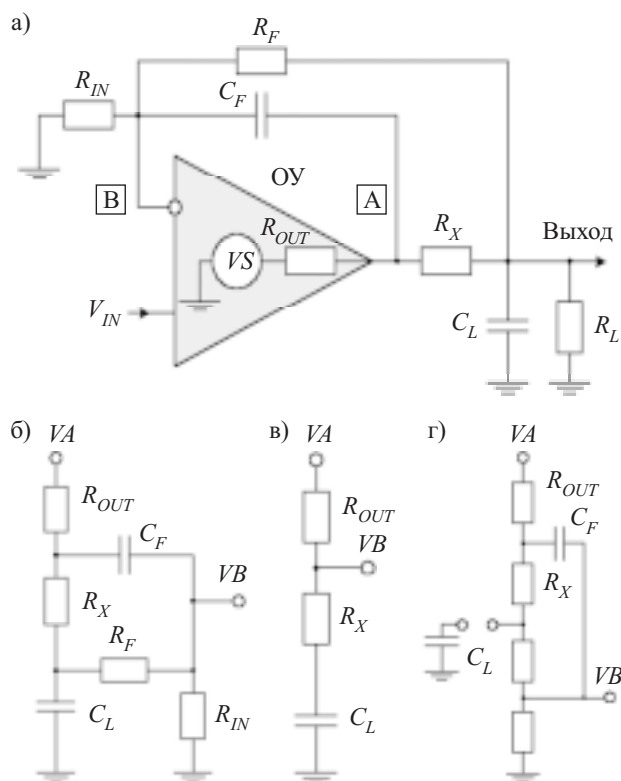


Рис. 4. Схема стабилизации емкостного драйвера неинвертирующего усилителя (а) и эквивалентные схемы цепей обратной связи (б, в, г)

Эквивалентная схема, объясняющая механизм стабилизации, представлена на рис. 4, б. Здесь VB обозначает напряжение на инвертирующем входе усилителя. При высокой частоте сопротивление конденсаторов C_F и C_L стремится к нулю. Для упрощения анализа рассмотрим отдельно поведение схемы на высокой частоте и на постоянном токе, предположив следующее:

— на высокой частоте конденсатор C_F закорочен, $R_X \ll R_F$, $R_{OUT} \ll R_{IN}$, нахождение полюса и нуля является функцией C_L , R_{OUT} и R_X . При этом частота излома f_p и нулевая частота f_z соответственно определяются из выражений

$$f_p = \frac{1}{2\pi(R_{OUT} + R_X)C_L}; \quad f_z = \frac{1}{2\pi R_X C_L};$$

— на постоянном токе конденсатор C_L разомкнут. При этом предположении частота излома f_p и нулевая частота f_z соответственно описываются выражениями

$$f_p = \frac{1}{2\pi[(R_X + R_F) \parallel (R_{OUT} + R_{IN})C_L]};$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi(R_X + R_F)C_F}.$$

Таким образом, можно рассчитать емкость конденсатора цепи обратной связи

$$C_F = \left(1 + \frac{1}{A_{CL}}\right) \left(\frac{R_F + R_{IN}}{R_F^2}\right) C_L R_{OUT},$$

где $A_{CL} = 1 + R_F / R_{IN}$ — коэффициент усиления ОУ с разомкнутой цепью обратной связи.

Пример проведенных нами исследований высокочастотной коррекции операционного усилителя AD8541 в схеме буферного повторителя импульсного сигнала при емкостной нагрузке $C_L = 20$ нФ представлен на рис. 5. Сравнение этих результатов с выходными сигналами схемы без коррекции (рис. 1) показывает, что задача стабилизации работы ОУ практически решена.

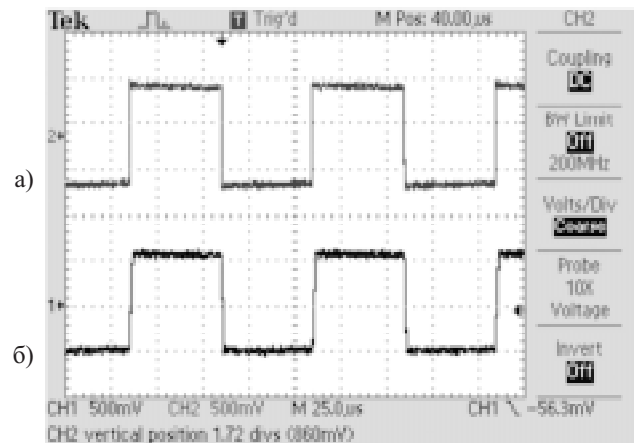


Рис. 5. Входной (а) и выходной (б) сигналы емкостного драйвера с коррекцией соответственно рис. 4

Определенным недостатком указанного метода является сужение полосы рабочих частот. В частности, на рис. 6, а показана форма выходных импульсов в случае значительного сужения полосы рабочих частот. Эту проблему необходимо учитывать при разработке высокочастотных драйверов емкостных сенсоров. Для сравнения на рис. 6, б показан другой крайний случай, когда при попытке получения широкой полосы частот теряется стабильность переходных процессов. Для данного примера компромиссным является вариант, представленный на рис. 6, в, который можно считать оптимальным решением.

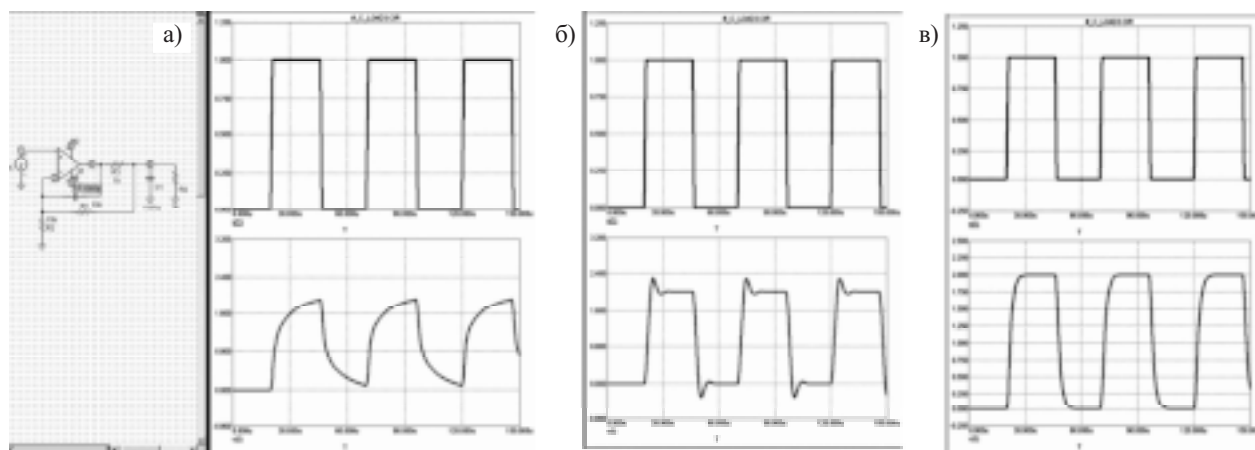


Рис. 6. Форма входных и выходных (нижний график) импульсов при значительном сужении полосы рабочих частот (а), при недостаточной частотной компенсации (б) и при оптимальной частотной компенсации (в) емкостного драйвера

Драйвер для большой емкостной нагрузки

Существуют задачи разработки емкостных драйверов с очень большой (выше 10 нФ) емкостной нагрузкой для обеспечения стабильной работы микро-мощных низковольтных операционных усилителей. Кроме этого, в ряде схем проявляется определенная нестабильность амплитуды выходного сигнала, обусловленная падением напряжения на включенном последовательно с нагрузкой резисторе R_X , а также уменьшение диапазона изменения выходного напряжения.

Для таких задач нами разработан специальный драйвер, схема которого представлена на рис. 7, а. Принципиальным ее отличием является развязка емкостной нагрузки при помощи каскада на транзисторах $T1$, $T2$, $T3$ и $T4$. Эти транзисторы образуют два токовых зеркала с масштабированием тока. Учти-
тая, что

$$V_{EB}(T1) + V(R2) + V(R3) + V_{EB}(T3) = V_{EB}(T2) + V_{EB}(T4),$$

$$V_{EB}(T2) \approx V_{EB}(T4),$$

коэффициент масштабирования тока I_{OUT}/I_{IN} можно определить из уравнения

$$I_{IN} \cdot R2 + m\phi_T \ln \left(\frac{I_{IN}}{I_O} \right) = m\phi_T \ln \left(\frac{I_{OUT}}{I_O} \right),$$

где V_{EB} — напряжение $p-n$ -перехода эмиттер–база;

m — коэффициент неидеальности эмиттерных переходов транзисторов;

I_O — ток насыщения $p-n$ -перехода;

ϕ_T — температурный потенциал;

I_{IN} — ток на входе каскада (он же — выходной ток операционного усилителя);

I_{OUT} — ток на выходе каскада (он же — ток емкостной нагрузки).

Положительный эффект достигается тем, что выходной ток ОУ, а значит и влияние его выходного сопротивления на частотную нестабильность, уменьшается на величину коэффициента масштабирования тока выходного каскада. Следует также отметить, что величина коэффициента масштабирования тока не имеет определенного влияния на величину выход-

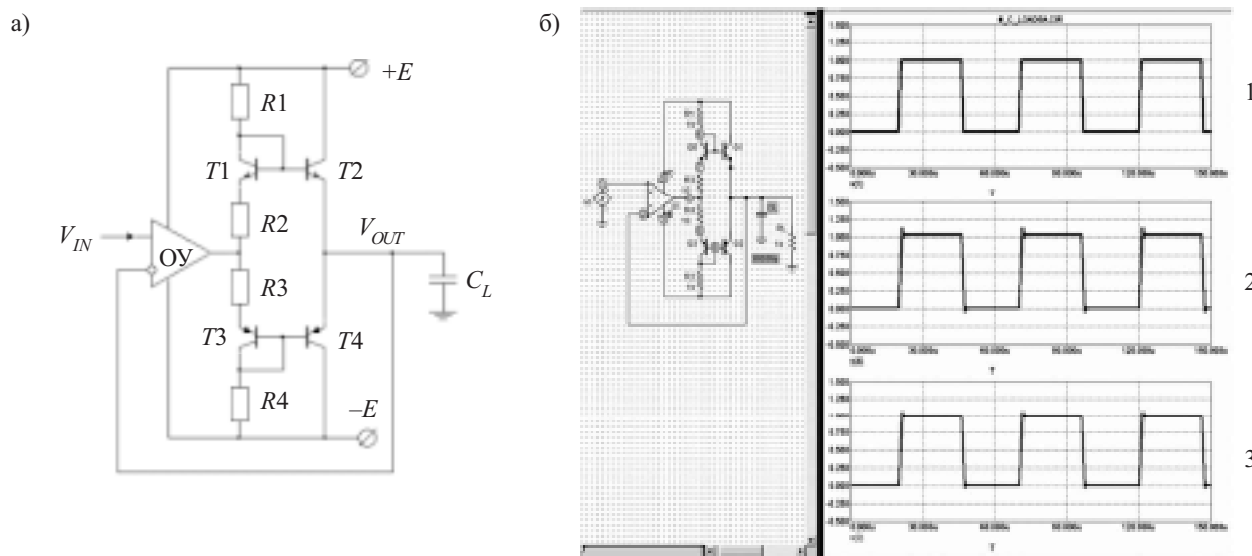


Рис. 7. Схема (а) и результаты моделирования (б) емкостного драйвера:

1 — входной сигнал; 2 — сигнал на выходе операционного усилителя; 3 — сигнал на емкости нагрузки C_L

ного сигнала, т. к. схема охвачена 100%-ной отрицательной обратной связью. Это подтверждается результатами моделирования емкостного драйвера, представленными на рис. 7, б. Верхний график отображает входной сигнал, средний — сигнал на выходе ОУ, а нижний — сигнал на емкости нагрузки C_L . Как показывают результаты, даже в случае емкостной нагрузки $C_L=30$ нФ схема остается стабильной, а форма и амплитуда выходного сигнала полностью соответствуют соответствующим параметрам входного сигнала.

Предложенная схема может быть полезной при реализации драйверов длинных линий передачи сигнала на основе коаксиальных кабелей с большой погонной емкостью, для формирования опорного напряжения вторичных преобразователей сигнала сенсоров при однополярных низковольтных источниках питания, а также для широкого ряда схем, требующих повышенного выходного тока и минимального выходного сопротивления.

Для практической реализации предложенного емкостного драйвера необходимо, во-первых, чтобы транзисторы были попарно взаимно тождественными, во-вторых, чтобы они имели достаточно высокий коэффициент усиления по току и, в-третьих, имели достаточно низкое входное сопротивление. Наилучшим решением является использование спаренных транзисторов, в частности, MAT01 и MAT03 [7, 8] фирмы Analog Devices (США). Разница напряжений V_{EB} таких спаренных транзисторов не превышает 40 мкВ, температурный дрейф — 0,15 мкВ/°С, расхождение коэффициентов усиления — 0,7%, коэффициент усиления тока — не менее 500 для MAT01

и 100 для MAT03, а выходное сопротивление — не более 1 Ом.

Таким образом, проведено детальное моделирование и экспериментальное исследование ряда схем емкостных драйверов на ОУ, а полученные результаты позволяют оптимизировать параметры таких схем и выработать рекомендации по их использованию. Разработан и исследован драйвер для работы со значительной емкостной нагрузкой (свыше 10 нФ), развязывающий выход операционных усилителей от реактивной нагрузки, обеспечивая этим высокую стабильность работы схемы.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред. З. Ю. Готри, Р. Л. Голяки.— Львів: Львівська політехніка, 1999.
2. Голяка Р. Л., Мельник О. М., Гельжинський І. І. Компенсація паразитного впливу лінії передачі сигналу в мікроелектронних сенсорах ємнісного типу / Вісник Нац. університету „Львівська політехніка”. Елементи теорії та прилади твердотілої електроніки.— 2004.— № 512.— С. 71—78.
3. Soufiane Bendaoud, Giampaolo Marino. Practical Techniques to avoid instability due to capacitive loading // Analog Dialog.— 2004.— 38—06. www.analog.com.
4. General-Purpose CMOS Rail-to-Rail Amplifiers AD8541/42/44. Data sheet. www.analog.com.
5. TDS 2000 Series Oscilloscope. Data sheet. www.tek.com.
6. Daniel Foty, MOSFET Modeling with SPICE. Principles and Practice, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River. NJ 07458. 1997.
7. Matched Monolithic Dual Transistor. Data sheet. www.analog.com.
8. Low noise Matched Dual PNP Transistor. Data sheet. www.analog.com.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Умняшкин С. В. Теоретические основы цифровой обработки и представления сигналов.— М.: Форум, Инфра-М, 2008.— 304 с.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлению «Информатика и вычислительная техника» и специальности «Прикладная математика», включает в себя общие теоретические вопросы, связанные с цифровым представлением сигналов, основами анализа линейных дискретных систем. Значительное внимание уделено вопросам эффективного представления информации (сжатия данных) и использования вейвлет-преобразований.

Предназначено для студентов вузов, может быть рекомендовано в качестве дополнительного материала для направлений радиотехнического и телекоммуникационного профиля.

Росляков А. В. Сети доступа.— М.: Горячая линия—Телеком, 2008.— 96 с.

Рассмотрены вопросы построения современных сетей доступа и модернизации существующих сетей, а также приведена классификация необходимых для этого современных проводных и беспроводных технологий. Наибольшее внимание в пособии уделено самым востребованным в настоящее время широкополосным технологиям цифровых абонентских линий xDSL.

Для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению «Телекоммуникации» может быть полезно специалистам.



К. т. н. Ю. Э. ПАЭРАНД, Ю. В. БОНДАРЕНКО,
А. Ф. БОНДАРЕНКО

Украина, г. Алчевск, Донбасский государственный технический
университет
E-mail: paerand@mail.ru, bondarenkoaf@gmail.com

Дата поступления в редакцию
18.10 2007 г.

Оппонент д. т. н. А. Ф. КАДАЦКИЙ
(ОНАС, г. Одесса)

ФОРМИРОВАТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ ТОКА ДЛЯ КОНТАКТНОЙ СВАРКИ

Предложена классификация формирователей импульсов тока для контактной сварки, учитывающая новые схемотехнические решения в данной области и тенденции ее развития.

Одной из важнейших составляющих оборудования для контактной сварки являются формирователи импульсов тока. Именно на них возлагается задача обеспечения необходимых для сварки амплитуды, длительности протекания и формы импульса сварочного тока, от которых напрямую зависит качество получаемых соединений. В связи с тем, что уровень развития электронной техники, приборостроения предъявляет все более возрастающие требования к качеству сварных соединений, возрастают и требования к параметрам формируемых импульсов, а также к характеристикам формирователей этих импульсов.

Для решения ряда технических задач, связанных с проектированием формирователей импульсов тока для контактной сварки (ФИТКС), возникает необходимость в проведении анализа принципов построения таких формирователей с позиций их функциональных возможностей, быстродействия, точности отработки заданной формы сварочных импульсов, влияния формирователя на питающую сеть. На данный момент можно констатировать отсутствие публикаций, способных достаточно полно осветить рассматриваемый класс устройств преобразовательной техники, дать представление об их основных характеристиках. В существующих публикациях не отражены новые схемотехнические решения в рассматриваемой области, а также современные тенденции ее развития. Кроме того, ни в одной из известных работ четко не выделены признаки, на основе которых можно классифицировать формирователи импульсов для контактной сварки. Так что, несмотря на имеющуюся информацию, получить представление о формирователях импульсов как классе устройств преобразовательной техники довольно сложно.

Целью работы является анализ и обобщение принципов построения формирователей импульсов тока для контактной сварки, а также выделение признаков, по которым можно классифицировать такие преобразователи, и составление на их основе современной классификации.

Контактные машины по типу источника сварочного тока классифицируют следующим образом: переменного тока, низкочастотные, постоянного тока и конденсаторные. Подобной классификации придерживаются авторы [1, 2]. В современной машиностроительной энциклопедии [3] к указанным типам источников сварочного тока добавлен еще один — повышенной частоты. Авторы [4] формирователи импульсов разделяют по количеству фаз питающей сети (одно- и трехфазные) и по типу источника питания (однофазные переменного тока, постоянного тока, низкочастотные и импульсные — конденсаторные и электромагнитные). В работе [5] выделены четыре типа ФИТКС: 1) с непосредственным питанием от сети через тиристорный контактор; 2) с питанием сварочного трансформатора разрядом батареи конденсаторов; 3) формирователи, которые представляют собой комбинацию двух предыдущих, причем первый из них используется для подогрева соединяемых деталей, для стабилизации контактных сопротивлений, а второй — для последующей сварки; 4) формирователи, обеспечивающие питание сварочного трансформатора током повышенной частоты.

Зарубежные авторы и многие фирмы-производители придерживаются следующей классификации: формирователи импульсов переменного тока на основе тиристорных регуляторов переменного напряжения (AC Type), формирователи импульсов на основе разрядно-конденсаторных структур (Capacitive Discharge Type), формирователи импульсов постоянного тока на основе транзисторных регуляторов (Transistor Type или Linear DC Type), формирователи импульсов на основе инверторных преобразователей (Inverter Type). В [6] приведено разделение формирователей импульсов на две большие группы: ФИТКС, потребляющие энергию из сети только во время сварки (Direct Energy), и ФИТКС, осуществляющие накопление энергии в паузах между сварками (Energy Storage). К первой группе авторы отнесли следующие типы формирователей: однофазные переменного тока (Single-Phase Alternating Current); однофазные переменного тока с коррекцией коэффициента мощности (Single-Phase Alternating Current Plus Correction to Reduce KVa Demand); ФИТКС с распределенной нагрузкой (Load Distributing Type); преобразователи частоты (Frequency Converters); выпрямители (Dry-Disc Rectifier). Ко второй группе от-

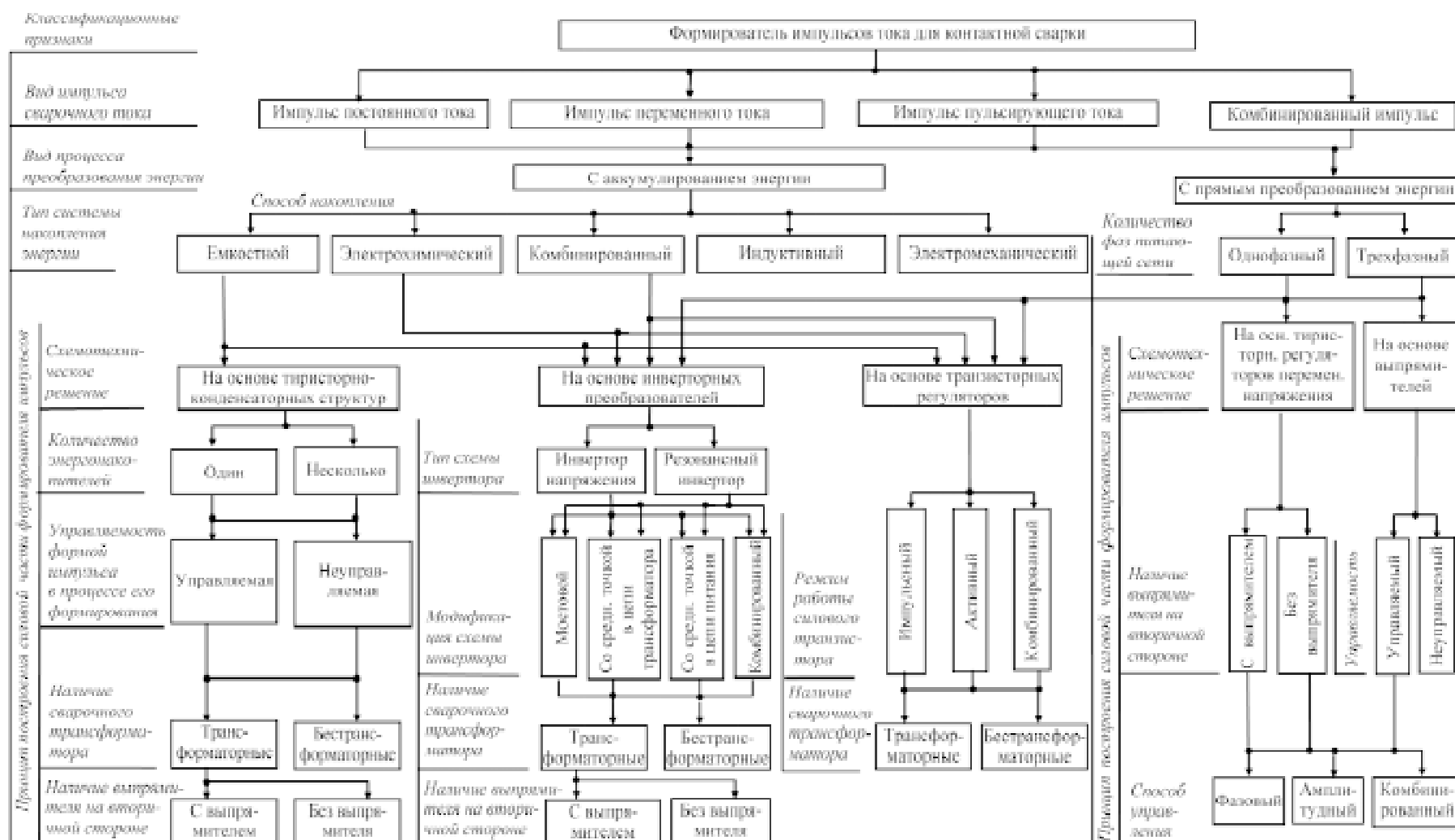


Рис. 1. Классификационная схема формирователей импульсов тока для контактной сварки

носятся формирователи разрядно-конденсаторные (Capacitor Discharge), электромагнитные (Electromagnetic), с аккумуляторной батареей (Storage Battery), электромеханические, в которых энергия запасается во вращающемся маховике (Homopolar Generator).

Очевидно, что общепринятая отечественная и зарубежная классификации имеют существенные отличия. Следует также отметить, что в известных классификациях, за исключением [4, 7], не выделены четко классификационные признаки.

Анализ литературы, патентов, каталогов, технических описаний и др., содержащих сведения о ФИТКС, позволил выделить основные признаки и составить классификационную схему формирователей импульсов, представленную на **рис. 1**.

Наиболее общим классификационным признаком можно считать *вид формируемого импульса сварочного тока*, в соответствии с которым можно выделить группы формирователей импульсов постоянного, переменного и пульсирующего тока [8], а также комбинированных импульсов тока [9]. Наиболее характерные формы импульсов сварочного тока показаны на **рис. 2**.

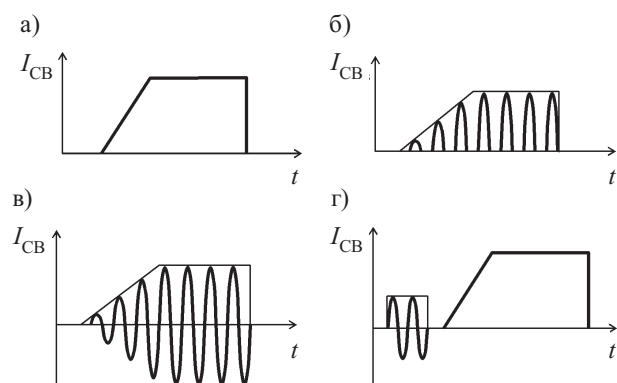


Рис. 2. Формы импульсов сварочного тока:

а — постоянного; б — пульсирующего; в — переменного; г — комбинированный

По виду преобразования энергии ФИТКС можно разделить на две группы: формирователи с прямым преобразованием энергии (Direct Energy) [1, 2, 6, 7], преобразующие энергию непосредственно из питающей сети в процессе сварки, и формирователи с аккумулярованием энергии (Stored Energy) [10], преобразующие в процессе сварки предварительно запасенную в системах накопления энергию.

ФИТКС с прямым преобразованием энергии по количеству фаз питающей сети можно разделить на одно- и трехфазные [4].

Также ФИТКС с прямым преобразованием энергии питающей сети делятся по схемотехническому решению силовой части. Различают схемы на основе тиристорных регуляторов переменного напряжения [11, 12], на основе выпрямителей [1, 2], на основе инверторных преобразователей [13, 14], на основе транзисторных регуляторов [15].

Как правило, все схемы на основе тиристорных регуляторов переменного напряжения (**рис. 3**) содержат сварочный трансформатор, в связи с чем их мож-

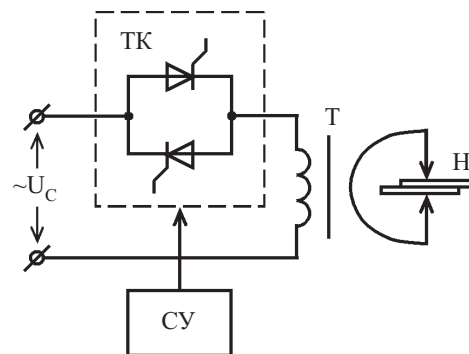


Рис. 3. Схема ФИТКС на основе тиристорного регулятора напряжения:

ТК — тиристорный коммутатор; СУ — система управления; Т — трансформатор; Н — нагрузка

но разделить на две группы: с выпрямителем на вторичной стороне сварочного трансформатора [1, 4] и без выпрямителя [11, 12].

Схемы формирователей импульсов на основе выпрямителей (**рис. 4**) по управляемости процессом формирования можно разделить на управляемые и неуправляемые.

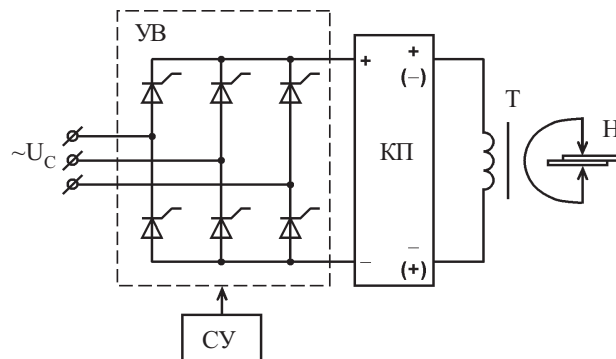


Рис. 4. Схема ФИТ на основе выпрямителя:

КП — коммутатор полярности; УВ — управляемый выпрямитель

Схемы ФИТКС на основе тиристорных регуляторов переменного напряжения и схемы на основе управляемых выпрямителей по способу управления можно разделить на следующие типы: с фазовым управлением (изменением угла отпирания тиристоров); с амплитудным управлением (изменением коэффициента трансформации сварочного трансформатора); с комбинированным (амплитудно-фазовым) управлением.

ФИТКС с аккумулярованием энергии по типу системы накопления энергии можно разделить на группы с емкостными, электрохимическими, индуктивными, электромеханическими [1, 2, 6, 10, 16] и комбинированными накопителями [17].

Для ФИТКС с аккумулярованием энергии различают следующие *схемотехнические решения силовой части*: схемы на основе тиристорно-конденсаторных структур [1, 6, 16, 18], на основе инверторных преобразователей [17, 19, 20] и на основе транзисторных регуляторов [21—23].

Схемы формирователей импульсов с аккумулярованием энергии на основе тиристорно-конденсаторных структур (**рис. 5**) можно, в свою очередь, разде-

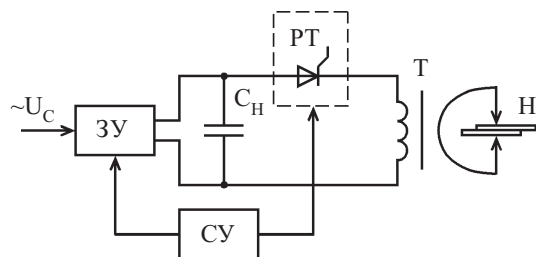


Рис. 5. Схема ФИТКС с аккумуляцией энергии:
ЗУ — зарядное устройство; РТ — разрядный тиристор

лить по количеству разряжающихся независимо друг от друга энергонакопительных конденсаторов (с одним или несколькими энергонакопителями); по управляемости формой импульса в процессе его формирования (управляемые и неуправляемые); по наличию сварочного трансформатора (трансформаторные и бестрансформаторные); по наличию выпрямителя на вторичной стороне (с выпрямителем и без выпрямителя).

ФИТКС на основе инверторных преобразователей могут быть построены как по схеме с прямым преобразованием энергии питающей сети [13, 14], так и по схеме с аккумуляцией энергии (рис. 6) [19, 20, 24]. Далее их можно разделить таким образом:

— по типу применяемых для контактной сварки схем — ФИТКС на основе инверторов напряжения [14] и ФИТКС на основе резонансных инверторов [24];

— по модификации схемы инвертора — мостовые [13, 14], со средней точкой в цепи трансформатора [19, 20], со средней точкой в цепи питания [25] и комбинированные [24];

— по наличию сварочного трансформатора — трансформаторные и бестрансформаторные;

— по наличию выпрямителя вторичной стороне [13] — ФИТКС с выпрямителем и ФИТКС без выпрямителя.

ФИТКС на основе транзисторных регуляторов могут быть построены как по схеме с прямым преобразованием энергии питающей сети [15], так и по схеме с аккумуляцией энергии [21—23, 31] (рис. 7).

Из этой группы ФИТКС на основе транзисторных регуляторов можно разделить:

— по режиму работы силовых транзисторов — импульсные [22], активные [21, 23, 31] и комбинированные;

— по наличию сварочного трансформатора — трансформаторные [15, 21] и бестрансформаторные [21—23].

Рассмотрение ФИТКС с позиций теории автоматического регулирования позволяет классифицировать их по такому признаку как *управляемость процессом формирования* на две группы: неуправляемые и управляемые с системами автоматического регулирования [21, 26]. Управляемые формирователи с системами автоматического регулирования всегда выполняются как системы программного регулирования и бывают разомкнутыми, замкнутыми, системами компенсации (регулирование по возмущению) или комбинированными. Формирователи импульсов с замкнутыми системами программного регулирования по характеру внутренних динамических процессов можно разделить на системы непрерывного действия и системы дискретного действия.

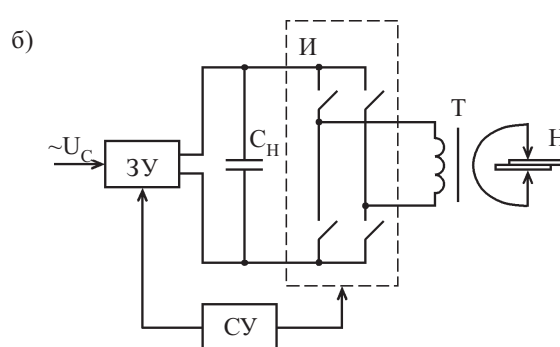
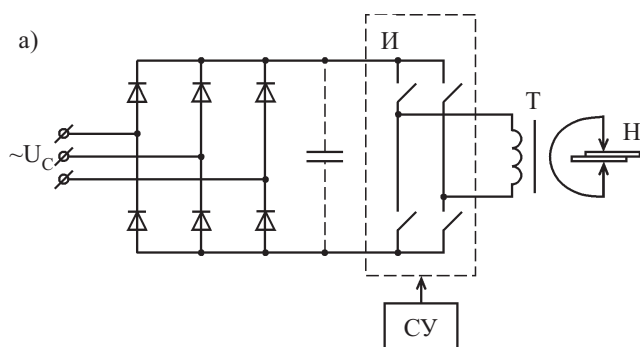


Рис. 6. Схемы ФИТКС на основе инверторных преобразователей (И):
а — с прямым преобразованием энергии сети; б — с аккумуляцией энергии

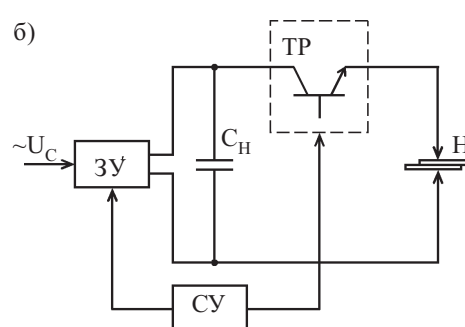
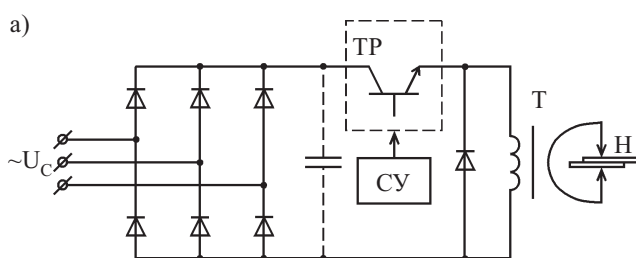


Рис. 7. Схемы ФИТКС на основе транзисторных регуляторов (ТР):
а — с прямым преобразованием энергии; б — с аккумуляцией энергии

В формирователях, представляющих собой разомкнутые системы регулирования, форма сварочных импульсов определяется параметрами элементов разрядного контура, и возможность ее изменения в процессе сварки отсутствует, поэтому нужную форму сварочного импульса и, соответственно, высокое качество соединения удастся получить не всегда.

Особое положение в области контактной сварки занимает контактная микросварка, которая обеспечивает соединение миниатюрных деталей малой толщины и малых сечений (от нескольких микрометров до 0,5 мм) [1]. Контактная микросварка имеет свои особенности, которые создают дополнительные сложности при разработке технологии сварки и выборе типа формирователя импульсов. Среди таких особенностей выделяют очень малую длительность процесса сварки и существенно возрастающую роль переходных контактных сопротивлений как источников теплоты вследствие увеличения значений и разброса этих сопротивлений. Необходимо отметить, что режимы контактной сварки принято называть мягкими, если длительность сварки $t_{\text{св}} \geq 0,1$ с, и жесткими при $t_{\text{св}} < 0,1$ с [1, 16]. Однако для микросварки время $t_{\text{св}}$ может составлять десятые доли миллисекунды и меньше. В связи с этим авторами [16] было введено понятие о «сверхжестких» режимах контактной сварки, которые являются наиболее характерными для микросварки ($t_{\text{св}} \leq 0,01$ с).

Используя классификационную схему на рис. 1, проведем анализ возможных вариантов построения ФИТКС для контактной микросварки.

Сравнивая ФИТКС по виду преобразования энергии, можно сделать вывод, что более предпочтительными для контактной микросварки являются формирователи импульсов с аккумулярованием энергии, поскольку в таком случае отсутствуют проблемы электромагнитной совместимости формирователей с питающей сетью, легко обеспечивается накопление нужного количества энергии (ввиду того, что для микросварки необходимо небольшое количество энергии), а также снижается потребляемая из сети мощность. Эффективность использования аккумулятора энергии как средства снижения потребляемой мощности из сети, в частности, для емкостного накопителя, может быть оценена соотношением [1, 16]:

$$\frac{P_3}{P_p} = \frac{t_p}{t_3 \cdot \eta},$$

где t_3 и t_p — время заряда и разряда накопителя;

P_3 и P_p — соответственно средние мощности процессов заряда и разряда накопителя;

η — КПД формирователя импульсов.

Обычно время заряда t_3 больше времени разряда t_p в 100 и более раз. В результате этого может быть достигнуто значительное, иногда до нескольких десятков раз, снижение установленной мощности формирователей с аккумулярованием энергии по сравнению с формирователями, позволяющими получать импульсы с теми же параметрами, но с прямым преобразованием энергии питающей сети [2].

Сравнивая схемотехнические решения формирователей импульсов с аккумулярованием энергии, необходимо отметить, что в формирователях на основе тиристорно-конденсаторных структур (рис. 4) форма сварочного импульса задается только до начала процесса формирования. Сложный характер изменения контактных сопротивлений при микросварке может приводить к недопустимым отклонениям формы импульса и, как следствие, к появлению различных дефектов микросварных соединений, в частности, выплесков расплавленного металла.

Менее чувствительными к изменениям контактных сопротивлений являются формирователи, построенные в виде замкнутых систем регулирования с обратными связями, на основе инверторных схем и транзисторных регуляторов. Однако быстроедействие таких формирователей при импульсном характере процесса регулирования ограничено присутствием в контуре обратной связи фильтрующих элементов, существенно снижающих быстроедействие, а также отрицательно влияющих на устойчивость системы в целом. Сложный нелинейный характер нагрузки формирователя в сочетании со специальными законами изменения импульсов накладывает специфические требования на динамические характеристики формирователя, которые не всегда удастся обеспечить.

Рассмотренные выше недостатки лишены формирователи на основе транзисторных регуляторов [21, 23, 27—31]. Непрерывный режим работы транзисторов, осуществляющих регулирование сварочного тока, позволяет достигать наилучших показателей точности и быстроедействия и получать сварные соединения малогабаритных деталей высокого качества. Кроме того, для таких схем возможно исключение электрически инерционного, громоздкого и нетехнологичного в производстве сварочного трансформатора, благодаря чему достигается значительное повышение точности обработки формы сварочного импульса [21]. Следует отметить, что вопросы, связанные с низким КПД формирователей, работающих в активном режиме, неактуальны при относительно небольших мощностях импульсов микросварки.

Последние достижения в области производства полупроводниковых приборов и микросхемотехники привели к обновлению элементной базы силовой электроники, появлению мощных полностью управляемых полупроводниковых приборов, однокристальных микроконтроллеров, высокочастотных электролитических конденсаторов. Все это, несомненно, способствует появлению новых решений при проектировании формирователей для контактной микросварки и систем управления ими [32], а также подтверждает вывод, сделанный с использованием предложенной классификации о том, что наиболее перспективными для контактной микросварки являются бестрансформаторные формирователи импульсов с аккумулярованием энергии на основе транзисторных регуляторов, работающих в активном режиме.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Технология и оборудование контактной сварки: Учебник для машиностроительных вузов / Под ред. Б. Д. Орлова.— М.: Машиностроение, 1986.
2. Кочергин К. А. Контактная сварка — Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-е, 1987.
3. Машиностроение. Энциклопедия. Оборудование для сварки. Т. IV-6/ В. К. Лебедев, С. И. Кучук-Яценко, А. И. Четвертко и др. Под ред. Б. Е. Патона.— М.: Машиностроение. 1999.
4. Глебов Л. В., Филиппов Ю. И., Чулошников П. Л. Устройство и эксплуатация контактных машин.— Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-е, 1987.
5. Пат. 72571 України. Спосіб контактного точкового мікрозварювання з автоматичним керуванням / В. К. Лебедев, О. О. Письменний.— 15.01 2004, Бюл. № 1.
6. Пат. 6303894 США. Resistance welding with an electrochemical capacitor as the current power source / D. Laser, N. Klein, C. Yarnitzky.— 16.10 2001.
7. Рыськова З. А., Федоров П. Д., Жимерева В. И. Трансформаторы для электрической контактной сварки.— Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-е.— 1990.
8. Кабанов Н. С. Сварка на контактных машинах: Учебник для проф.-техн. училищ.— М.: Высш. школа, 1979.
9. Пат. 5483035 США. System for and method of controlling resistance welder / Kawai Shingo, Sahashi Kenji.— 09.01 1996.
10. Моравский В. Э. Сварка аккумулированной энергией.— Киев: Гостехиздат УССР, 1963.
11. Manjunath T. C., Janardhanan S., Kubal N. S. Simulation, design, implementation and control of a welding process using micro-controller // 5th Asian Control Conference, 2004.— Vol. 2.— P. 828—836.
12. Пат. 2245236 Российской Федерации. Цифровой дозатор электроэнергии для точечной сварки / А. П. Попов, А. О. Чугулев, А. Ю. Власов.— 27.08 2004.
13. Пат. 2006026667 Японії. Resistance welding equipment / Hagiwara Kiyokuni, Oshima Kazuo.— 02.02 2006.
14. Исаев А. П., Милованов А. В. Инверторный источник сварочного тока для контактной сварки // Сварочное производство.— 2005.— № 3.— С. 34—38.
15. Пат. 2919360 Германии. Geregelter Schweißstakter / Hoestermann Karl-Ernst.— 20.11 1980.
16. Моравский В. Э., Ворона Д. С. Технология и оборудование для точечной и рельефной конденсаторной сварки.— Киев: Наук. думка, 1985.
17. А. с. 1709501 СССР. Генератор импульсов тока регулируемой формы / О. А. Герасев, А. М. Никитин, В. М. Опре, В. А. Свиридов.— 1992.— Бюл. № 4.
18. Пат. 4041081 Японії. Resistance welding machine and resistance welding method / Kurazono Kazunori; Maikuro Denshi KK.— 12.02 1992.
19. Пат. 2004001940 ВОИС. High-current power supply using storage battery / Sonoda Toshikatsu, Wada Akio.— 31.12 2003.
20. Yoshiaki Takasaki, Toshikatsu Sonoda, Seiya Fujii. Development of a Magnetic Flux Controlled-Type Spot-Welding Machine // IEEE Trans. IA.— 2005.— Vol. 125, N. 5.— P. 420—425.
21. Атауш В. Е., Леонов В. П., Москвин Э. Г. Микросварка в приборостроении.— Рига: РТУ, 1996.
22. Пат. 2001047982 США. Resistance welding power supply apparatus / Mikio Watanabe; Miyachi Technos KK.— 06.12 2001.
23. Пат. 9323173 Японії. Welding electric source device and controlling method thereof / Ito Atsushi; Nippon Avionics Co Ltd.— 16.12 1997.
24. Пат. 5294768 США. Electrical supply circuit for the generation of separately controllable current pulses / Breitmeier Max (Швейцария).— 15.03 1994.
25. Пат. 3027315 Германии. Verfahren zur regelung der abgegebenen leistung eines generators fuer elektro-schweiss-elektroden, verwendung des verfahrens sowie vorrichtung zur ausfuehrung des verfahrens / Rossell Jame.— 11.02 1982.
26. Автоматизация сварочных процессов / Под ред. В. К. Лебедева, В. П. Черныша.— К.: Вища шк., Головное изд-во, 1986.
27. Леонов В. П., Атауш В. Е. Малоинерционный источник питания для микросварки и пайки с обратной связью по электро-энергетическим параметрам // Припой для пайки современных материалов. Киев: ИЭС им. Е. О. Патона, 1985.— С. 133—139.
28. Паэранд Ю. Э., Бондаренко А. Ф. Формирователь импульсов специальной формы для контактной микросварки // Технічна електродинаміка. Тем. випуск «Силова електроніка та енерго-ефективність».— 2006.— Ч. 5.— С. 27—32.
29. Пат. 21356 України. Пристрій для керування процесом контактного точкового зварювання / Паэранд Ю. Е., Бондаренко О. Ф.— 15.03 2007, Бюл. № 3.
30. Пат. 79189 України. Пристрій для керування процесом контактного точкового зварювання / Паэранд Ю. Е., Бондаренко О. Ф.— 25.05 2007, Бюл. № 7.
31. Леонов В. П., Атауш В. Е., Греченкова А. А., Барабанщикова Л. А. Источник сварочного тока с программируемыми электрическими параметрами и формой импульса // Сварочное производство.— 1987.— № 1.— С. 27—28.
32. Лебедев В. К. Тенденции развития источников питания и систем управления (по материалам патентов США) // Автоматическая сварка.— 2004.— №1.— С. 40—48.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



Глинченко А. С., Егоров Н. М., Комаров В. А., Сарафанов А. В. Исследование параметров и характеристик полупроводниковых приборов с применением интернет-технологий.— М.: ДМК пресс, 2008.— 352 с.

Рассмотрены задачи, методы и особенности автоматизированного лабораторного практикума с удаленным доступом по исследованию полупроводниковых приборов, приведено описание реализующей его системы АЛП УД «Электроника». Приведены задания и методические указания к лабораторным работам по экспериментальному исследованию и моделированию полупроводниковых диодов, стабилитронов, полевых и биполярных транзисторов, включающие измерение их вольт-амперных характеристик и параметров, исследование технологического разброса и работы на переменном токе.

Предназначена для студентов вузов и учащихся технических специальностей колледжей, профессиональных училищ и лицеев для использования в лабораторном практикуме дисциплины «Электроника» и других родственных дисциплин.

А. В. ДУБЕШКО, Д. А. МИХАЕВИЧ

Республика Беларусь, г. Минск, Институт физики
им. Б. И. Степанова НАН Беларуси
E-mail: kvf@volgodonsk.ru

Дата поступления в редакцию
20.12.2007—21.02 2008 г.

Оппонент д. т. н. С. Г. АНТОЩУК
(ОНПУ, г. Одесса)

ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЕ УСТРОЙСТВО В СИСТЕМЕ КОНТРОЛЯ ГАБАРИТОВ ГРУЗА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО СОСТАВА

Описан принцип работы и основные параметры опτικο-электронного устройства контроля габаритов. Область применения — системы контроля габаритов груза железнодорожного состава.

Автоматизированные опτικο-электронные приборы и системы контроля могут эффективно повышать производительность труда во многих отраслях народного хозяйства. Их преимущества — это бесконтактность, инвариантность к материалу контролируемого объекта, помехоустойчивость, точность.

Известно [1] достаточно большое число приборов для бесконтактного измерения технических объектов, наиболее распространенными из которых являются оптические и опτικο-электронные датчики и устройства. Применение тех или иных видов или моделей оптических приборов в большинстве случаев связано со спецификой измеряемого или контролируемого технического объекта. Поэтому всегда существует потребность в новых, более совершенных устройствах или в устройствах специального назначения. Наиболее часто основными требованиями к ним являются низкая себестоимость, малые габаритные размеры, высокая помехозащищенность и надежность.

Опτικο-электронные устройства в системе контроля габаритов груза железнодорожного состава должны иметь небольшие размеры, работать в условиях плохой видимости (туман) и внешней (солнечной) засветки, обеспечивать контроль габаритов груза в боковой и верхней зоне негабаритности (рис. 1) с шагом 25 мм при скорости движения состава до 100 км/ч.

Установлены три основные зоны негабаритности в зависимости от высоты (измеряемой от уровня головок рельсов), на которой груз выходит за основной габарит:

- зона нижней негабаритности — на высоте от 480 до 1229 мм при расстоянии от оси пути 1626–1760 мм и на высоте от 1230 до 1399 мм — при расстоянии 1626–2240 мм;
- зона боковой негабаритности — на высоте от 1400 до 4000 мм (включительно);
- зона верхней негабаритности — на высоте от 4001 до 5300 мм.

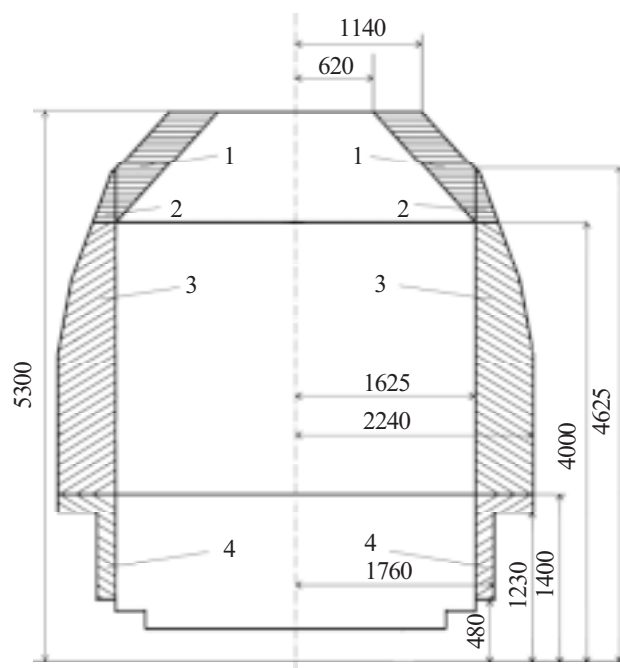


Рис. 1. Очертания основного габарита груза и зон негабаритности:

1 — зона верхней негабаритности; 2 — зона совместной верхней и боковой негабаритности; 3 — зона боковой негабаритности; 4 — зона нижней негабаритности

Кроме того, для определения условий пропуска грузов верхней негабаритности на двухпутных линиях дополнительно введена условная зона совместной боковой и верхней негабаритности: на высоте от уровня головок рельсов от 4001 до 4625 мм на расстоянии от оси пути от 1625 мм до границы зоны негабаритности.

В зависимости от величины выхода негабаритных грузов за очертания основного габарита в указанных выше основных зонах установлены следующие степени негабаритности грузов:

- в зоне нижней негабаритности — шесть степеней;
- в зоне боковой негабаритности — шесть степеней;
- в зоне верхней негабаритности — три степени.

Очертания степеней негабаритности показаны заштрихованными площадями (рис. 1).

Авторами разработан базовый модуль опτικο-электронного устройства, на основе которого разработа-

на система контроля габаритов транспортных средств,двигающихся к местам, где действуют ограничения на максимальные размеры (тоннели, мосты и т. п.). Устройство отличается небольшими габаритами, высоким быстродействием и низкой себестоимостью. Кроме того, оптоэлектронное устройство контроля габаритов может работать и при сильной внешней засветке (солнце), и в условиях плохой видимости (туман, дождь, снег).

Датчик имеет два функциональных устройства (излучатель и приемник) и на выходе фиксирует два состояния – наличие или отсутствие объекта в зоне видимости датчика. Излучение лазера 1 (рис. 2) мощностью 3 мВт, модулированное частотой 100 кГц, попадает на коллимирующую линзу 2, которая формирует плоскопараллельный пучок. В приемной части излучение фокусируется линзой 3 на фотодиоде. Сигнал с фотодиода поступает в модуль обработки, который представляет собой повторитель со следящей связью, что позволяет убрать постоянную составляющую сигнала. Это, в свою очередь, убирает влияние внешней засветки. Номинал нагрузочного резистора фотодиода выбран небольшим для того, чтобы сигнал не входил в насыщение при попадании солнечного излучения в приемник.



Рис. 2. Функциональная схема оптоэлектронного устройства:

1 — лазер с модуляцией; 2 — коллимирующая линза; 3 — фокусирующая линза; 4 — фотодиод; 5 — модуль обработки

Далее сигнал поступает на усилитель мощности переменного сигнала с коэффициентом усиления 100. Полосовой фильтр выделяет из сигнала рабочую частоту 100 кГц, которая усиливается следующим каскадом. После этого усиленный переменный сигнал представляет собой меандр с частотой 100 кГц и скважностью 50% в широком диапазоне входных сигналов. Большой коэффициент усиления обеспечивает надежную работу датчика в сложных погодных условиях (туман, дождь, снег). Меандр заряжает конденсатор до уровня 2,5 В при наличии сигнала, а при отсутствии сигнала напряжение на конденсаторе составляет 200 мВ. При помощи компаратора формируются логические уровни. Выход компаратора – открытый коллектор, что позволяет получить любой логический уровень (5, 12 или 24 В). Быстродействие датчика составляет 1500 Гц при минимальном значении входного сигнала (в условиях плохой видимости) и 3000 Гц при нормальных условиях, что позволяет контролировать объекты размером 5 мм,двигающиеся со скоростью 120 и 240 км/ч, соответственно. Расстояние между приемником и излучателем 10 м.

Разработанное устройство нашло применение в системе контроля габаритов груза железнодорожного состава. Грузы, подлежащие перевозке на открытом подвижном составе на общих условиях в преде-

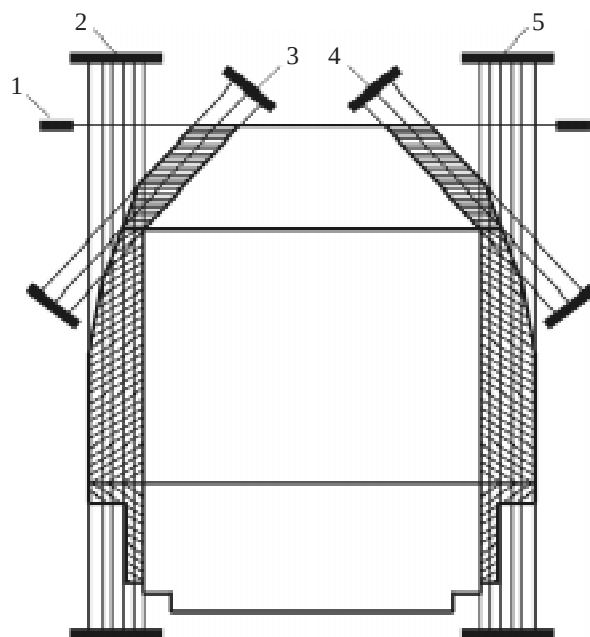


Рис. 3. Схема установки оптоэлектронных модулей

лах сети железных дорог колеи 1520 мм государств — стран СНГ и стран Балтии не должны выходить за очертания основного габарита груза (рис.1).

Согласно установленным степеням негабаритности груза состава в зоне боковой негабаритности используются по 6 оптоэлектронных устройств с каждой стороны (блоки 2 и 5, рис. 3), а в зоне верхней негабаритности — по 3 устройства с каждой стороны (блоки 3 и 4, рис. 3). Кроме того, одно устройство обеспечивает контроль максимальной высоты груза (блок 1, рис. 3).

Таким образом, оптоэлектронная часть системы состоит из 19 недорогих, простых в сборке и наладке устройств, обеспечивает контроль габаритов груза железнодорожного состава в боковой и верхней зоне негабаритности при скорости движения состава до 120 км/ч – в условиях плохой видимости, и до 240 км/ч – в условиях хорошей видимости с погрешностью 5 мм, что в несколько раз точнее, чем требуется для железной дороги. Кроме того, устройство разработано на основе простых элементов (операционные усилители и компаратор), не содержит сложных схем, подверженных влиянию электрических помех. Мощность входного сигнала зависит от прозрачности атмосферы и может значительно варьироваться с изменением погодных условий. Применяемая схема позволяет выделить полезную составляющую в широком диапазоне мощности входного сигнала даже при освещении приемной части мощными источниками света (прожектор или солнечное излучение). Этим обеспечивается высокая защищенность от оптических помех.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ильин В. Н., Галушко Е. И. Оптоэлектронные измерительные преобразователи. — Минск: ИПП Минэкономики РБ, 1996.

А. Г. ШВЕЦ, к. т. н. В. В. РЮХТИН

Украина, Черновицкий национальный университет им. Ю. Федьковича,
ЦКБ «Ритм»
E-mail: microel@chnu.cv.ua, dr.slava47@mail.ru

Дата поступления в редакцию
06.12.2007 г.

Оппонент д. т. н. С. Г. АНТОШУК
(ОНПУ, г. Одесса)

СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПТРОНОВ С ОТКРЫТЫМ ОПТИЧЕСКИМ КАНАЛОМ

Рассмотрены характеристики промышленных оптических сенсоров положения объектов в пространстве и спроектированного датчика угловых и линейных перемещений ДУЛП. Предложены пути оптимизации параметров сенсоров с открытым оптическим каналом.

Фототранзисторные отражающие оптроны с открытым оптическим каналом (ООК) как первичные преобразователи неэлектрических величин широко применяются в бесконтактных оптических датчиках перемещения, микроэлектронных информационно-измерительных системах и выпускаются серийно (АОТ137Б и АОТ154А) [1]. Известны также транзисторные отражающие оптроны типа ОТПО 01—03, которые применяются в качестве датчиков перемещения, скорости, давления, вибрации и пульсации в устройствах считывания информации, системах внутренней локализации роботов и манипуляторов.

Оптроны АОТ137 состоят из излучателя и фототранзистора (ФТ), размещенных в малогабаритном корпусе с двумя оптическими окнами, расположенными в одной плоскости. Высокая чувствительность обеспечивается использованием фотоприемного элемента с внутренним усилением — высокочувствительного микроомного $n-p-n$ -ФТ с коэффициентом усиления больше 100, а также высокой степенью спектрального согласования слоев GaAlAs излучающего элемента (ИЭ) и кремниевого планарного фототранзисторного элемента (ФЭ) с площадками 0,16 и 0,25 мм², соответственно. Длина волны излучения, соответствующего максимальной чувствительности ФЭ, составляет 0,82—0,89 мкм. Базовое расстояние между оптическими осями ИЭ и ФЭ оптрона $b \approx 1,8$ мм.

Следует отметить такое свойство оптрона отражающего типа, как зависимость относительного выходного сигнала от перемещения преломляющего штриха параллельно и перпендикулярно плоскости оптических окон. Заметный спад амплитуды выходного сигнала оптрона начинается при уменьшении ширины преломляющего штриха до 0,5 мм. Максимум амплитуды наблюдается при расстоянии от отражателя до плоскости оптических окон $A = 0,6—0,8$ мм. С изменением величины A относительный выходной сигнал $I_{\text{вых}}$ резко падает.

Одной из основных характеристик отражающего оптрона является координатная чувствительность (крутизна) S_1 , которая определяется первой производной выходного тока по координате поперечного перемещения. Максимум этой характеристики $S_{1\text{max}}$ достигается вблизи оптической оси оптрона. При изменении базы оптрона от 1 до 5 мм $S_{1\text{max}}$ уменьшается с 440 до 18 мкА/мм, а $I_{\text{вых.max}}$ — со 180 до 7 мкА [2].

В разработанном датчике угловых и линейных перемещений (ДУЛП) расстояние A от поверхности датчика до контролируемой поверхности тест-объекта составляет $0,7 \pm 0,03$ мм, конструктивный размер h (расстояние от поверхности датчика до усредненной плоскости ИЭ и ФЭ) равен 0,9 мм; размер фоточувствительной площадки составляет $3 \cdot 10^{-3}$ мм², что в 80 раз меньше, чем у аналогов. Таким образом, координата раstra $d = A + h = 1,6 \pm 0,03$ мм, что примерно в 2,5 раза отличается от координаты раstra вдоль оптической оси $d_{\text{опт}} = 1/2b$ при $b \approx 1,5$ мм.

При таких условиях уровень $I_{\text{вых.max}}$ по аналоговому выходу разработанного датчика составляет не менее 200 мкА при $I_{\text{вх}} = 20$ мА и 380—420 мкА при $I_{\text{вх}} = 30$ мА. При величине нагрузки $R_{\text{н}} = 1$ кОм крутизна S_L составляет ≈ 2300 мкА/мм, время нарастания и спада выходного сигнала $T_{\text{нар/спад}}$ меньше 2 мкс, что лучше, чем у оптрона АОТ137А.

Сравнить эффективность оптрона АОТ137А и датчика ДУЛП по аналоговому выходу можно по отношению выходного тока к величине фотоприемной площади ФТ (при одинаковых размерах излучателей и величине $I_{\text{вх}} = 10$ мА): для оптрона АОТ137А $I_{\text{вых}}/S_{\text{ф}} = 7,2 \cdot 10^2$, для ДУЛП $I_{\text{вых}}/S_{\text{ф}} = 1,7 \cdot 10^4$.

Рассмотрим фоточувствительную микросхему КБ113ОПП1-3 [3], предназначенную для измерительных фотоэлектрических преобразователей малых перемещений «угол—код» или «шаг—код». В ее состав входят два ФТ, усилитель постоянного тока на двух дифференциальных усилителях, схема смещения уровня, зеркальный канал, триггер Шмидта и формирователь прямоугольных импульсов.

К недостаткам микросхемы следует отнести необходимость применения дискретного излучателя (т. к. в составе микросхемы он отсутствует), необходимость в насыщенном режиме работы ФТ и большие перепады $U_{\text{вых.ФТ}}$.

Тип оптрона	$I_{\text{вх}}, \text{мА}$	$U_{\text{вх}}, \text{В}$	$U_{\text{вых}}, (U_{\text{ос}}), \text{В}$	$I_{\text{вых}}, \text{мА}$	$T_{\text{нар/спад}}, \text{мкс}$	Примечания
SHF902	50	—	0,2 (<0,6)	0,06—0,20	40 при $R_{\text{н}}=1 \text{ кОм}$	
АОТ137А	10	1,8	(0,4)	0,3 при $d=1 \text{ мм}$	10 при $R_{\text{н}}=1 \text{ кОм}$	Насыщенный режим
ОТПО-01	10	1,8	(0,4)	0,2	10 (15)	Насыщенный режим
ОТПО-02	10	1,8	(0,4)	0,01	10 (15)	
КБ113ОПП-1-3 Микросхема	—	—	$U^0 \leq 0,4$ $U^1 \geq 2,4$	—	не более 1	Излучатель отсутствует, насыщенный режим
ДУЛП (аналоговый выход)	25 ± 5	1,8	0,02—3,8	0,38—0,42 при $d=0,7 \text{ мм}$	≤ 2 при $R_{\text{н}}=1 \text{ кОм}$	Ненасыщенный режим
ДУЛП (цифровой выход)	25 ± 5	1,8	$U^0=0,02$ $U^1 > 4,8$	—	≤ 1 при $R_{\text{н,ан}}=20 \text{ кОм}$; при $R_{\text{н,циф}}=150 \text{ кОм}$	Ненасыщенный режим

Здесь $U_{\text{ос}}$ — напряжение на открытом ФТ; U^0, U^1 — напряжение в состоянии логического 0 и логической 1, соответственно.

Разработанный ДУЛП позволяет в значительной мере избавиться от недостатков, имеющих в аналогах.

Электрические параметры разработанного датчика и его аналогов при напряжении питания $U_{\text{пит}}=5 \text{ В}$ представлены в **таблице**.

Применение в разработанном датчике логической интегральной схемы “2И-НЕ” (комплементарная МОП) позволяет получать информацию в цифровом виде, повысить помехоустойчивость, упростить следующие каскады обработки информации. При этом потребляемая мощность предельно низкая ($I_{\text{пот}}=0,1 \text{ мА}$ при $U_{\text{пит}}=9,9 \text{ В}$), а напряжение на цифровом выходе меняется практически от 0 до напряжения питания.

Координатные характеристики напряжения аналогового и цифрового выходов датчика представлены на **рис. 1**. Здесь видно, что крутизна координатной характеристики для цифрового выхода стремится к бесконечности.

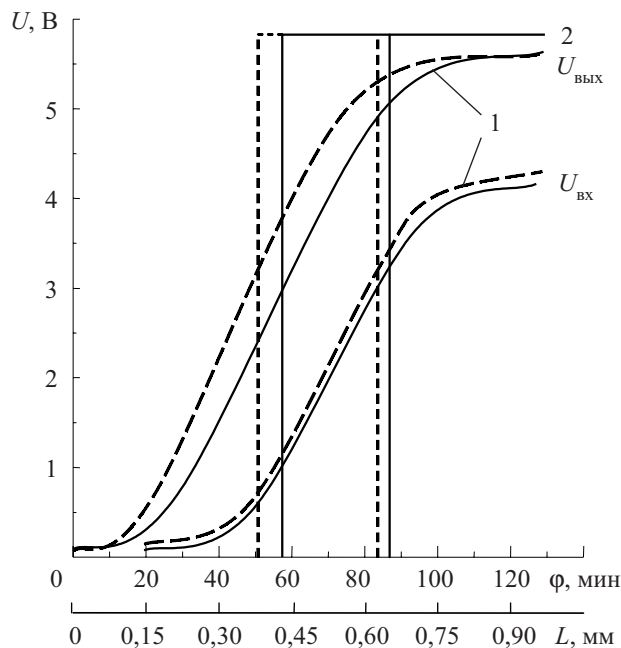


Рис. 1. Координатные характеристики напряжения на аналоговом (1) и цифровом (2) выходах датчика при $A=0,4 \text{ мм}$ (—) и $A=1,0 \text{ мм}$ (---) ($R_{\text{н}}=20 \text{ кОм}$, $I_{\text{пит.ИЗ}}=30 \text{ мА}$, $U_{\text{пит.ФЭ}}=6 \text{ В}$)

Значение крутизны координатной характеристики для аналогового выхода лежит в пределах 280—394 мкА/мм.

Перепад напряжения ΔU по аналоговому выходу из оптопары вычисляется как разность напряжения на выходе при приеме сигнала, отраженного от светлой поверхности раstra ($U_{\text{отр}}$), и напряжения на выходе при приеме сигнала, отраженного от темной поверхности раstra ($U_{\text{погл}}$). На частоте несколько десятков герц ΔU составлял 1,5 В при $U_{\text{погл}}=2,7 \text{ В}$ и $U_{\text{отр}}=4,2 \text{ В}$. Скорость нарастания напряжения $dU/dt=40 \text{ мВ/мкс}$ при $I_{\text{вх ИЗ}}=20 \text{ мА}$ и $R_{\text{н ФП}}=35 \text{ кОм}$. На частоте 12 кГц перепад напряжения снизился до уровня 0,9 В при $U_{\text{погл}}=2,7 \text{ В}$ и $U_{\text{отр}}=3,6 \text{ В}$, скорость нарастания напряжения $dU/dt=28 \text{ мВ/мкс}$.

Вначале сравнительные измерения были выполнены без линз. Для улучшения эффективности датчика с точки зрения повышения крутизны координатной характеристики и частотных свойств, для увеличения сигнала фотоотклика была создана усовершенствованная конструкция с применением сферических линз и с ФТ, коэффициент усиления которого $h_{21\text{е}}=350\text{—}500$. Следует отметить, что пробивное напряжение ФТ составляет $U_{\text{кб.пр}} > 30 \text{ В}$, а обратный ток $I_{\text{об}} < 10 \text{ нА}$ при $U_{\text{кб}} < 30 \text{ В}$.

Координатная характеристика датчика приведена на **рис. 2**; ее крутизна достигает 2300 мкА/мм, а

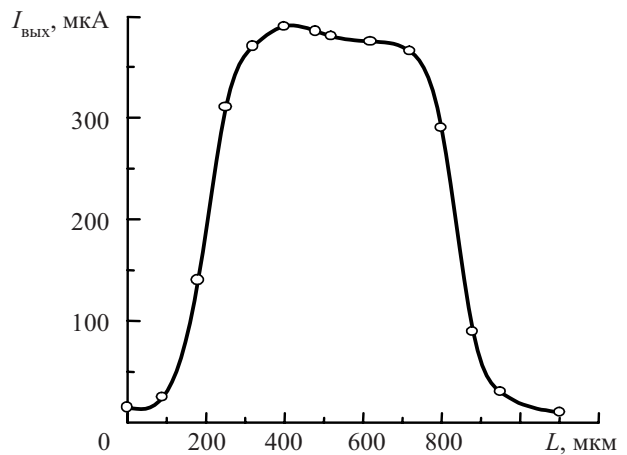


Рис. 2. Координатная характеристика ДУЛП

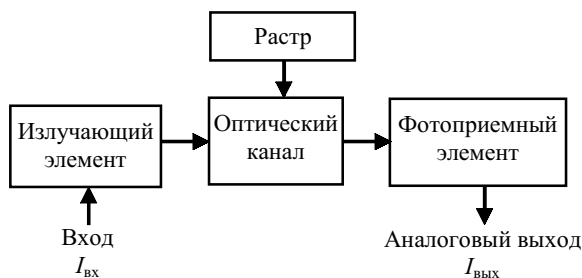


Рис. 3. Структурная схема оптоэлектронного датчика ДУЛП

предельная частота — 60 кГц без предварительной обработки информации за счет снижения сопротивления нагрузки до величины $R_n = 1$ кОм. Выходной ток $I_{\text{вых}} = 380\text{—}420$ мкА. Повышение эффективности датчика позволяет уменьшить R_n до десятков Ом, что улучшает форму выходного аналогового сигнала, уменьшает время нарастания и спада.

Перемещение границы оптического контраста L для изменения выходного логического сигнала от минимального до максимального — менее 10 мкм.

ДУЛП поставляется в стандартной таре для микросхем. По месту установки припаивают выводы датчика к дорожкам печатной платы. При этом расстояние от поверхности датчика до отрагательной поверхности должно быть $0,7 \pm 0,03$ мм. Поперечная ось датчика должна быть параллельна границе оптического контраста, оптические окна не должны запылиться. Изделие не нуждается в специальном обслуживании. Оптоэлектронный датчик, структурная схема которого представлена на рис. 3, выпускается опытным производством ЦКБ «Ритм».

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы. Справочник / В. И. Иванов, А. И. Аксенов, А. М. Юшин. — М.: Энергоатомиздат, 1988.
2. Тришенков М. А. Фотоприемные устройства и ПЗС. Обнаружение слабых оптических сигналов. — М.: Радио и связь, 1992.
3. Справочник по полупроводниковым приборам и их аналогам / Под ред. А. М. Пыжевского. — М.: АО «Роби», 1992.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



Гуртов В. А., Осауленко Р. Н. Физика твердого тела для инженеров. — М.: Техносфера, 2007. — 520 стр.

Учебное пособие представляет собой систематизированное и доступное изложение курса физики твердого тела, содержащее основные элементы физики конденсированного состояния и ее приложения для описания физических свойств твердых тел и процессов, происходящих в них. Подробно рассматриваются вопросы строения кристаллов и аморфных твердых тел, типы межатомных связей и их влияние на структуру веществ. Приводятся основные положения теории колебаний атомов в кристаллической решетке, описаны тепловые, магнитные и диэлектрические свойства конденсированных сред. В учебном пособии отражены необходимые сведения из атомной физики и квантовой механики и на этой основе — зонная теория твердых тел и электронные процессы в них. Рассматриваются основные положения теории сверхпроводимости и фазовых переходов. Книга написана доступным языком с привлечением математического аппарата в объеме вузовских курсов по математике.

Учебное пособие рассчитано на студентов инженерных факультетов, изучающих физику твердого тела или некоторые ее разделы, а также может быть полезно научным работникам смежных с физикой областей науки, желающим ознакомиться с основными положениями и методами физики твердого тела.

НОВЫЕ КНИГИ



Фриск В. В., Логвинов В. В. Основы теории цепей, основы схемотехники, радиоприемные устройства. — М.: Солон-Пресс, 2008. — 608 с.

Рекомендована в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению «Телекоммуникации» по специальностям: радиосвязь, радиовещание и телевидение, средства связи с подвижными объектами, защищенные системы связи.

Учебное пособие состоит из двух частей. В первой части представлены лабораторные работы по курсу «Основы теории цепей». Во второй части приведены лабораторные работы по курсу «Основы схемотехники» и «Радиоприемные устройства». Все лабораторные работы выполняются на персональном компьютере с помощью системы схемотехнического моделирования Micro-Cap 8 или Micro-Cap 9.

Для студентов, бакалавров, магистров и аспирантов высших учебных заведений (университетов связи), инженерно-технических работников, также будет полезна учащимся техникумов и колледжей связи всех специальностей.

Д. ф.-м. н. А. Н. ГОРБАНЬ, к. т. н. В. В. КРАВЧИНА,
Д. М. ГОМОЛЬСКИЙ, А. И. СОЛОДОВНИК

Украина, Классический приватный университет,
ОАО "Элемент-Преобразователь"
E-mail: gorban@education.zp.ua

Дата поступления в редакцию
04.10.2007 г. — 05.03.2008 г.

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

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ БЫСТРОВОССТАНАВЛИВАЮЩИХСЯ КРЕМНИЕВЫХ ДИОДОВ

Установлено, что диодные структуры с минимальным временем восстановления и максимальным коэффициентом формы тока восстановления могут быть сформированы после облучения электронами с энергией 4 МэВ и флюэнсом $6 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-2}$.

При разработке и изготовлении выпрямительных диодов, работающих на повышенных частотах, приходится удовлетворять противоречивые требования по обеспечению и малых потерь мощности во включенном состоянии, и малого времени восстановления обратного напряжения при переключении. Кроме того, необходимо учитывать возможность повышения обратных токов частотных диодов при высоких температурах. Обычно улучшения частотных параметров добиваются введением в объем полупроводника радиационных дефектов с глубокими уровнями в запрещенной зоне. Для этой цели используется радиационная обработка электронами высокой энергии (1—10 МэВ).

Как показано в работах [1—5], радиационная обработка и последующий термический отжиг полупроводниковых элементов позволяют в широких пределах регулировать время восстановления обратного тока t_{rr} кремниевых диодов. Скорость изменения времени восстановления зависит от его исходного значения, поэтому отжиг перед радиационной обработкой позволяет значительно уменьшить изначальный разброс по t_{rr} . При этом прямое падение напряжения диодов изменяется весьма незначительно. (Прямое падение напряжения диодов увеличивается при уменьшении диффузионной длины неосновных носителей в базе и при увеличении ширины базовой области.)

Отжиг радиационных дефектов в рассматриваемых структурах происходит в интервале температуры 300—450°C. Наблюдающийся в некоторых случаях эффект «отрицательного отжига» не является процессом, лимитирующим стабильность параметров, однако вызывает необходимость соответствующего подбора параметров отжига для разных структур.

В процессе облучения кремния электронами высокой энергии в его запрещенной зоне появляется несколько энергетических уровней, связанных с образующимися дефектами — вакансиями и собственными междоузельными атомами. При этом междоуз-

ельные атомы вступают в реакции замещения с некоторыми примесями [2—6], вытесняя их в междоузельное положение (C_i и B_i). Вторичные дефекты, мигрируя в кремнии, в свою очередь, вступают в различные реакции, образуя устойчивые при комнатной температуре дефекты. К ним относятся комплексы углерод–кислород C_iO_i (К-центры) с $H(0,36)$, пары бор–кислород B_iO_i с $E(0,25)$, пары бор–бор B_iB_s с $H(0,30)$ и метастабильные комплексы углерод–углерод C_sC_i с $E(0,1/0,17)$ и $H(0,05/0,09)$ [3]. Вакансии трансформируются в комплексы вакансии–кислород $V-O$ (А-центры) с $E(0,17)$ и дивакансии V^{2-} с $E(0,23)$, V^- с $E(0,4)$ и V^+ с $H(0,21)$ [3, 4]. При этом на соотношение стабильных радиационных дефектов в кремнии сильно влияет примесный состав исходного кристалла. (Здесь и далее энергия E определяется положением энергетического уровня дефекта относительно дна зоны проводимости E_c , а H — энергия относительно потолка валентной зоны E_v . Энергия выражена в эВ.)

Нестационарная емкостная спектроскопия глубоких уровней (НЕСГУ) позволяет проводить количественную оценку сечения захвата уровня σ_n , энергии активации уровня E_t (положение уровня в запрещенной зоне), концентрации ловушек N_t . Для определения этих параметров использовали соотношения, приведенные в [2].

Целью настоящей работы является определение технологических особенностей изготовления силовых приборов, позволяющих улучшить их частотные характеристики, а именно исследование возможности оптимизации времени восстановления диодных структур при изменении энергии электронов для облучения структур и условий отжига радиационных дефектов.

Методика эксперимента

В работе проводилось исследование различных серийных диодных структур ООО «Элемент-Преобразователь», которые формировались на пластинах толщиной 270—350 мкм, выполненных из кремния n -типа с удельным сопротивлением 10—60 Ом·см. Использовались пластины из кремния Чохральского $n\text{Cz-Si}$ (А15, А20, Б45, КЕФ45-60), из кремния безтигельной зонной плавки $n\text{FZ}$, из кремния, легированного при помощи трансмутационных ядерных реакций (КОФ-30, 45, 60). С одной стороны пластин

проводилась диффузия бора с алюминием на глубину 60—110 мкм и формировался p^+ -слой Si-области анода, а с другой стороны — диффузия фосфора на глубину 50—70 мкм и формировался n^+ -слой Si-катодной области. Одновременная диффузия акцепторной и донорной примесей проводилась при температуре 1250°C с помощью легированных окисных пленок.

После диффузии в пластины кремния определялось распределение легирующей примеси по глубине при помощи послойного шлифования диффузионной области и замера изменения удельного сопротивления. Омические контакты анода и катода получали путем формирования пленок никеля или алюминия.

Далее с целью модификации времени жизни носителей заряда готовые структуры облучали по стандартной технологии [4] моноэнергетическими электронами с энергией 4 и 10 МэВ и флюэнсами электронной обработки соответственно $F=6 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-2}$ и $F=(6-8) \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$. Структуры подвергались термическому отжигу при температурах 300—450°C. Время и температура отжига выбирались из необходимости задания оптимальных значений времени восстановления t_{rr} и напряжения при прямом включении $U_{пр}$. Одновременно проводился контроль времени жизни неосновных носителей заряда τ_p .

После изготовления диодных структур проводился контроль их основных параметров. Температурные изменения напряжения $V_{несгу}$, соответствующие изменению емкости исследуемой структуры, и температурные изменения тока проводимости I исследовали на измерительном комплексе DLS-82Е. При отрицательных значениях напряжения смещения $U_r=-4,0 \text{ В}$ и значениях импульса $U_1 \leq 0,1 \text{ В}$ обеспечивался режим обеднения, и наблюдаемые ловушки определялись как ловушки основных носителей заряда (о. н. з.) — электронов в кремнии n -типа. При положительных значениях импульса $U_1 \geq 1,0 \text{ В}$ обеспечивался режим обогащения, который позволяет определять ловушки неосновных носителей заряда (н. н. з.) — дырок в Si n -типа.

Длительность заполняющего импульса U_1 составляла 50 мкс. В ходе работы проводилась количественная оценка сечения захвата σ_n и концентрации ловушек N_t исследуемого уровня. Концентрация ловушек пропорциональна изменению емкости ΔC при воздействии заполняющего импульса. Величина измеряемого напряжения $V_{несгу}$ также пропорциональна ΔC . Скорость электронной эмиссии e_n при достижении пика НЕСГУ определялась при помощи аппроксимационной формулы

$$e_n(T_{\max}) = 2,17/t_0, \quad (1)$$

где t_0 — период повторения импульсов U_1 ;

$T_{\max}$ — температура, соответствующая максимуму пика сигнала НЕСГУ.

Результаты эксперимента

В кремнии КЕФ и БЗП после облучения и отжига определяются следующие доминирующие ловушки: E -центры, дивакансии, A - и K -центры. Пос-

ле получения серии спектров, соответствующих различным скоростям термической эмиссии, и построения графиков в координатах Аррениуса производилась идентификация глубоких уровней. Рекомбинационные центры (РЦ), наблюдаемые в режиме о. н. з. в диодных структурах после их облучения, были идентифицированы как ловушки со следующими уровнями: $E_1(0,17)$, $\sigma_{1n}=3,1 \cdot 10^{-15} \text{ см}^2$; $E_2(0,26)$, $\sigma_{2n}=6,6 \cdot 10^{-14} \text{ см}^2$; $E_3(0,37)$, $\sigma_{3n}=1,5 \cdot 10^{-15} \text{ см}^2$; $E_4(0,42)$, $\sigma_{4n}=1,0 \cdot 10^{-15} \text{ см}^2$ [1]. В случае перезарядки уровней в режиме инжекции в базу неосновных носителей заряда для исследуемых структур наблюдаются следующие основные ловушки н. н. з.: $H_2(0,20)$, $\sigma_{2p}=2,1 \cdot 10^{-15} \text{ см}^2$; $H_3(0,35)$, $\sigma_{3p}=3,1 \cdot 10^{-15} \text{ см}^2$.

Модификация рекомбинационных центров, полученных в кремнии КЕФ и БЗП при их облучении e^- с энергией 10 МэВ и $F=(6-8) \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$, подробно описывается в работе [4]. При отжиге структур происходит увеличение концентрации до максимума, а затем ее уменьшение, и отжиг ловушек A -центров $E_1(0,17)$. Наряду с изменением концентрации A -центров происходит одновременное уменьшение концентрации ловушек $E_4(0,43)$, соответствующих E -центрам, и увеличение концентрации дефектов с уровнем $E_3(0,37)$. В условиях отжига структур после облучения e^- с энергией 10 МэВ и $F=8 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$ происходит отжиг A -центров $V-O$ и формирование уровней $E_3(0,37)$ и $H_4(0,3)$. Образование уровня $E_3(0,37)$ наблюдается после облучения $Cz-Si$ и $FZ-Si$, где $p-n$ -переход сформирован с помощью примеси Al [7, 8]. На исходных травленных структурах из того же кремния, но где $p-n$ -переход формировался с помощью примеси бора без участия алюминия [4], уровень $E_3(0,37)$ отсутствует. При формировании $p-n$ -перехода с помощью процессов термомиграции образование уровня $E_3(0,37)$ наблюдается в исходных диодных структурах, на которых процессы радиационной обработки не проводились [9, 10]. Поэтому можно предположить участие Al в образовании РЦ E_3 и H_4 . Концентрация этих уровней возрастает при отжиге A -, E -центров и дивакансий V_2^{2-} с $E_2(0,23)$ и V_2^- с $E_3(0,41)$. Можно предположить, что кроме влияния на дефектообразование механических напряжений, создаваемых атомами Al, происходят также реакции образования центров Al_iVO^- [11].

При исследовании НЕСГУ-спектров диодных структур, база которых сформирована из кремния $nCz-Si$ A15, A20, установлено, что после облучения e^- с энергией 4 МэВ и $F=(3-6) \cdot 10^{15}$ максимальные изменения емкости $p-n$ -перехода и термостимулированного тока проводимости структур происходят в диапазоне температуры 230—315 К, а после облучения e^- с энергией 10 МэВ и $F=8 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$ — в диапазоне 90—140 К (рис. 1).

Как видно из рис. 1, при облучении диодных структур электронами с энергией 4 МэВ, в основном, формируются высокоэнергетичные дефекты, которые меняют зарядовое состояние в диапазоне температуры 230—315 К. При температуре 262 К в режимах для основных и неосновных носителей заряда

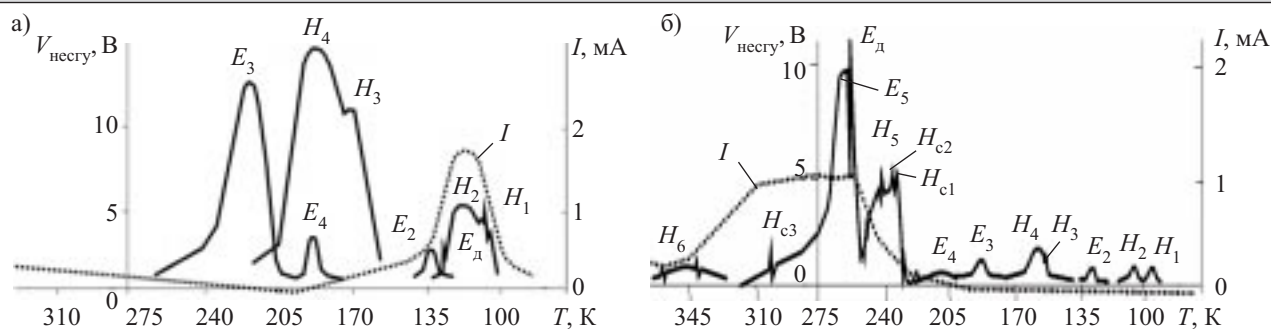


Рис. 1. Особенности формирования дефектов в кремнии А15 в процессе облучения электронами e^- при $e_n = 280 \text{ с}^{-1}$: а — 10 МэВ, $8 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$; б — 4 МэВ, $6 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-2}$

наблюдается резкий двойной пик E_d , температурное положение экстремума которого не меняется при изменении скорости эмиссии носителей заряда. В работе [7] рассматриваются подобные пики, которые соответствуют перезарядке структурных дефектов (в частности, дислокаций несоответствия). На исследуемых образцах n -Si А15, А20 подобную электрическую активность проявляют структурные дефекты, которые в зависимости от энергии электронов облучения фиксируются в различных температурных диапазонах. В этих диапазонах фиксируются и рекомбинационные центры, которые изначально имеют максимальную концентрацию.

Таким образом, обработка электронами различных энергий приводит к формированию как отличающихся глубоких уровней, так и отличающихся структурных дефектов. Температурные диапазоны электрической активности структурных дефектов несоответствия отличаются увеличением тока проводимости I . Природу увеличения этого тока можно объяснить протеканием эмиссионных процессов зарядки структурных дефектов несоответствия, которые расположены у p - n -перехода. Необходимо также отметить, что после облучения диодных структур электронами с энергией 4 МэВ и $F = 6 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-2}$ наблюдаются отдельные характерные группы РЦ H_{c1} , H_{c2} , H_{c3} , которые состоят из серии пиков (рис. 1).

При отжиге на начальном промежутке времени происходит образование ловушек, проявляющих электрическую активность при более низких температурах, в том числе и увеличение концентрации $E_3(0,37)$. Поскольку рекомбинационный центр дивакансии $E_3(0,37)$ имеет сравнительно высокую температуру отжига ($\geq 350^\circ\text{C}$), это позволяет во время формирования дивакансии $E_3(0,37)$ отжечь дефекты для неосновных носителей заряда типа K -центров с меньшей температурой отжига. При таких термических перестройках дефектов образуются центры $H_2(0,2)$, но их концентрация при оптимальном времени жизни n . н. з. при облучении 4 МэВ значительно меньше, чем при облучении 10 МэВ, когда изначально после облучения концентрация этих центров высокая.

Для образцов со значительной концентрацией РЦ H_2 , например после радиационной обработки электронами с энергией 10 МэВ, при минимальном времени оптимального отжига наблюдается образование двух пиков тока восстановления [4]. Данный эф-

фект можно объяснить различием скоростей захвата и освобождения носителей заряда рекомбинационными центрами H_1 , H_2 и E_3 , E_4 , E_5 . Поскольку скорость эмиссии РЦ H_1 , H_2 на порядок ниже скорости эмиссии E_3 , E_4 , E_5 , длительность процессов восстановления с участием РЦ H_1 , H_2 возрастает, что и приводит к появлению отдельного второго пика с большим временем восстановления. Таким образом, второй пик принадлежит к процессам восстановления с участием РЦ H_1 , H_2 . При температуре испытаний 125 — 150°C эти два отдельных пика сближаются. Для образцов с незначительной концентрацией РЦ H_1 , H_2 , например после радиационной обработки электронами с энергией 4 МэВ, при минимальном времени оптимального отжига наблюдается образование одного пика тока восстановления и, соответственно, задача уменьшения времени восстановления упрощается.

Для обработки электронами 4 МэВ оптимальный режим отжига определяется оптимальным сочетанием значений прямого падения напряжения и концентрации дефектов с преобладанием содержания РЦ $E_3(0,37)$. Такая однородность дефектов позволяет уменьшить время восстановления структур после обработки электронами с энергией 4 МэВ по сравнению с облучением 10 МэВ. Поэтому оптимизация дефектного состава и времени восстановления диодных структур заключается в формировании максимального отношения концентрации РЦ $E_3(0,37)$ и концентрации остальных дефектов. Максимальный коэффициент формы тока обратного восстановления S , определяемый скоростями изменения анодного тока на фазах нарастания и спада [4], наблюдается для структур после облучения электронами с энергией 4 МэВ и $F = 6 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-2}$.

Оптимальные значения времени и температуры процесса отжига рекомбинационных центров в кремниевых структурах полупроводниковых элементов диодных структур зависят от типа кремния базы. На рис. 2 показаны зависимости времени восстановления t_{rr} и времени жизни неосновных носителей заряда τ_p от напряжения $U_{пр}$ на полупроводниковом элементе ДЧ261. Из рисунка видно что, для получения приборов с $t_{rr} \leq 2 \text{ мкс}$ необходимо при толщине базы $w = 140$ — 160 мкм формировать элементы с $U_{пр} = 1,7$ — $2,2 \text{ В}$.

Оптимальные режимы отжига диодных структур, сформированных на пластинах кремния КЕФ и КОФ,

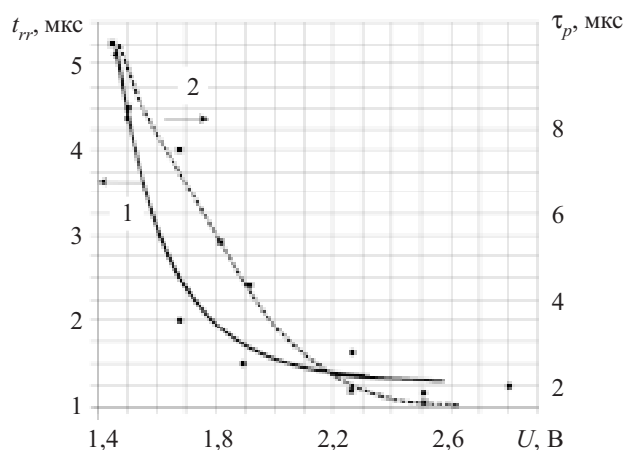


Рис. 2. Зависимость времени восстановления (1) и времени жизни (2) н. н. з. в зависимости от прямого напряжения $U_{пр}$ для диодов ДЧ261 ($w=150$ мкм)

отличаются необходимостью увеличения температуры отжига для КОФ-структур. Так, для КЕФ-45 оптимальным является отжиг при температуре 390—400°C, для КОФ-45 — при 420—450°C в течение 50—80 мин. На рис. 3 показаны зависимости прямого напряжения от времени отжига при различных температурах для структур ДЧ261 на основе исходного КОФ-45. Более удобным является режим отжига, имеющий линейную зависимость, с технологически приемлемой скоростью изменения прямого напряжения в области минимального времени восстановления обратного тока. При 390°C происходит значительное увеличение времени отжига, что приводит к увеличению времени t_{rr} . Диоды с минимальным t_{rr} , максимальным S и высоким пробивным напряжением ($U \geq 2000$ В) получены на диодных структурах, изготовленных на пластинах КОФ-45 при отжиге (420—430°C) в конвейерных водородных печах.

При исследовании особенностей отжига диодных структур, изготовленных из различных типов пластин кремния, с помощью НЕСГУ изучалось влия-

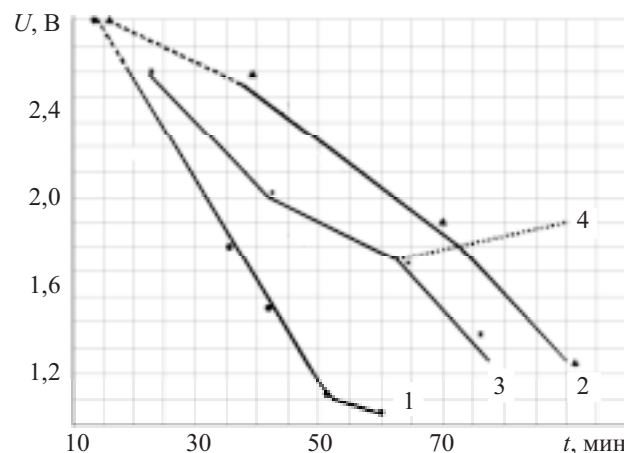


Рис. 3. Зависимость прямого напряжения от времени отжига при различных температурах для диодных структур КОФ-45:

1, 3, 4 — 420°C; 2 — 390°C (3, 4 — зависимости для структур с повышенной концентрацией неконтролируемых примесей)

ние быстро диффундирующих примесей на формирование и отжиг РЦ. Одновременное с диффузией легирующих примесей попадание в область пространственных зарядов базовой области быстро диффундирующих неконтролируемых примесей приводит к уменьшению времени жизни н. н. з. на диодных структурах перед облучением, а также к увеличению времени и температуры последующего отжига РЦ этих структур. К загрязняющим комплексам можно отнести углеродные соединения, а также РЦ с участием металлов, пики которых наблюдаются на спектрах НЕСГУ. Углеродные комплексы составляют РЦ, которые обладают низкими скоростями эмиссии носителей заряда, поэтому время восстановления таких структур увеличивается.

В ряде случаев при низком времени жизни н. н. з. диодных структур до облучения, например, из-за наличия загрязняющих примесей, время отжига возрастает, как показано на рис. 3 (кривая 3). Там же видно, что если в процессе отжига увеличивается концентрация неконтролируемых РЦ, соответствующих некоторым загрязняющим примесям (металлов), то наблюдается увеличение падения прямого напряжения (кривая 4). Концентрация РЦ H_1 , H_2 после радиационной обработки в диодных структурах, сформированных с помощью газовой диффузии, на два-три порядка меньше, чем в диодных структурах, сформированных с помощью рассматриваемой диффузии из окисных пленок. Составной частью окисных пленок является углерод, который при газовой диффузии является загрязняющей фоновой примесью. Кроме того, для эпитаксиальных структур характерны значительно меньшие, чем для кремния Чохральского, концентрации фоновой примеси углерода и кислорода. Поэтому наблюдаемые концентрации углеродсодержащих РЦ значительно меньше при газовой диффузии формирования диодных структур. Можно предположить, что образование РЦ H_1 , H_2 происходит с участием атомов углерода (кислорода).

Для технологического контроля качества и соответствия диффузионных структур годным полупроводниковым приборам можно использовать температурные спектры изменения емкости и тока проводимости I [10]. Уменьшению времени жизни н. н. з. τ_p и ухудшению ВАХ из-за увеличения токов утечек диодов при температуре 150°C соответствует увеличение I и увеличение концентрации загрязняющих примесей глубоких уровней. Температурный отжиг приводит к уменьшению концентрации РЦ и тока проводимости I . Если же их значения остаются большими, наблюдаются низкие исходные значения τ_p , температурная нестабильность и увеличение токов утечек диодных структур, что приводит к уменьшению выхода годных приборов.

При проведении отжига структур, облученных электронами с энергией 4 и 10 МэВ, установлено, что диодные структуры с минимальным временем восстановления и максимальным коэффициентом формы тока восстановления могут быть сформированы

после облучения электронами с энергией 4 МэВ и потоком $6 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-2}$. Улучшение времени восстановления на диодных структурах получено за счет формирования максимальной относительной концентрации дефектов с максимальными скоростями захвата и освобождения носителей заряда, таких как РЦ $E_3(0,37)$.

Оптимальные режимы отжига диодных структур, сформированных на пластинах кремния КЕФ и КОФ, отличаются необходимостью увеличения температуры отжига для КОФ-структур.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Берман Л. С., Лебедев А. А. Емкостная спектроскопия глубоких центров.— Л.: Наука.— 1981.
2. Dmowsky K., Lepley B., Losson E., Bouabdellati M. A method to correct for leakage current effects in deep level transient spectroscopy measurements on Schottky diodes // Applied Physics.— 1993.— Vol. 74, N 6.— P. 3936—3941.
3. Феклисова О. В., Ярыкин Н. А. Взаимодействие водорода с радиационными дефектами в кремнии p -типа проводимости // Физика и техника полупроводников.— 2001.— Т. 35, вып. 12.— С. 1417—1422.
4. Горбань А. Н., Кравчина В. В., Коляда А. И. и др. Влияние обработок поверхности пластин Si на характеристики силовых

диодных структур, облученных электронами // Радиоелектроніка. Інформатика. Управління.— Вип. 1.— 2006.— С. 23—29.

5. Неймаш В. Б., Войнович В. В., Красько М. М. та ін. Радіаційне дефектоутворення в n -Si з домішками свинцю і вуглецю // Український фізичний журнал.— 2005.— Е50.— № 11.— С. 1273—1277.

6. Wosinski T. Electrical activity of misfit dislocations in GaAs-based heterostructures // Semiconductor Physics. Quantum Electronics & Optoelectronics.— 2003.— Vol. 6, N 1.— P. 58—61.

7. Горбань А. Н., Кравчина В. В., Коляда А. И. и др. Формирование радиационных дефектов в кремниевых диодах с разным распределением легирующих примесей // Труды МНПК «Современные информационные и электронные технологии».— Украина, Одесса.— 2006.— Т. 2.— С. 118.

8. Горбань А. Н., Кравчина В. В., Коляда А. И. и др. Формирование быстросовосстанавливающихся диодов // Там же.— Украина, Одесса.— 2007.— С. 323.

9. Жавхаров Е. Л., Кравчина В. В. Влияние атомарного водорода на отжиг радиационных дефектов // Там же.— Украина, Одесса.— 2006.— Т. 2.— С. 118.

10. Кравчина В. В., Гомольский Д. М. Контроль диффузионных структур // Там же.— Украина, Одесса.— 2007.— С. 354.

11. Комаров Б. А. Особенности отжига радиационных дефектов в кремниевых p - n -структурах: роль примесных атомов железа // ФТП.— 2004.— Т. 38, вып. 9.— С. 1079—1083.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

XIV Международная научно-техническая конференция ВЫСОКИЕ ТЕХНОЛОГИИ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ РОССИИ (Материалы и устройства функциональной электроники и микрофотоники)

XXI Международный симпозиум ТОНКИЕ ПЛЕНКИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

Основные направления:

- ✦ *Материалы, оборудование и технологии функциональной электроники и микрофотоники.*
- ✦ *Нанотехнологии в функциональной электронике и микрофотонике.*
- ✦ *Технологии производства, обработки и исследования наноструктурированных материалов.*
- ✦ *Системы и устройства радиотехники и средств связи.*
- ✦ *Метаматериалы и фотонные кристаллы в оптоэлектронике и оптическом приборостроении.*
- ✦ *Технологии, материалы и оборудование для производства СВЧ электронной техники и радиоэлектронных устройств.*
- ✦ *Микроэлектромеханические системы в медицине и промышленности.*
- ✦ *Получение, свойства и применение тонких пленок в электронике.*
- ✦ *Слоистые структуры на основе тонких пленок.*
- ✦ *Методы контроля функциональных свойств материалов электронной техники, измерительная аппаратура и аналитические методы.*
- ✦ *Моделирование и информационное обеспечение исследований.*

Посвящается 45-летию
ЦНИТИ «Техномаш»



Москва, 11—13 сентября 2008 г.

ЦНИТИ «Техномаш»

Московский государственный технический
университет им. Н.Э.Баумана

Реквизиты для связи:

121108, Россия, г. Москва, ул. Ивана Франко, 4

E-mail: samoylovich@technomash.ru

belyanin@technomash.ru

Тел. +7(495) 146-10-95,

Тел./факс +7 (495)146-19-42

А. А. ЗАХАРЧЕНКО, к. ф.-м. н. И. М. ПРОХОРЕЦ,
к. т. н. В. Е. КУТНИЙ, к. ф.-м. н. А. В. РЫБКА,
д. т. н. М. А. ХАЖМУРАДОВ

Украина, г. Харьков, Национальный научный центр
«Харьковский физико-технический институт»
E-mail: rybka@kipt.kharkov.ua

Дата поступления в редакцию
18.12.2007 г.

Оппоненты д. ф.-м. н. В. И. СТАФЕЕВ
(НПО «Орион», г. Москва),
д. ф.-м. н. Д. В. КОРБУТЯК
(ИФП им. В. Е. Лашкарева, г. Киев)

РАСЧЕТ ТРАНСПОРТНЫХ СВОЙСТВ ДЕТЕКТОРОВ ГАММА-ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПОЛУИЗОЛИРУЮЩИХ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Рассмотрен метод определения параметров переноса заряда в детекторах гамма-излучения на основе полуизолирующих полупроводников с использованием численного расчета эффективности сбора заряда и чувствительности детекторов.

Качество полупроводниковых детекторов, применяемых для регистрации γ -излучения, характеризуется уровнем сбора неравновесного заряда, который образуется под воздействием γ -квантов. Для количественного описания процесса сбора заряда обычно используется величина, равная произведению подвижности (μ) на время жизни (τ) носителей заряда, т. е. $\mu\tau$ [1, 2], которая определяет длину свободного пробега носителей. Параметры переноса заряда необходимы для расчета функции отклика в зависимости от энергии и угла падения γ -квантов, являющейся основной характеристикой детектора.

Значения $(\mu\tau)_e$ для электронов у детекторов на базе высокоомных полупроводниковых соединений (CdTe, CdZnTe, HgI₂ и др.) обычно более чем на порядок превышают дырочные — $(\mu\tau)_h$ [1—3]. Такое различие параметров переноса приводит к неполному сбору заряда, что в значительной мере влияет на спектрметрические характеристики детекторов: положение и форму пика полного поглощения, отношение пик/долина и разрешение по энергии [4]. В детекторах, предназначенных для дозиметрии гамма-излучения, сбор заряда определяет отношение сигнал/шум, устанавливая нижний порог энергий регистрируемого γ -излучения. При использовании высокоомных полупроводников в дозиметрии требуется коррекция чувствительности детекторов к энергии γ -излучения [5—7]. Для расчета параметров этой коррекции также необходимо определять произведение $\mu\tau$ для электронов и дырок [8].

Прямые измерения параметров переноса заряда [9], основанные на эффекте Холла, в высокоомных детекторах затруднены из-за низкой концентрации носителей, относительно больших поверхностных токов утечки и малых размеров образцов. Влияние этих факторов приводит к тому, что ошибки измерения оказываются сопоставимыми со значениями определяемых параметров [10]. Во многих случаях подвиж-

ность и время жизни можно измерить только для электронов [11—13].

Наиболее часто для изучения транспортных свойств высокоомных детекторов используется анализ их отклика на облучение α -частицами [1, 14, 15] и γ -квантами низких энергий [16]. Проведенный нами анализ [17] показал, что на практике эти методы применимы только для детекторов γ -излучения спектрметрического качества. Согласно классификации eV PRODUCTS к ним относятся детекторы с разрешающей способностью более 3% на линии 662 кэВ. Для детекторов-спектрометров $(\mu\tau)_e > 1 \cdot 10^{-3} \text{ см}^2/\text{В}$. В последние годы для соединений CdTe (CdZnTe) предложен ряд методик определения величин $(\mu\tau)_{e,h}$, основанных на сравнении экспериментальных и расчетных γ -спектров, полученных методом математического моделирования [18—20]. Методы моделирования позволяют определить параметры переноса для обоих типов носителей. Однако, так как форма регистрируемых спектров чувствительна к уровню шумов, наличию рассеивающих сред и вариациям электрического поля внутри детекторов, подбор согласующихся с экспериментом значений параметров требует большого времени вычислений. Расчетные величины $(\mu\tau)_{e,h}$ могут существенно отличаться от экспериментальных значений, полученных различными методами. Так, сопоставление с данными расчета $(\mu\tau)_{e,h}$ по спектрам α -частиц показало, что подгонка зависимости положения α -пиков от напряжения смещения приводит к значениям $(\mu\tau)_e$ в 1,3 раза меньшим, а для $(\mu\tau)_h$ — в 3 раза меньшим, чем в случае моделирования фотопиков γ -излучения [21].

Разработка и совершенствование методики определения транспортных параметров высокоомных полупроводниковых детекторов для дозиметрии γ -излучения остается достаточно актуальной, так же как и задача контроля параметров переноса заряда в детекторах, находящихся в сильных радиационных полях. Особенности конструкции и условия использования таких детекторов требуют применения численных методов расчета их транспортных характеристик.

Цель данной работы состоит в разработке и верификации метода определения параметров переноса заряда в высокоомных полупроводниковых детекторах γ -излучения на основе их дозиметрических характеристик с применением методов имитационного моделирования.

Моделирование чувствительности детекторов γ -излучения

Рассмотренные в работах [11—20] методы определения параметров переноса носителей заряда дают хорошие результаты для высокоомных детекторов спектрометрического качества. Детекторы, предназначенные для дозиметрии γ -излучения, обычно имеют худшие параметры переноса и значительно более высокие уровни шумов по сравнению с детекторами-спектрометрами. В результате в таких детекторах фотопики при значениях энергии γ -квантов выше 150 кэВ вырождаются, а при более низкой энергии — искажаются. Для α -частиц пики поглощения при облучении со стороны положительного контакта также вырождаются. Это не позволяет применять рассмотренные методы для определения параметров $(\mu\tau)_{e,h}$ дозиметрических детекторов.

Представляет также интерес контроль параметров детекторов в процессе эксплуатации в мощных радиационных полях. Конструкция дозиметрических приборов не обеспечивает возможности использования для этого α -частиц и γ -квантов с низкой энергией, поскольку они будут полностью поглощены корпусом детектора и материалами, применяемыми для его герметизации.

В работах [8, 22] нами рассмотрена модель расчета дозиметрических характеристик CdTe (CdZnTe)-детекторов γ -излучения методом Монте-Карло с использованием программы моделирования транспортирования фотонов и электронов EGSnrc. EGSnrc — это классический код Монте-Карло, позволяющий моделировать взаимодействие фотонов в средах различного состава и геометрии [23]. Разработанный нами программный код, встраиваемый в EGSnrc, дает возможность моделировать отклик детектора для каждого одиночного γ -кванта с учетом статистических эффектов генерации пар в объеме детектора и изменения амплитуды импульса под влиянием шумов элементов электроники. В данной работе кроме CdTe (CdZnTe) исследованы также характеристики детекторов из HgI₂.

На первом шаге программа запоминает соответствующее заданной энергии γ -кванта E_γ значение энергии ионизации E_p , поглощенной внутри полупроводника на заданной глубине (ионизация обусловлена вторичными частицами: каскадными электронами, возникающими при фотоэффекте, комптоновскими электронами и электрон-позитронными парами). На втором шаге код вычисляет высоту импульса для каждого взаимодействующего фотона с учетом эффективности сбора заряда и вклада шумов. Выделенная энергия преобразуется в заряд с учетом энергии образования пары неравновесных носителей w .

Эффективность сбора заряда $\eta(z)$ для плоскопараллельных детекторов определяется уравнением Хехта [24]

$$\eta(z) = \frac{\mu_e \tau_e V}{d^2} \left(1 - e^{\frac{-(d-z)d}{\mu_e \tau_e V}} \right) + \frac{\mu_h \tau_h V}{d^2} \left(1 - e^{\frac{-zd}{\mu_h \tau_h V}} \right), \quad (1)$$

где V — напряжение смещения;

d — толщина детектора;

z — расстояние от отрицательного контакта до точки образования неравновесного заряда.

Вариация числа пар образовавшихся носителей и вклад в регистрируемый сигнал шумов детектора и элементов электроники описывается гауссовым распределением со средним значением E_i/w и дисперсией [25]

$$\sigma^2 = F \frac{E_i}{w} + \sigma_{enc}^2, \quad (2)$$

где F — фактор Фано [26];

E_i — энергия γ -кванта, потраченная на ионизацию материала детектора;

σ_{enc} — эквивалентный шумовой заряд (ENC), учитывающий вклад собственных шумов детектора и шумов элементов электроники [27].

Величина фактора Фано F для различных полупроводников в последние годы многократно уточнялась и по последним данным для CdTe равна 0,06, для CdZnTe — 0,1, для HgI₂ — 0,12 [26].

Разработанная нами программа может моделировать функцию отклика и амплитудные спектры детекторов излучения как монохроматического, так и смешанного от разных источников, что позволяет рассчитать чувствительность регистрации γ -квантов заданной энергии (количество импульсов, вырабатываемых детектором, на единицу дозы при определенном пороге дискриминации) при работе в импульсном режиме.

Расчет параметров переноса заряда высокоомных детекторов на основе дозиметрических характеристик

Для детекторов на основе полуизолирующих полупроводников характерен неполный сбор заряда, что приводит к смещению влево фотопиков в амплитудных спектрах. Эффективность сбора заряда может быть определена из отношения положений максимума фотопика в спектрах для тестируемого детектора и детектора с полным сбором заряда [28], при этом в обоих случаях должен использоваться один и тот же измерительный тракт (предусилитель, усилитель, АЦП). Изменение положения фотопика наиболее удобно определять по линии 59,54 кэВ (²⁴¹Am).

В соответствии с (1), эффективность сбора заряда зависит от двух параметров — $(\mu\tau)_e$ и $(\mu\tau)_h$. При расчете видимого положения максимума фотопика вкладом дырок обычно пренебрегают [20]. Как видно из рис. 1, для заданного положения максимума фотопика 59,54 кэВ при изменении $(\mu\tau)_h$ в 3—4 раза значение $(\mu\tau)_e$ сдвигается менее чем на 5%. Таким образом, положение фотопика в высокоомных детекторах определяется параметрами переноса электронов.

Параметры переноса дырок могут быть определены по форме «уширения» левого края фотопика («дырочный хвост»). Проведенный нами анализ [25] показал, что с увеличением уровня шумов асимметрия фотопика 59,54 кэВ быстро исчезает (рис. 2), и при значениях ENC > 300 e^- форма фотопика 59,54 кэВ для CdTe (CdZnTe)-детекторов уже практически не зависит от $(\mu\tau)_h$. Шумы высокоомных детекторов и эле-

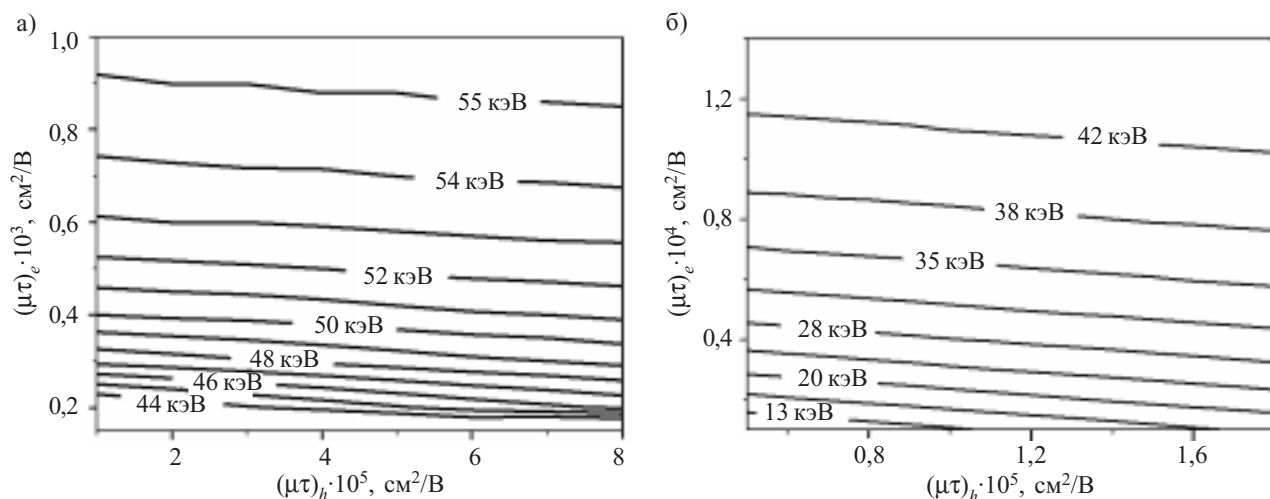


Рис. 1. Расчетное положение максимума регистрируемого фотопика 59,54 кэВ (^{241}Am) в зависимости от параметров $(\mu\tau)_e$ и $(\mu\tau)_h$:
 а — CdTe-детектор (толщина — 1,5 мм, напряжение смещения — 130 В); б — HgI₂-детектор (толщина — 1 мм, напряжение смещения — 400 В)

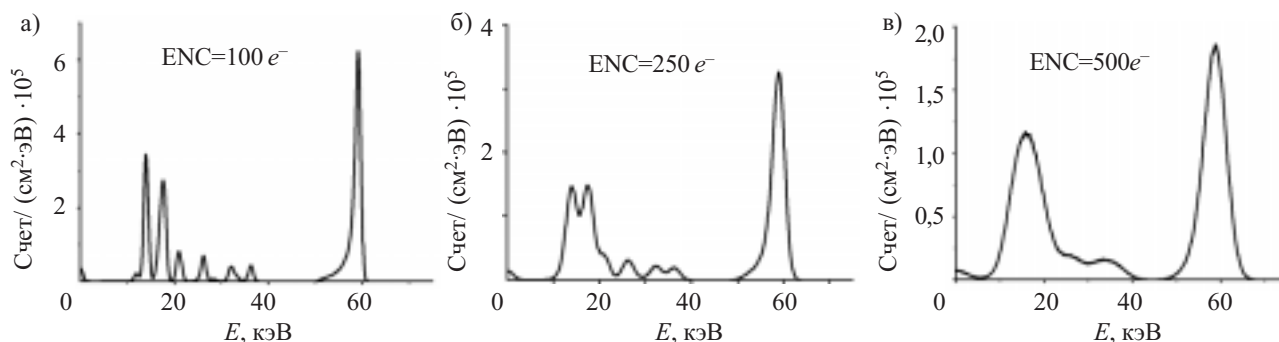


Рис. 2. Расчетные спектры ^{241}Am для CdZnTe-детектора при различных уровнях шумов



Рис. 3. Алгоритм расчета $(\mu\tau)_{e,h}$

Результаты расчета и измерения $(\mu\tau)_{e,h}$ по данным α -спектроскопии

Материал детектора	Размеры детектора, мм	Эффективность сбора заряда	Чувствительность детектора на линии 661,67 кэВ, имп./мкР	Величина $(\mu\tau)_{e,h}$, см ² /В			
				Расчет		Эксперимент	
				$(\mu\tau)_e$	$(\mu\tau)_h$	$(\mu\tau)_e$	$(\mu\tau)_h$
CdTe	4×4×1,5	0,65	24,3	$1,4 \times 10^{-4}$	$5,6 \times 10^{-6}$	$1,1 \times 10^{-4}$	$4,6 \times 10^{-6}$

ментов электроники нередко превышают указанный предельный уровень в несколько раз [29], поэтому определение $(\mu\tau)_h$ методом подгонки формы спектров в условиях значительных шумов кристалла и элементов электроники оказывается невозможным.

Дальнейшее исследование характеристик CdTe (CdZnTe)-детекторов показало, что для одновременного определения $(\mu\tau)_e$ и $(\mu\tau)_h$ у плоскостных детекторов, для которых справедливо уравнение (1), можно использовать данные о видимом положении максимума фотопика 59,54 кэВ (эффективности сбора заряда) и чувствительности детектора к γ -квантам с энергией 661,67 кэВ (¹³⁷Cs). Алгоритм расчета $(\mu\tau)_{e,h}$ приведен на рис. 3.

Как нами было показано ранее [25], положение фотопиков и чувствительность для энергии γ -квантов 661,67 кэВ при порогах дискриминации выше 60 кэВ не зависят от уровня шумов, что позволяет значительно сократить время и увеличить точность расчетов.

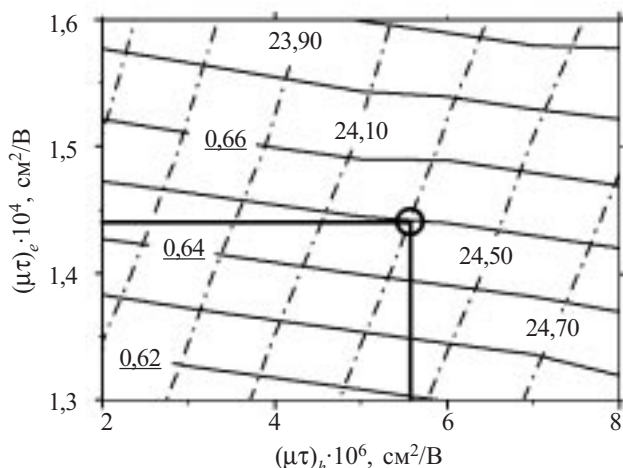


Рис. 4. Диаграмма для расчета $(\mu\tau)_{e,h}$ для CdTe-детектора при напряжении смещения 130 В

На рис. 4 представлена диаграмма эффективности сбора заряда для фотопика 59,54 кэВ и чувствительности на линии 661,67 кэВ в координатах $(\mu\tau)_e$ – $(\mu\tau)_h$ для CdTe-детектора, характеристики которого приведены в таблице. Сплошные линии соответствуют эффективности сбора заряда, а прерывистые — чувствительности. Приведенные в таблице данные показывают, что результаты моделирования хорошо согласуются с данными определения параметров переноса методом α -спектроскопии. Полученное отличие также не выходит за пределы расхождения результатов моделирования спектров γ -излучения и экспериментальных данных в [21].

Как видно из рис. 4, точность определения чувствительности детектора на линии 661,67 кэВ гораздо сильнее влияет на погрешность определения $(\mu\tau)_h$,

чем на $(\mu\tau)_e$. Основной вклад вносят погрешность расчета мощности дозы, создаваемой источником γ -излучения в точке, где размещается детектор, и ошибка измерения скорости счета детектора при заданном пороге дискриминации. Паспортная погрешность определения активности образцовых источников γ -излучения составляет $\pm 3\%$. Точность измерения скорости счета зависит от точности установки порога дискриминации, которая определяется шириной канала АЦП. Для устранения влияния ширины канала АЦП на точность определения $(\mu\tau)_h$ требуется измерение скорости счета γ -квантов с энергией 661,67 кэВ при нескольких напряжениях смещения детектора, поскольку скорость счета планарных CdTe (CdZnTe)-детекторов при регистрации γ -квантов с энергией 661,67 кэВ и пороге дискриминации 59,54 кэВ не зависит от напряжения смещения в широком диапазоне напряжений [17, 28].

Результаты моделирования показывают, что для планарных HgI₂-детекторов скорость счета на линии 661,67 кэВ с порогом дискриминации 59,54 кэВ также остается постоянной в широком диапазоне напряжения смещения. На рис. 5 приведена диаграмма для расчета параметров переноса $(\mu\tau)_{e,h}$ для HgI₂-детектора размерами 4×4×1 мм, находящегося под напряжением смещения 500 В. Сплошные линии обозначают величину эффективности сбора заряда для энергии γ -квантов 59,54 кэВ, а прерывистые — чувствительность на линии 661,67 кэВ. Расчетные данные показывают, что ход зависимостей эффективности сбора заряда и чувствительности для HgI₂-детекторов аналогичен CdTe (CdZnTe)-детекторам, что подтверждает применимость рассмотренного метода для детекторов из иодида ртути.

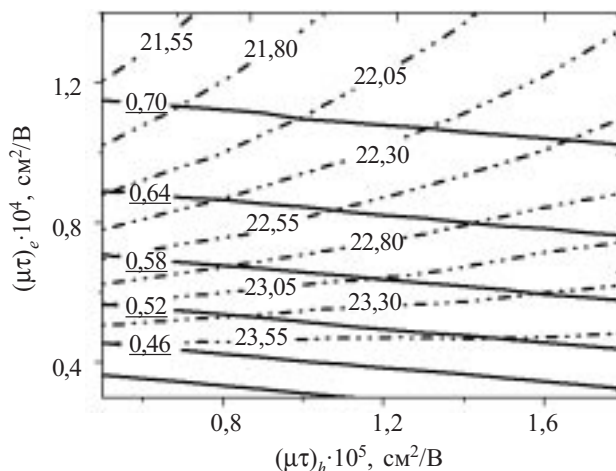


Рис. 5. Диаграмма для расчета $(\mu\tau)_{e,h}$ для HgI₂-детектора при напряжении смещения 500 В

Выводы

Разработанный метод позволяет определять (μ)_{e,h} с использованием экспериментальных данных об эффективности сбора заряда в области низких энергий и о чувствительности детекторов в высокоэнергетической области спектра, а также данных численного моделирования γ -спектров. Выполненное для CdTe-детекторов сопоставление расчетных и экспериментальных данных, полученных методом α -спектрометрии, показывает, что предложенный метод может использоваться для расчета параметров переноса CdTe (CdZnTe)-детекторов, предназначенных как для спектрометрии, так и для дозиметрии γ -излучения.

Исследованный метод нечувствителен к уровню шумов и может использоваться для первичного отбора детекторов, а также для контроля их параметров в процессе эксплуатации в сильных радиационных полях.

Данные имитационного моделирования подтверждают, что с помощью предложенного метода можно определять параметры переноса заряда в детекторах на основе иодида ртути.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

- Schlesinger T.E., Toney J.E., Yoon H. et al. Cadmium zinc telluride and its use as a nuclear radiation detector material // *Materials Science and Engineering*.— 2001.— Vol. 32.— P. 103—189.
- Корбутяк Д. В., Мельничук С. В., Корбут Е. В., Борисюк М. М. Телурид кадмію: домішково-дефектні стани та детекторні властивості.— Київ: Іван Федорів, 2000.
- Owens A., Peacock A. Compound semiconductor radiation detectors // *Nucl. Instr. & Meth. A*.— 2004.— Vol. 531.— P. 18—37.
- Eisen Y., Horovitz Y. Correction of incomplete charge collection in CdTe detectors // *Nucl. Instr. & Meth. A*.— 1994.— Vol. 353.— P. 60—66.
- Горев В. С., Кожемякин В. А., Матвеев О. А. и др. Применение детекторов на основе теллурида кадмия в дозиметрии гамма-излучения // *ПТЭ*.— 1981.— № 1.— С. 60—64.
- Rybka A. V., Davydov L. N., Shlyakhov I. N. et al. Gamma-radiation dosimetry with semiconductor CdTe and CdZnTe detectors // *Nucl. Instr. & Meth. A*.— 2004.— Vol. 531.— P. 147—156.
- Залетин В. М., Кривоzubов О. В., Торлин М. А., Фомин В. И. Радиометрические и дозиметрические характеристики HgI₂ детекторов // *Атомная энергия*.— 1987.— Т. 63, вып. 4.— С. 274—277.
- Захарченко А. А., Наконечный Д. В., Шляхов И. Н. и др. Моделирование энергетической зависимости чувствительности CdTe (CdZnTe) детекторов гамма-излучения // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*.— 2007.— № 1.— С. 28—31.
- Павлов Л. П. Методы измерения параметров полупроводниковых материалов.— М.: Высшая школа, 1987.
- Prokesch M., Szeles C. Accurate measurement of electrical bulk resistivity and surface leakage of CdZnTe radiation detector crystals // *J. Appl. Phys.*— 2006.— Vol. 100.— P. 014503-1—014503-8.
- He Z., Knoll G. F., Wehe D. K. Direct measurement of electron drift parameters of wide band gap semiconductors // *Nucl. Instr. & Meth. A*.— 1998.— Vol. 411.— P. 114—120.
- Mengesha W., Aalseth C. E., Barnett D. S. et al. Pulse shape analysis for electron mobility study in cadmium zinc telluride gamma-ray detectors // *IEEE Trans. on Nucl. Sci.*— 2004.— Vol. 51.— P. 1166—1171.
- Baciak J. E., He Z., Devito R. P. Electron trapping variations in single-crystal pixelated HgI₂ gamma-ray spectrometers // *IEEE Trans. on Nucl. Sci.*— 2002.— Vol. 49.— P. 1264—1269.
- Zanio K., Akutagawa W., Mayer W. Transport properties of semi-insulating CdTe using nuclear particles // *App. Phys. Lett.*— 1967.— Vol. 11, № 1.— P. 5—7.
- Alexiev D., Dytlewski N., Reinhard M. I., Mo L. Characterisation of single-crystal mercuric iodide // *Nucl. Instr. & Meth. A*.— 2004.— Vol. 517.— P. 226—229.
- Ruzin A., Nemirovsky Y. Methodology for evaluation of mobility-lifetime product by spectroscopy measurements in CdZnTe spectrometers // *J. Appl. Phys.*— 1999.— Vol. 82, N 9.— P. 4166—4171.
- Захарченко А. А., Кутний В. Е., Наконечный Д. В. и др. Методы определения параметров переноса заряда в CdTe (CdZnTe) детекторах гамма-излучения // *Вісник Харківського національного університету. Сер. фізична «Ядра, частинки, поля»*.— 2007.— № 784, вып. 4 (36).— С. 85—92.
- Jung M., Morel J., Fougères P. et al. A new method for evaluation of transport properties in CdTe and CZT detectors // *Nucl. Instr. & Meth. A*.— 1999.— Vol. 428.— P. 45—57.
- Miyajima S., Sakuragi H., Matsumoto M. Extraction of mean free path of charge carriers in CdZnTe crystals from measured full-energy peaks // *Nucl. Instr. & Meth. A*.— 2002.— Vol. 485.— P. 533—538.
- Sato G., Parsons A., Hullinger D. et al. Development of a spectral model based on charge transport for the Swift/BAT 32K CdZnTe detector array // *Nucl. Instr. & Meth. A*.— 2005.— Vol. 541.— P. 372—384.
- Sato G., Takahashi T., Sugiho M. et al. Characterization of CdTe/CdZnTe detectors // *IEEE Trans. on Nucl. Sci.*— 2001.— Vol. 49.— P. 1258—1263.
- Захарченко А. А., Кутний В. Е., Рыбка А. В., Хажмурадов М. А. Моделирование дозиметрических характеристик CdTe (CdZnTe) детекторов g-излучения // *Радиоэлектроника и информатика*.— 2006.— № 2.— С. 28—33.
- Kawrakow I. Accurate condensed history Monte Carlo simulation of electron transport. I. EGSnrc, the new EGS4 version // *Med. Phys.*— 2000.— Vol. 27, N 4.— P. 485—498.
- Akutagawa W., Zanio K. Gamma response of semi-insulating material in the presence of trapping and detrapping // *J. Appl. Phys.*— 1969.— 40 (9).— P. 3838—3854.
- Захарченко А. А., Кутний В. Е., Прохорец И. М. и др. Моделирование влияния шумов на характеристики CdZnTe детекторов гамма-излучения // *Радиоэлектроника и информатика*.— 2007.— № 1.— С. 13—16.
- Devanathan R., Corrales L. R., Gao F., Weber W. J. Signal variance in gamma-ray detectors —A review // *Nucl. Instr. & Meth. A*.— 2006.— Vol. 565.— P. 637—649.
- Radeka V. Low-noise techniques in detectors // *Annual Review of Nuclear and Particle Science*.— 1988.— Vol. 38.— P. 217—277.
- Matz R., Weidner M. Charge collection efficiency and space charge formation in CdTe gamma and X-ray detectors // *Nucl. Instr. & Meth. A*.— 1998.— Vol. 406.— P. 287—298.
- Budtz-Jorgensen C., Kuvvetli I., Westergaard N. J. et al. The X-ray imager on AXO // *Nucl. Instr. & Meth. A*.— 2001.— Vol. 458.— P. 132—139.

К. ф.-м. н. Д. М. ЁДГОРОВА, д. ф.-м. н. А. В. КАРИМОВ,
Ф. А. ГИЯСОВА, к. т. н. Р. А. САИДОВА

Узбекистан, г. Ташкент, НПО «Физика-Солнце»
E-mail: karimov@uzsci.net

Дата поступления в редакцию
14.09 2007 г. — 17.04 2008 г.

Оппонент к. ф.-м. н. О. Ю. БАРКОВСКАЯ
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХБАЗОВОЙ $\text{Ag}-\text{N}^0\text{Al}_{0,2}\text{Ga}_{0,8}\text{As}-n^+\text{GaAs}-n^0\text{Ga}_{0,9}\text{In}_{0,1}\text{As}-\text{Au}$ -СТРУКТУРЫ

Исследованы характеристики двухсторонне чувствительных структур при воздействии излучения, определяемого областью собственного поглощения базовых областей. Структуры представляют интерес как бесшумные фотоприемники для опто- и микроэлектроники.

Структуры с барьером Шоттки находят широкое применение в различных областях полупроводниковой электроники и электронных устройствах. Имеются предпосылки использования структур с барьером «металл—полупроводник» в таких перспективных направлениях как глобальные системы связи, системы преобразования солнечной энергии и беспроводные компьютерные сети.

В настоящее время для обеспечения эффективного функционирования волоконно-оптических систем в оптическом диапазоне 0,85—1,55 мкм возникла большая потребность в волноводных излучателях и фотоприемниках, работающих при комнатной температуре [1], поскольку известные излучатели работают при больших плотностях рабочего тока, а фотоприемники обеспечивают необходимую фоточувствительность только при низких температурах.

Широко используемые полупроводниковые детекторы типа $p-i-n$ -диодов [2] и диодов на основе барьера Шоттки [1] работают при наличии значительных обратных напряжений (1—2 В/мкм), что приводит к увеличению шума, возникающего из-за токов утечки [2]. В специально созданных $p^+-p-i-p^+$ -структурах с малыми обратными токами на основе кремния [3] требуется понижать температуру до 4—10 К, что осуществляется с помощью специальных охлаждающих устройств.

Для решения проблемы создания малошумящих приемников излучения, работоспособных при комнатной температуре, стали разрабатываться различные полупроводниковые структуры, использующие фотовольтаические эффекты, на основе соединений арсенида галлия, начали использоваться фотоприемники в фотогальваническом режиме, когда темновые токи равны нулю [4, 5]. В качестве примера можно привести работу [6], где фотовольтаический эффект создается в эпитаксиальной $\text{GaAs } p^+-n-n^+-$ структуре. В отличие от детекторов на основе Ge, такие детекторы работают без напряжения смещения при

комнатной температуре. Продолжение подобных исследований представляется актуальным для выявления путей создания нового типа модифицированных структур на основе элементарных полупроводников и бинарных полупроводниковых соединений с широкими функциональными возможностями для приема оптических сигналов.

В связи с этим целью настоящей работы являлось получение двухсторонне чувствительных двухбазовых $\text{Ag}-\text{N}^0\text{Al}_{0,2}\text{Ga}_{0,8}\text{As}-n^+\text{GaAs}-n^0\text{Ga}_{0,9}\text{In}_{0,1}\text{As}-\text{Au}$ -структур и исследование их функциональных возможностей при воздействии оптического излучения при различных режимах включения.

Экспериментальные образцы и анализ результатов исследования

Модифицированные двухсторонне чувствительные двухбазовые структуры на основе соединений арсенида галлия получены выращиванием методом жидкофазной эпитаксии [7, с. 44—64; 8] гетерослоя N^0AlGaAs на одной поверхности и затем n^0GaInAs -слоя на второй поверхности сильнолегированной подложки из монокристаллического $n^+\text{GaAs:Te}$ с концентрацией носителей $n \approx 3 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ и толщиной 350—400 мкм. При этом слой N^0AlGaAs подвергался повторному нагреву и охлаждению в процессе роста n^0GaInAs . Изотипные гетероэпитаксиальные слои N^0AlGaAs и n^0GaInAs , легированные кислородом, имеют концентрацию носителей $4 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ и толщину 2 и 3 мкм, соответственно. Со стороны широкозонного гетерослоя сформирован выпрямляющий полупрозрачный (70 Å) потенциальный барьер из Ag, а со стороны узкозонного гетерослоя — из Au. Для оценки характера изменения емкостей в потенциальных барьерах под воздействием запирающего напряжения были определены вольт-емкостные характеристики при различных режимах.

Из рис. 1 видно, что в режиме $(+)m_1-N^0-n^+-n^0-m_2(-)$ величина емкости n^0-m_2 -перехода уменьшается с ростом напряжения (кривая 2), а в режиме $(-)m_1-N^0-n^+-n^0-m_2(+)$ емкость m_1-N^0 -перехода остается практически неизменной (кривая 1). Это объясняется образованием высокоомного перекомпенсированного i -слоя на поверхности $\text{N}^0\text{Al}_{0,2}\text{Ga}_{0,8}\text{As}$ в связи с его повторным нагревом и охлаждением во время получения второго $\text{n}^0\text{Ga}_{0,9}\text{In}_{0,1}\text{As}$ -гетерослоя. Далее при получении Ag металлического контакта на поверхности $\text{N}^0\text{Al}_{0,2}\text{Ga}_{0,8}\text{As}$ -гетерослоя создается m_1-i-N^0 -

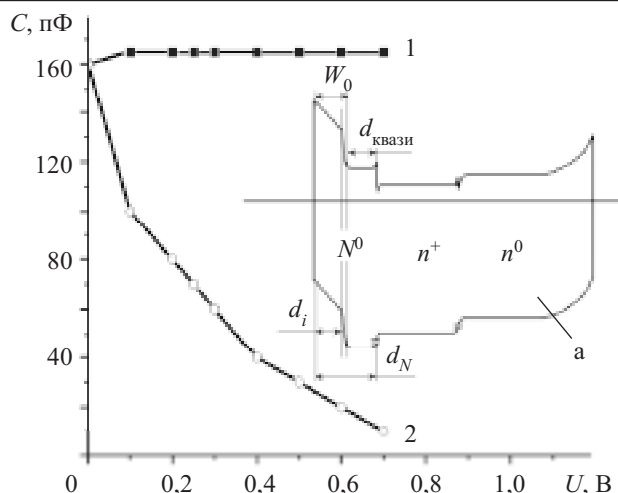


Рис. 1. Зависимость емкости от приложенного напряжения при различных режимах:
 1 — $(-)m_1-N^0-n^+-n^0-m_2(+)$; 2 — $(+)m_1-N^0-n^+-n^0-m_2(-)$;
 вставка а — зонная диаграмма в равновесном состоянии

переход. Таким образом, толщина $N^0Al_{0.2}Ga_{0.8}As$ -гетерослоя состоит из толщины слоя объемного заряда (W_0), создаваемого барьером (m_1-i) и толщины квазинейтральной части $Al_{0.2}Ga_{0.8}As$ -гетерослоя. Слой объемного заряда полностью перекрывает толщину i -слоя (d_i), что приводит к образованию барьера Мотта ($W_0 > d_i$), как показано на зонной диаграмме рис. 1.

Эквивалентную схему исследуемой структуры можно представить в виде двухбарьерной структуры с базовой областью с изотипными $N^0n^+n^0$ -переходами, т. е. она состоит из двух последовательно расположенных изотипных переходов, ширина запрещенной зоны в которых уменьшается в направлении узкозонной части, имея 1,67; 1,43 и 1,32 эВ (рис. 2). Исследования фотоэлектрических характеристик структуры осуществлялось подключением ее к источнику питания $V_1 = U_{пит}$ через амперметр и измерением общего тока и падающего на структуре напряжения $V_2 = U_{общ}^{m-Nn^+n-m}$ в темноте и при возбуждении монохроматическим излучением.

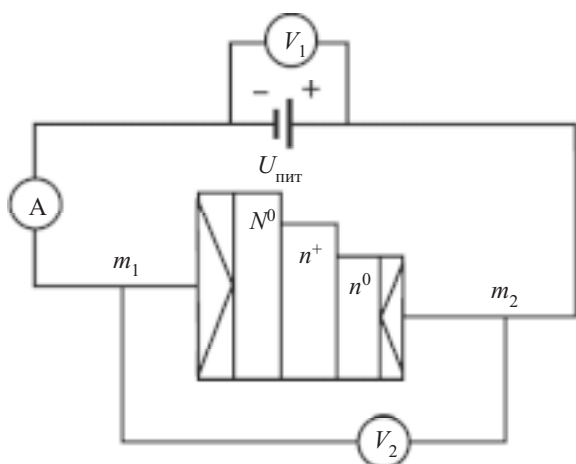


Рис. 2. Электрическая схема включения $m_1-N^0-n^+-n^0-m_2$ -структуры для исследования фотоэлектрических характеристик

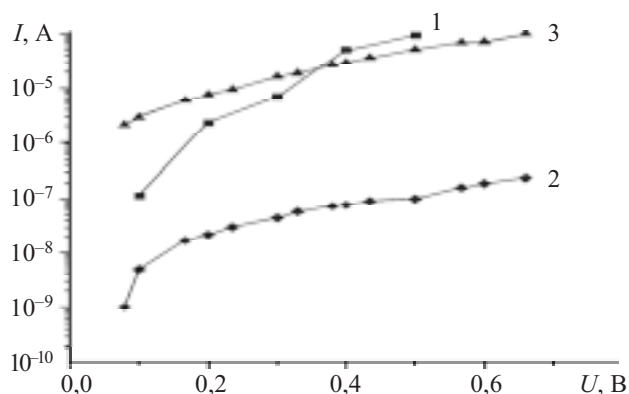


Рис. 3. Вольт-амперная характеристика в режиме прямого смещения $Ag-N^0$ -перехода:
 1 — $(+)Ag-N^0n^+n^0-Au(-)$ в темноте; 2 — $\lambda_1=0,74$ мкм $\rightarrow (+)Ag-N^0n^+n^0-Au(-)$; 3 — $(+)Ag-N^0n^+n^0-Au(-) \leftarrow \lambda_2=0,95$ мкм

Вольт-амперные характеристики $Ag-N^0Al_{0.2}Ga_{0.8}As-n^+GaAs-n^0Ga_{0.9}In_{0.1}As-Au$ -структуры, измеренные в темноте и при освещении монохроматическим излучением с длиной волны $\lambda_1=0,74$ мкм и $\lambda_2=0,95$ мкм, соответствующих собственному поглощению каждого из гетерослоев, приведены на рис. 3, 4. Кривые 1 представляют собой темновые токи в режиме прямого смещения и запирающего $Ag-N^0$ -перехода, кривые 2 получены при освещении излучением с $\lambda_1=0,74$ мкм со стороны барьера Мотта ($Ag-N^0Al_{0.2}Ga_{0.8}As$), а кривые 3 — при освещении с $\lambda_2=0,95$ мкм со стороны барьера Шоттки ($n^0Ga_{0.9}In_{0.1}As-Au$). В режиме полярности напряжения $(+)Ag-N^0Al_{0.2}Ga_{0.8}As-n^+GaAs-n^0Ga_{0.9}In_{0.1}As-Au(-)$ возникает обратный темновой ток через барьер Шоттки с последовательными соединенными изотипными n^+-n^0-Au -переходами. При смене полярности напряжения питания $(-)Ag-N^0Al_{0.2}Ga_{0.8}As-n^+GaAs-n^0Ga_{0.9}In_{0.1}As-Au(+)$ получаем зависимость обратного темнового тока барьера Мотта от напряжения. То есть в режиме $(+)Ag-N^0Al_{0.2}Ga_{0.8}As-n^+GaAs-n^0Ga_{0.9}In_{0.1}As-Au(-)$, когда на все три перехода подаются обратные напряжения, темновой ток через $n^+GaAs-n^0Ga_{0.9}In_{0.1}As-Au$ -переход достигает наибольшего значения (рис. 3, кривая 1), поскольку препятствий для неосновных носителей не имеется. При смене полярности напряжения относи-

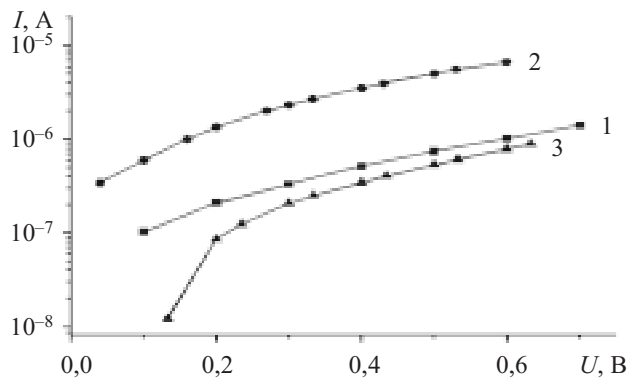


Рис. 4. Вольт-амперная характеристика в режиме запирающего $Ag-N^0$ -перехода:
 1 — $(-)Ag-N^0n^+n^0-Au(+)$ в темноте; 2 — $\lambda_1=0,74$ мкм $\rightarrow (-)Ag-N^0n^+n^0-Au(+)$; 3 — $(-)Ag-N^0n^+n^0-Au(+)$ $\leftarrow \lambda_2=0,95$ мкм

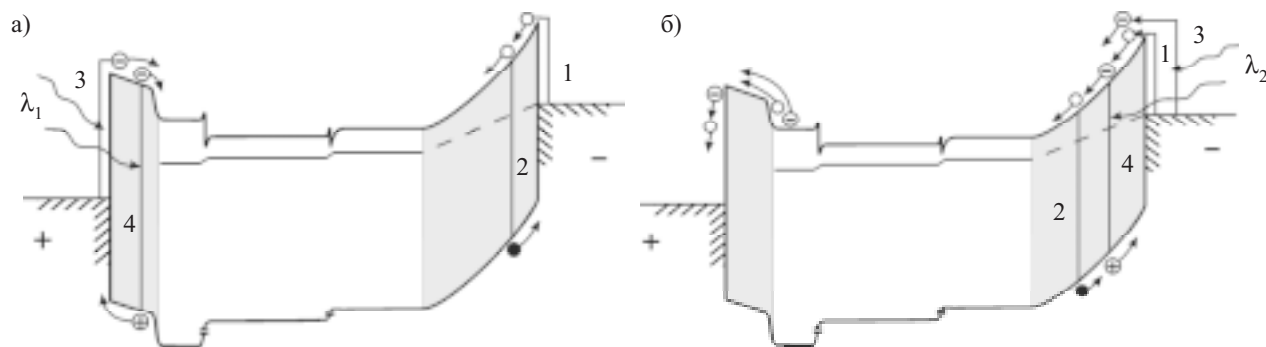


Рис. 5. Зонные диаграммы $(+)m_1-N^0-n^+-n^0-m_2(-)$ -структуры в режиме прямого смещения освещаемого $(+)Ag-N^0$ -перехода (а) и освещаемого запираемого $n^0-m_2(-)$ -перехода (б)

тельно барьера с широкозонным гетерослоем $(-)Ag-N^0Al_{0,2}Ga_{0,8}As-n^+GaAs-n^0Ga_{0,9}In_{0,1}As-Au(+)$ в запираемом $Ag-N^0Al_{0,2}Ga_{0,8}As$ -барьере величина тока уменьшается (рис. 4, кривая 1). Наблюдаемое поведение темного тока можно объяснить тем, что в темноте сопротивление барьера R_{Ag-N^0} больше суммы сопротивлений трех прямовключенных относительно полярности напряжения переходов $R_{N^0-n^+} + R_{n^+-n^0} + R_{n^+-Au}$. Реально структура разбивается на две части, и общее напряжение, прилагаемое от источника, перераспределяется между запираемым и прямо смещаемым переходами $U_{общ}^{m-Nn^+n-m} = U_{обр}^{m-N} + U_{прям}^{N-n^+} + U_{прям}^{n^+-n-m}$, а при другой полярности $(+)m-N-n^+-n-m(-)$ имеем $U_{общ}^{m-Nn^+n-m} = U_{прям}^{m-N} + U_{обр}^{N-n^+} + U_{обр}^{n^+-n-m}$ [9]. В частности, напряжение прямой полярности падает в области объемного заряда и в базовой области $U_{прям}^{n^+-n-m} = U_{барьер}^{n-m} + U_{база}$, при этом величина падающего на барьере напряжения не может быть больше контактной разности потенциалов барьера, т. е. $U_{барьер}^{n-m} \leq U_{к}^{n-m}$, а остальная часть напряжения падает в базе $U_{база}$. Поскольку независимо от полярности включения внешнего напряжения поочередно будут запираются $Ag-N^0AlGaAs$ и $n^0GaInAs-Au$ -барьеры, то в обоих направлениях вольт-амперная характеристика будет иметь обратные ветви.

Следует отметить, что в режиме $(+)Ag-N^0Al_{0,2}Ga_{0,8}As-n^+GaAs-n^0Ga_{0,9}In_{0,1}As-Au(-)$ при освещении структуры со стороны барьера Мотта (рис. 3, кривая 2) и со стороны барьера Шоттки (рис. 3, кривая 3) наблюдается уменьшение крутизны роста тока от напряжения. Для объяснения этого явления проанализируем каждый из случаев фотовозбуждения структуры. При освещении $(+)Ag-N^0Al_{0,2}Ga_{0,8}As-n^+GaAs-n^0Ga_{0,9}In_{0,1}As-Au(-)$ -структуры монохроматическим излучением с длиной волны $\lambda_1=0,74$ мкм в освещаемом $Ag-N^0Al_{0,2}Ga_{0,8}As$ -переходе возникает фотогальванический ток I_{λ} , создающий фото-эдс $U_{эдс}$ с направлением, противоположным направлению темного тока от источника питания. В результате к источнику питания оказывается последовательно подсоединен еще один источник — гальваническая фотобатарея на барьере Мотта ($Ag-N^0Al_{0,2}Ga_{0,8}As$), при этом разница между напряже-

нием питания и фотогальванической эдс определяет-ся выражением

$$V_2 = |U_{пит}| - |U_{эдс}^{Ag-N^0}|.$$

Как показали эксперименты, световой ток через структуру становится меньше темного тока, а зависимость светового тока от напряжения (рис. 3, кривая 2) характеризуется насыщением. Наблюдаемые меньшие значения светового тока можно объяснить изменением процесса токопереноса через $n^+GaAs-n^0Ga_{0,9}In_{0,1}As-Au$ -переход при освещении за счет вариации падающих на данном переходе напряжений. Из зонной диаграммы на рис. 5, а видно, что при подаче рабочего напряжения в режиме $\lambda_1=0,74$ мкм $\rightarrow (+)m_1-N^0-n^+-n_0-m_2(-)$ переход m_1-i-N^0 смещается в прямом направлении, и электроны 1, 2, создающие ток в цепи, будут направляться к контакту m_1 . При этом генерированные освещением электроны 3 будут двигаться навстречу темновым носителям, а дырки 4 будут достигать контакта m_1 без препятствий.

При облучении поверхности $(+)Ag-N^0-n^+-n^0-Au(-) \leftarrow \lambda_2=0,95$ мкм освещаемый барьер Шоттки ($n^0Ga_{0,9}In_{0,1}As-Au$) превращается в фотогальванический источник, напряжение которого суммируется с напряжением, подаваемым от источника питания ($V_2 = U_{iэдс} + U_{фгв}^{n^0-Au}$). В результате световой ток имеет большее значение по сравнению с темновым (рис. 3, кривая 3). Физические процессы в $n^+GaAs-n^0Ga_{0,9}In_{0,1}As-Au$ -переходе изменяются под воздействием оптического излучения. Так, световое излучение, попадающее на запираемый n^0-m_2 -переход, создает фототок, генерируемый электронно-дырочной парой (3, 4 на рис. 5, б), который добавляется к темновому току, создаваемому электронами 1, 2.

Для анализа вольт-амперных характеристик, приведенных на рис. 4 в режиме $(-)m_1-N^0-n^+-n^0-m_2(+)$, обратимся к зонным диаграммам на рис. 6.

При отрицательном напряжении питания в освещаемом ($\lambda_1=0,74$ мкм) $Ag-N^0$ -переходе появляется фото-эдс, генерируемая m_1-i-N^0 -переходом (3, 4 на рис. 6, а), при этом направление тока совпадает с направлением темного тока (1, 2). В результате фото-эдс суммируется с напряжением источника питания

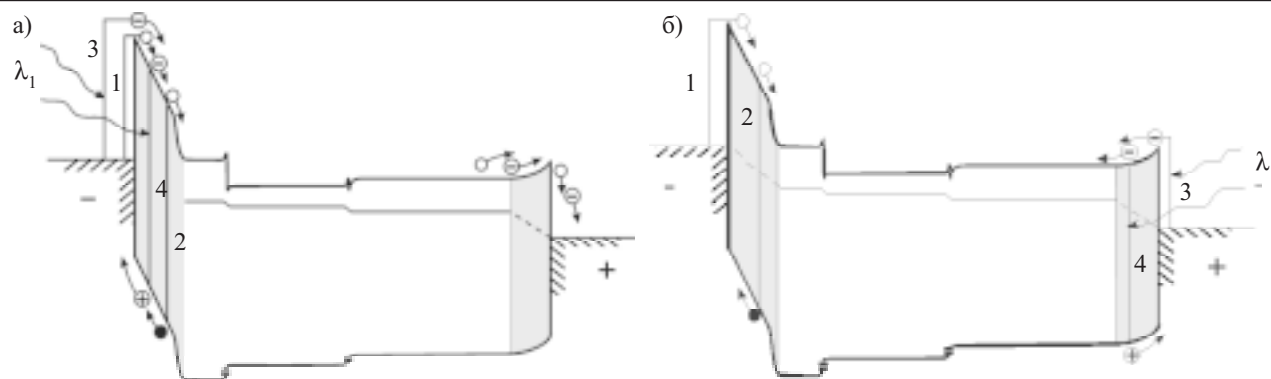


Рис. 6. Зонные диаграммы $(+)m_1-N^0-n^+-n^0-m_2(-)$ -структуры в режиме освещения запираемого m_1-N^0 -перехода (а) и прямого $n^0Ga_{0,9}In_{0,1}As-Au$ -перехода (б)

$(U_{n^0-Au} = U_{пит} + U_{элс}^{Ag-N^0})$, вызывая увеличение светового тока по сравнению с темновым (рис. 4, кривая 2), который достигает насыщения.

В режиме запираания m_1-i-N^0 -барьера Мотта и при освещении $n^0Ga_{0,9}In_{0,1}As-Au$ -барьера Шоттки излучением с длиной волны $\lambda_2=0,95$ мкм создается фототок (3, 4 на рис. 6, б) с направлением, противоположным темновому току (1, 2 на рис. 6, б; кривая 3 на рис. 4).

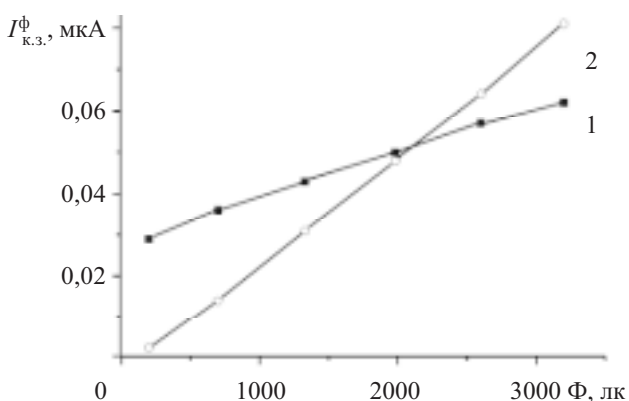


Рис. 7. Люкс-амперная характеристика в режиме тока короткого замыкания:

- 1 — $\lambda_1 \rightarrow Ag-N^0Al_{0,2}Ga_{0,8}As-n^+GaAs-n^0Ga_{0,9}In_{0,1}As-Au$;
2 — $Ag-N^0Al_{0,2}Ga_{0,8}As-n^+GaAs-n^0Ga_{0,9}In_{0,1}As-Au \leftarrow \lambda_2$

Как показали исследования двухбазовой структуры в фотогальваническом режиме, при освещении со стороны $n^0Ga_{0,9}In_{0,1}As-Au$ от светодиода АЛ107А с максимумом длины волны $\lambda_2=0,95$ мкм, а также от источника с максимумом длины волны излучения $\lambda_1=0,5$ мкм со стороны $N^0Al_{0,2}Ga_{0,8}As$ -гетерослоя, создается фототок короткого замыкания. В частности, при освещении структуры со стороны барьера Мотта фототок имеет большие значения, начиная с малых интенсивностей освещения (200 лк) (рис. 7, кривая 1), а при освещении со стороны барьера Шоттки наблюдается линейный рост фототока с большей крутизной (рис. 7, кривая 2).

Заключение

Таким образом, $Ag-N^0Al_{0,2}Ga_{0,8}As-n^+GaAs-n^0Ga_{0,9}In_{0,1}As-Au$ -структура может принимать оп-

тические сигналы как в фотодиодном, так и в фотогальваническом режимах. При воздействии монохроматического излучения физические процессы, протекающие в освещаемых переходах, становятся фотогенерационными, приводя к различию темновой и световой характеристик.

Рассматриваемая структура обладает двухсторонней фоточувствительностью в различном спектральном диапазоне, определяемом областью собственно поглощения каждого из гетерослоев.

Линейная зависимость фототока короткого замыкания $I_{ф.к.з.}$ от интенсивности излучения Φ свидетельствует о возможности использования исследованных структур в качестве малошумящих фотогальванических детекторов, а также бесшумных фотоприемников во входных каскадах оптоэлектронных устройств различного назначения.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Аверин С. В., Кузнецов П. И., Чусов И. И. Сверхбыстродействующие фотодетекторы для широкополосных оптических информационных систем. http://www.expo.ras.ru/base/prod_data.asp?prod_id=2218.
2. McGregor D. S., Hermon H. Room-temperature compound semiconductor radiation detectors // Nucl. Instr. and Meth. Phys. Res.— 1998.— Vol. 410.— P. 101—124.
3. Аронзон Б. А., Ковалев Д. Ю., Козлов А. М. и др. Вольт-амперные характеристики структур на основе Si:B с блокированной проводимостью по примесной зоне в режиме ограничения фотоотклика прыжковым транспортом // ФТП.— 1998.— Т. 32, вып. 2.— С. 192—199.
4. Оптическая линия связи <http://shems.h1.ru/?05/tel70.php>
5. Детекторы волоконно-оптических систем передачи (ВОСП). <http://referatcollection.ru/51188.html>
6. Дворянкин В. Ф., Дворянкина Г. Г., Дикаев Ю. М. и др. Полупроводниковый фотовольтаический детектор // Журнал технической физики.— 2007.— Т. 77, вып. 10.— С. 121—124.
7. Андреев В. М., Долгинов Л. М., Третьяков Д. Н. Жидкостная эпитаксия в технологии полупроводниковых приборов.— М.: Сов. радио, 1975.
8. Ёдгорова Д. М., Каримов А. В., Юлдашев Ш. Ш., Болтаева Ш. Ш. Физико-технологические основы получения резкого $p-n$ -перехода // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2006.— № 4.— С. 59—61.
9. Каримов А. В., Ёдгорова Д. М. Определение характеристик двухбарьерных фотодиодных структур с металлополупроводниковыми переходами // Там же.— 2005.— № 5.— С. 27—30.

Д. т. н. Э. С. МАЛКИН, к. т. н. Ю. Е. НИКОЛАЕНКО,
к. т. н. И. Э. ФУРТАТ, А. М. ДАНИЛОВ, Т. Ю. НИКОЛАЕНКО

Украина, г. Киев, КНУСА, Министерство пром. политики Украины,
НТУУ «КПИ», Киевский нац. университет им. Тараса Шевченко
E-mail: tim_mail@ukr.net, tashka@industry.gov.ua

Дата поступления в редакцию
01.02 2008 г.

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

СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ДВУХКАНАЛЬНОГО ЩЕЛЕВОГО ТЕПЛООБМЕННИКА И СУЩЕСТВУЮЩЕГО НА РЫНКЕ АНАЛОГА

Экспериментально показано, что по сравнению с водяным теплообменником фирмы Titan разработанный теплообменник позволяет увеличить отводимую мощность более чем на 50%.

Одной из основных проблем при конструировании перспективных высокопроизводительных электронных систем является обеспечение теплового режима электронных компонентов. Стремление к уменьшению их габаритных размеров и совершенствованию функциональных характеристик приводит к существенному росту удельной мощности тепловыделения на поверхности этих компонентов. Например, плотность теплового потока на поверхности перспективных высокопроизводительных микропроцессоров может достигать значений до 200 Вт/см^2 [1], что требует применения высокоэффективных систем охлаждения.

С целью повышения эффективности охлаждения микропроцессоров в последнее время разработан ряд замкнутых систем охлаждения [2—5] с одним или несколькими жидкостными теплообменниками, соединенными системой трубопроводов с насосом (помпой), и воздушно-жидкостным теплообменником, с поверхности которого теплота отводится в окружающую среду.

Анализ рабочих характеристик известных водяных систем охлаждения показывает, что эффективность теплоотвода с помощью таких систем определяется, в основном, интенсивностью кондуктивно-конвективного теплообмена в жидкостном теплообменнике в зоне теплоподвода и интенсивностью теплообмена с внешней поверхности воздушно-жидкостного теплообменника. Повышения интенсивности теплообмена

в зоне теплоподвода можно достичь путем реализации в жидкостном теплообменнике специальных щелевых каналов для протекания жидкости, обеспечивающих высокоэффективный конвективный теплообмен [6].

С этой целью разработаны новые конструкции одноканального и многоканального жидкостных щелевых теплообменников, отличающихся сравнительно небольшими габаритными размерами и высокими теплотеплопередающими характеристиками [7, 8]. В результате расчетных и первых экспериментальных исследований таких теплообменников [9—11] установлено, что коэффициент теплоотдачи в щелевом канале растет по мере уменьшения его высоты. Однако при этом увеличивается его гидравлическое сопротивление, а соответственно растут и энергетические затраты на прокачку теплоносителя через теплообменник. С учетом этого высота щелевого канала $0,2\text{—}0,3 \text{ мм}$ считается оптимальной [11].

Целью настоящей работы являлось экспериментальное сравнение эффективности теплоотвода с помощью разработанного авторами алюминиевого двухканального щелевого теплообменника с высотой каналов $0,3 \text{ мм}$ и жидкостного теплообменника фирмы Titan, поставляемого в комплекте с жидкостной системой охлаждения модели TWC-A05 для микропроцессоров Intel P3, P4 и AMD K7, K8.

Экспериментальная установка и методика проведения исследований

Схема экспериментальной установки для проведения исследований приведена на **рис. 1**. Она предусматривает возможность испытания обоих типов теплообменников как в составе системы жидкостного охлаждения Titan модели TWC-A05 с принудительной циркуляцией жидкости по замкнутому кон-

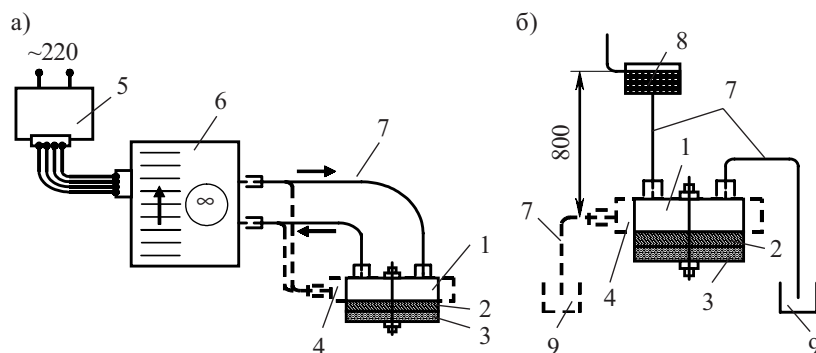


Рис. 1. Схема экспериментальной установки для исследования водяных теплообменников с замкнутым (а) и разомкнутым (б) циклом циркуляции воды: 1 — двухканальный щелевой теплообменник; 2 — медная пластина имитатора теплового потока; 3 — тепловыделяющие резисторы; 4 — теплообменник Titan; 5 — блок питания ПЭВМ (12 В; 5 В); 6 — внешний блок Titan для циркуляции и принудительного воздушного охлаждения воды; 7 — гибкие шланги; 8 — напорная емкость с водой; 9 — приемная емкость

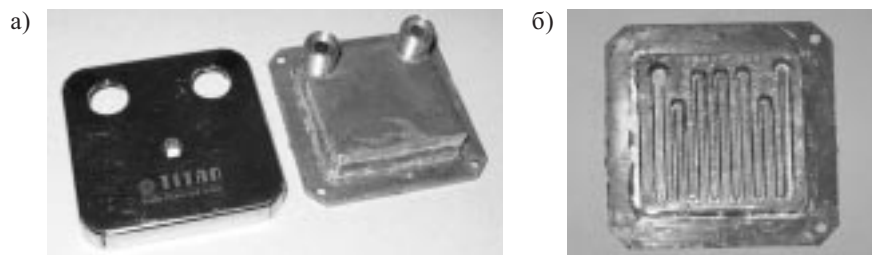


Рис. 2. Теплообменник Titan со снятой декоративной крышкой (а) и со снятой герметичной крышкой (б)

туру и воздушным охлаждением ее во внешнем воздушно-жидкостном теплообменнике с помощью встроенного вентилятора, так и в условиях разомкнутой системы водяного охлаждения.

Внешний вид теплообменника Titan показан на рис. 2. Под декоративной крышкой теплообменника находится металлический контейнер прямоугольной формы размерами $43 \times 43 \times 10$ мм с внутренними водяными каналами и внешними входным и выходным штуцерами. Водяные каналы имеют зигзагообразную форму и выполнены в блоке высотой 7,5 мм из алюминиевого сплава, герметично припаянным одним основанием к медному основанию теплообменника, а другим — к верхней медной крышке со штуцерами. Размеры охлаждаемой части — $63 \times 63 \times 13$ мм, ширина подводящего и отводящего водяных каналов — 2 мм, зигзагообразных охлаждающих каналов — 1,5 мм, толщина перегородок между зигзагообразными каналами — 2 мм. Внутренняя поверхность теплообмена составляет $47,24 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$, площадь основания активной части теплообменника — $18,49 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$, общая площадь основания теплообменника — $39,69 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$.

Для питания вентилятора и насоса теплообменного блока системы охлаждения Titan использовался блок

питания от серийной ПЭВМ, обеспечивающий стабилизированные напряжения постоянного тока 12 и 5 В. Размеры встроенного вентилятора — $80 \times 80 \times 25$ мм, максимальная частота вращения — 2700 об/мин, максимальный объемный расход воздуха — $0,94 \text{ м}^3/\text{мин}$ ($33,18 \text{ ft}^3/\text{min}$).

Схема и внешний вид щелевого теплообменника показаны на рис. 3 и 4. Размеры его охлаждаемой части — $40 \times 40 \times 15,6$ мм. Для подсоединения щелевого теплообменника к водяной системе охлаждения Titan со шлангами и накидными гайками, имеющими дюймовую резьбу, были использованы переходные резьбовые втулки.

Исследуемый теплообменник устанавливался через тонкий слой теплопроводной пасты КПТ-8 на имитаторе теплового потока и прижимался к нему с помощью металлической скобы. В качестве имитатора теплового потока (см. рис. 5, а) использована медная пластина размерами $37 \times 37 \times 7$ мм с полированными поверхностями, на одной из которых (на нижней) через слой пасты КПТ-8 устанавливались и с помощью винтов закреплялись два резистора типа РА-7. Максимальная мощность каждого резистора — 300 Вт, размеры — $18 \times 37 \times 5,5$ мм, электрическое сопротивление — 5 Ом. Теплоотдающее основание ре-

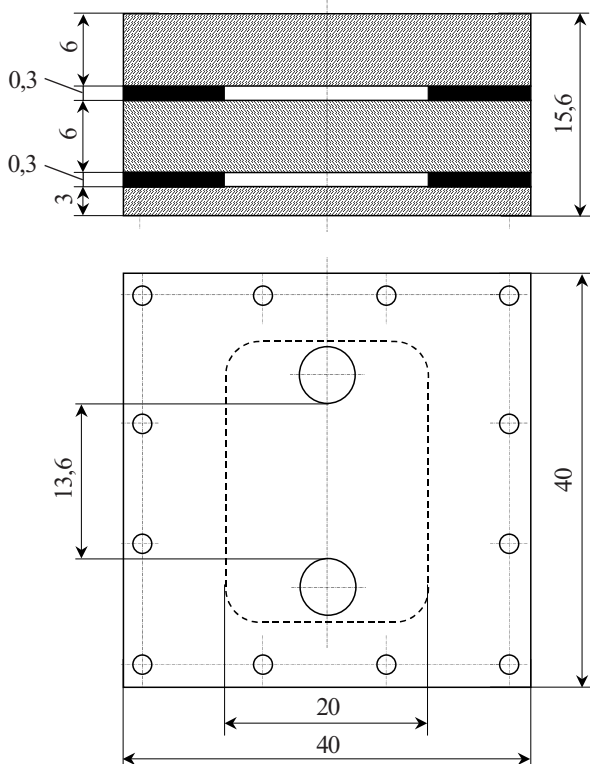


Рис. 3. Схема двухканального щелевого теплообменника



Рис. 4. Внешний вид двухканального щелевого теплообменника с переходными резьбовыми втулками

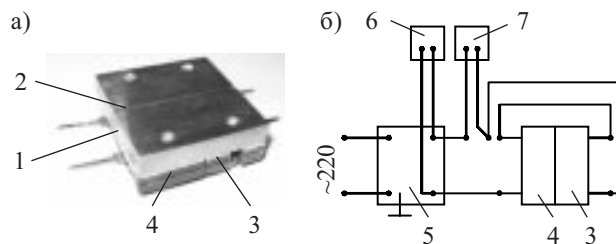


Рис. 5. Внешний вид имитатора теплового потока (а) и схема его электрического подключения (б): 1 — медная пластина; 2 — паз для установки термопар; 3, 4 — резисторы; 5 — автотрансформатор ЛАТР-1; 6 — вольтметр АСТВ; 7 — амперметр Э59

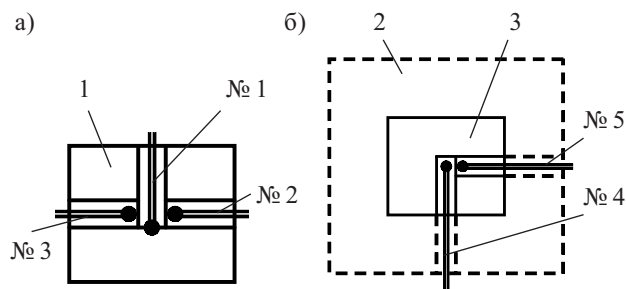


Рис. 6. Схема установки термопар (№ 1...№ 5) для измерения температуры на контактных поверхностях имитатора теплового потока (а) и водяных теплообменников (б): 1 — основание имитатора теплового потока; 2 — основание теплообменника Titan; 3 — основание щелевого теплообменника

зистора выполнено из нитридной керамики, корпус — из пластмассы. Подключение резисторов к питающей сети осуществлялось последовательно через автотрансформатор ЛАТР-1 (см. рис. 5, б), что обеспечивало возможность регулирования суммарной мощности на резисторах в диапазоне от 40 до 600 Вт. Электрическая мощность имитатора теплового потока определялась расчетным путем по показаниям амперметра типа Э59 и вольтметра типа АСТВ с классами точности 0,5.

Измерение температуры контактирующей поверхности имитатора теплового потока и нижней поверхности каждого водяного теплообменника осуществлялось с помощью хромель-копелевых термопар с диаметром проводов 0,2 мм, зачеканенных в пазах на соответствующих контактирующих поверхностях (см. рис. 6). На имитаторе теплового потока было установлено три термопары, на каждом водяном теплообменнике — по две. Термо-эдс термопар измерялась с помощью цифрового вольтметра типа Ф283. Для обработки экспериментальных данных использовались средние значения температуры на каждой контактной поверхности. В случае разомкнутой системы подачи воды под действием статического давления измерение температуры охлаждающей воды осуществлялось в подающей и приемной емкостях с помощью ртутного термометра с ценой деления 0,1°C,

а объемный расход воды определялся с помощью мерного сосуда и секундомера.

Сравнительный анализ результатов исследований

На рис. 7 представлены зависимости мощности Q имитатора теплового потока от среднего значения температуры его поверхности t для режима циркуляции охлаждающей воды по замкнутому контуру и охлаждением ее потоком воздуха в системе Titan модели TWC-A05 и для режима движения воды по разомкнутому контуру.

Анализ результатов исследований тепловых характеристик разработанного теплообменника и теплообменника Titan в составе замкнутой системы водяного охлаждения (см. рис. 7, а) показывает, что в диапазоне температуры имитатора теплового потока $t=35\text{—}80^\circ\text{C}$ мощность, отводимая щелевым теплообменником, превышает мощность, отводимую теплообменником Titan, на 56—64 Вт, соответственно. В частности, для рекомендуемой из соображений надежной работы микропроцессора температуры 60°C мощность, отводимая алюминиевым щелевым теплообменником, составляет 172 Вт, что на 60 Вт выше по сравнению с медным теплообменником Titan. При этом удельный тепловой поток, подводимый к основанию щелевого теплообменника, в 2,5 раза выше, т. к. площадь базовой поверхности его основания ($16 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$) в 2,5 раза меньше, чем у теплообменника Titan ($40 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$), а весь подводимый тепловой поток практически равномерно распространяется по всему основанию обоих теплообменников.

Использование щелевого теплообменника при более высоких значениях отводимой мощности, например около 204 Вт, позволяло снизить температуру имитатора теплового потока более чем на 20°C .

Повышение мощности имитатора теплового потока выше 240 Вт приводило к нарушению нормального режима работы замкнутой системы водяного охлаждения Titan, поскольку существующей эффективности воздушного охлаждения нагретой воды во внешнем теплообменном блоке системы оказалось недостаточно для поддержания на постоянном уровне температуры воды на выходе из внешнего теплообменника.

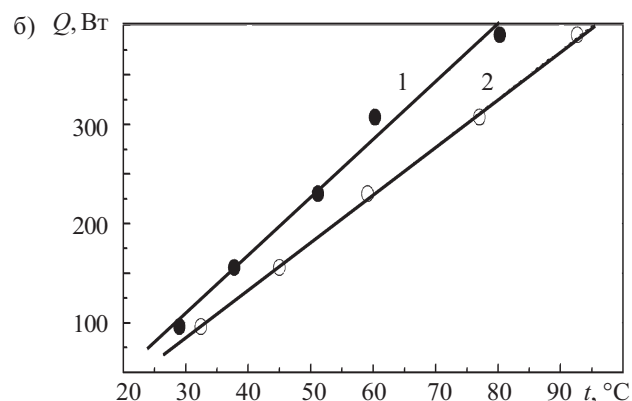
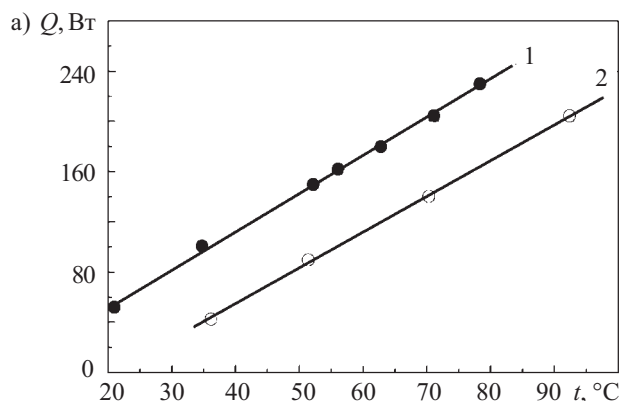


Рис. 7. Зависимость отводимой мощности от температуры имитатора теплового потока в режиме циркуляции воды по замкнутому контуру (а) и в режиме разомкнутой системы охлаждения (б): 1 — для двухканального щелевого теплообменника; 2 — для теплообменника Titan

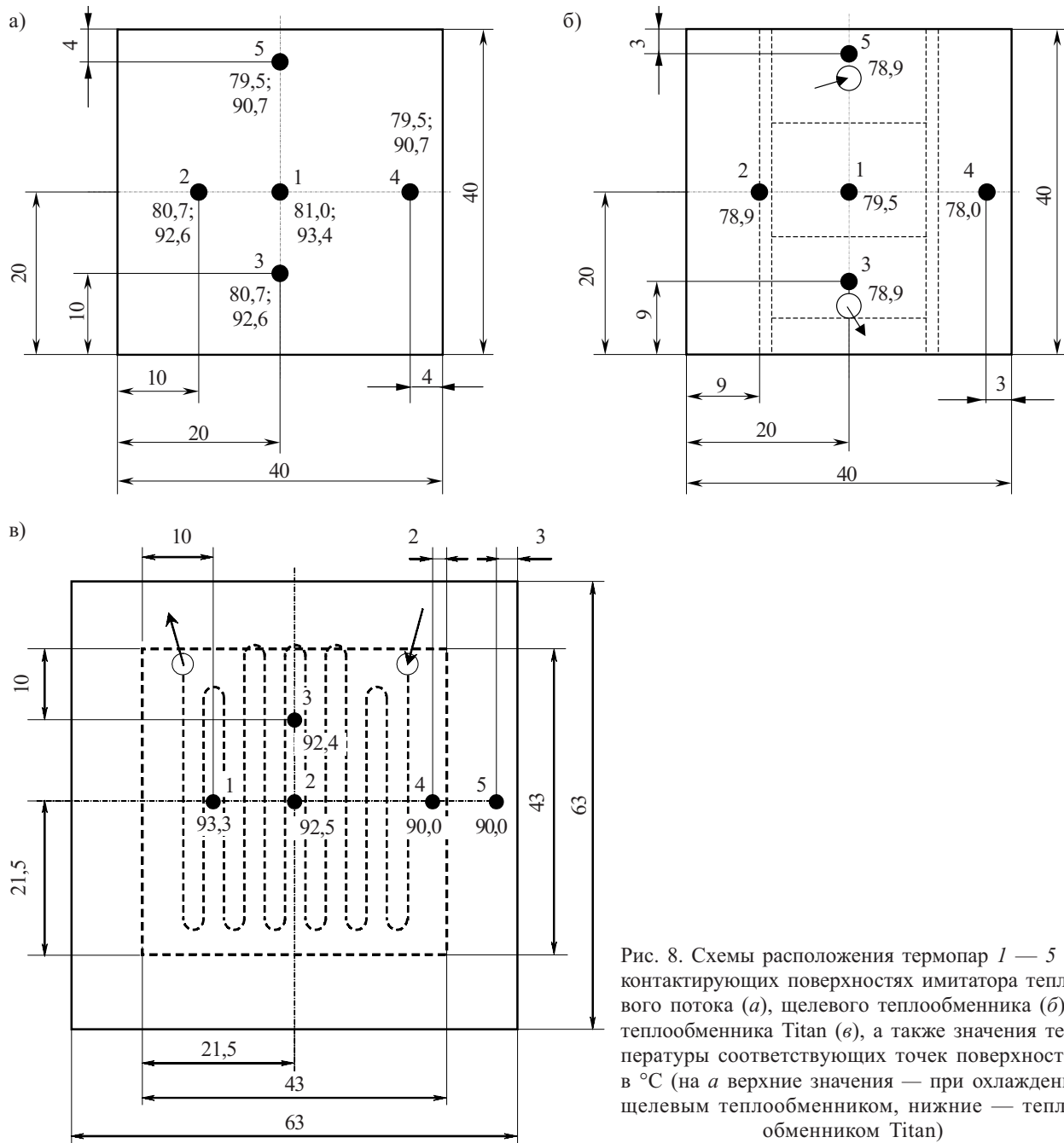


Рис. 8. Схемы расположения термпар 1 — 5 на контактирующих поверхностях имитатора теплового потока (а), щелевого теплообменника (б) и теплообменника Титан (в), а также значения температуры соответствующих точек поверхностей в °С (на а верхние значения — при охлаждении щелевым теплообменником, нижние — теплообменником Титан)

С целью определения эффективности теплоотвода щелевым теплообменником при более высоких значениях подводимой мощности аналогичные исследования были проведены в условиях разомкнутой системы подачи охлаждающей воды в теплообменник из бака, расположенного на 0,8 м выше относительно теплообменника. Это отвечает паспортному значению напора насоса, встроенного во внешний блок воздушно-водяного охлаждения системы Титан (рис. 1, б).

Как видно из рис. 7, б, в этом случае мощность, отводимая двухканальным щелевым теплообменником при объемном расходе воды 6,25 мл/с с температурой 14°С, составляет 96,3—390 Вт при $t=29$ —80,3°С, соответственно. При $t=60$ °С отводилась мощность 307,4 Вт, что на 135,4 Вт больше, чем тем же

теплообменником в условиях замкнутой системы охлаждения.

Исследование теплообменника Титан в разомкнутой системе охлаждения показало, что несмотря на более высокое значение расхода охлаждающей воды (8 мл/с) отводимая им мощность при $t=60$ °С была на 73,4 Вт меньше, чем щелевым теплообменником. В целом же, диапазону отводимой мощности 96,3—390 Вт при использовании теплообменника Титан соответствовал диапазон температуры $t=32,4$ —92,7°С, т. е. при максимальной мощности 390 Вт средняя температура имитатора была на 12,4°С выше, чем при использовании щелевого теплообменника.

С целью определения равномерности температурного поля на поверхности основания обоих теплооб-

менников и имитатора теплового потока, а также оценки относительного количества теплоты, рассеиваемой их внешней поверхностью, были проведены дополнительные исследования в условиях разомкнутого цикла подачи охлаждающей воды при $Q=390$ Вт. При этом измерялась не только подводимая к имитатору теплового потока электрическая мощность, но и количество теплоты, отводимое охлаждающей водой. Для этого определялись расход и температура воды на входе и выходе из теплообменников. Температура воды на входе в теплообменники составляла 16°C , расход воды через теплообменник Titan — 8 мл/с, через двухканальный щелевой теплообменник — 8,7 мл/с.

Схема размещения термопар и значения температуры в этих точках приведены на **рис. 8**. Стрелками показан подвод и отвод охлаждающей воды.

Сравнительный анализ результатов измерений показал следующее.

При одинаковой подводимой тепловой мощности температура охлаждаемой поверхности (имитатора теплового потока) в случае применения двухканального щелевого теплообменника на 7—13 % ниже, чем при использовании теплообменника Titan.

Относительное количество теплоты, отведенное водой в двухканальном щелевом теплообменнике, составляет 85—97% от общего подводимого теплового потока, в теплообменнике Titan — 81—93%, т. е. отвод теплоты с внешней поверхности последнего выше, чем щелевого.

Разброс значений температуры по площади охлаждаемой поверхности в случае применения двухканального щелевого теплообменника не превышает $1,5^{\circ}\text{C}$, для теплообменника Titan он достигает $2,7^{\circ}\text{C}$. При этом для выравнивания температуры в теплообменнике Titan в качестве основания используется медная пластина толщиной 3 мм, в то время как в двухканальном щелевом теплообменнике никаких дополнительных мер для этой цели принимать не нужно.

Коэффициент теплоотдачи от теплоотдающей поверхности к воде в двухканальном щелевом теплообменнике более чем в 5 раз выше, чем в теплообменнике Titan (7380 и 1450 Вт/(м 2 · $^{\circ}\text{C}$), соответственно). Расхождение экспериментальных и расчетных значений, полученных по методике [9], не превышает 3%.

Мощность теплоотвода, отнесенная к 1 см 2 основания теплообменника, для двухканального щелевого теплообменника достигает $24,5$ Вт/см 2 (при температуре охлаждаемой поверхности 80°C), в то время как для теплообменника Titan она не превышает 10 Вт/см 2 (при температуре охлаждаемой поверхности 92°C).

Выводы

Результаты проведенных исследований двух типов теплообменников убедительно свидетельствуют о более высокой эффективности теплоотвода с помощью разработанного двухканального щелевого теплообменника по сравнению с существующим на рынке теплообменником Titan. Это положение обосновано достигнутыми, с одной стороны, значительно более низкими температурами поверхности имитатора теплового потока при одинаковой отводимой тепловой мощности и, с другой стороны, более высокими значениями отводимой мощности при одинаковой температуре имитатора.

Разработанный теплообменник может найти широкое применение как для охлаждения микропроцессоров ЭВМ, так и для охлаждения других теплонагруженных компонентов и узлов электронной аппаратуры.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Мельниченко А. Жидкостное охлаждение электронных компонентов // Электронные компоненты и системы.— 2005.— № 1.— С. 39—42.
2. Деклар. пат. 59101А України. Охолоджувач процесорів електронних пристроїв / Д. М. Тютюнник, Г. О. Пархоменко.— 2003.— Бюл. № 8.
3. Пархоменко Г. Водные процедуры // Мой компьютер.— 2004.— № 9/284.— С. 17—19.
4. Кравец В. Ю., Коньшин В. И., Пархоменко Г. А. Система водяного охлаждения мощного процессора ПЭВМ // Технологии и конструирование в электронной аппаратуре.— 2005.— № 1.— С. 42—44.
5. Хачатрян Д., Марченко П. Вода против тепла // Домашний ПК.— 2006.— № 1.— С. 26—35.
6. Тимошенко А. В. Гидродинамика и теплообмен потока жидкости в щелевых микроканалах. Автореф. дис. ... канд. техн. наук.— Киев, ИТТФ НАНУ.— 2007.
7. Деклар. пат. 17091 України. Рідинний теплообмінник для охолодження потужного мікропроцесора / Е. С. Малкін, А. В. Тимошенко, Ю. Є. Ніколаєнко, Т. Ю. Ніколаєнко.— 2006.— Бюл. № 9.
8. Пат. 22628 України. Рідинна система охолодження потужного електронного компонента / Е. С. Малкін, А. В. Тимошенко, Т. Ю. Ніколаєнко, Ю. Є. Ніколаєнко.— 2007.— Бюл. № 5.
9. Малкін Е. С., Фуртат І. Е., Ніколаєнко Ю. Є., Ніколаєнко Т. Ю. Методика розрахунку нових високоефективних двоканальних теплообмінників на базі щілинних мікроканалів для відводу теплоти за допомогою води // Новая тема.— 2007.— № 4.— С. 11—12.
10. Малкин Э. С., Тимошенко А. В., Николаенко Ю. Е., Николаенко Т. Ю. Повышение эффективности охлаждения процессоров // Труды 8-й МНПК “Современные информационные и электронные технологии”.— Одесса, Украина.— 2007.— С. 265.
11. Николаенко Ю. Е., Малкин Э. С., Фуртат И. Э., Николаенко Т. Ю. Экспериментальное исследование одноканального щелевого теплообменника жидкостной системы охлаждения для микропроцессора // Технологические системы.— 2007.— № 4.— С. 54—62.

К. ф.- м. н. В. М. ПОПОВ, А. С. КЛИМЕНКО,
А. П. ПОКАНЕВИЧ

Украина, г. Киев, НИИ микроприборов НАНУ
E-mail: porovmcs@i.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
23.01.2008 г.

Оппонент д. т. н. В. М. СОРОКИН
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ МЕТОД ВЫЯВЛЕНИЯ «ГОРЯЧИХ ТОЧЕК» В ИЗДЕЛИЯХ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

Разработан новый метод отображения «горячих точек» в изделиях микроэлектроники, основанный на визуализации локальной холестерической фазы в смектической фазе холестерического жидкого кристалла. Приведена технология реализации метода и примеры его использования.

Информация о местах локальных утечек тока в кристаллах интегральных схем (ИС) и полупроводниковых приборов (ПП) существенно упрощает анализ причин отказов изделий. Знание координат локальных утечек тока позволяет эффективно использовать высокоточные аналитические методы для исследования физико-химической природы, структуры и пространственных размеров локальных дефектных областей (мест локальных утечек тока). Последующее детальное изучение дефектного места позволяет определить конструкторско-технологические, производственные или эксплуатационные причины возникновения дефекта.

Дефекты в виде локальных утечек тока наиболее распространены и являются причиной появления локальных источников тепловыделения в изделиях электронной техники. Эти источники, являясь аномальными, приводят к повышению температуры в зонах их действия и в современной научной литературе получили название «горячие точки». Наиболее эффективными методами выявления горячих точек являются тепловые методы, особенно те, в которых используются визуальные наблюдения.

В настоящее время известно много методов термографии горячих точек в изделиях электронной техники. Все они основаны на использовании либо инфракрасной (ИК) микроскопии с преобразованием ИК-излучения с исследуемой поверхности в видимое изображение на экране телемонитора, либо визуального отображения распределения температуры поверхности в покрывающей ее термочувствительной пленке. Применение современных методов ИК-термографии горячих точек в изделиях электронной техники основано на использовании дорогостоящих ИК-видеокамер высокого разрешения, компьютерной техники и программных средств [1].

Термография горячих точек на поверхностях кристаллов изделий микроэлектроники с применением

термочувствительных пленок развита и совершенствуется в основном за счет использования термооптических свойств жидких кристаллов (ЖК).

Ранее других типов жидких кристаллов для целей термографии горячих точек в изделиях микроэлектроники применялись холестерические жидкие кристаллы (ХЖК) [2, 3]. Использовалась зависимость отражения внешнего освещения пленки ХЖК в жидкокристаллической фазе (мезофазе) от температуры. Каждой температуре пленки в этой фазе соответствует определенная длина волны отраженного света в видимой области. Горячая точка в отраженном свете выглядит разноцветной. Одноцветные кольца отражают расположение изотерм в области горячей точки. Для наблюдения такого изображения горячей точки исследуемую поверхность образца необходимо предварительно зачернить, а само наблюдение проводить в микроскопе с боковым освещением. Увеличение таких микроскопов значительно уступает микроскопам с освещением поверхности через объектив, а зачернение исследуемой поверхности под пленкой ХЖК в жидкокристаллической фазе не позволяет наблюдать топологическую картину поверхности.

В дальнейшем развитие методов ЖК-термографии горячих точек в кристаллах изделий микроэлектроники основывалось на визуализации локальной изотропной фазы в области горячей точки и применении поляризационных микроскопов с освещением исследуемой поверхности через объектив. При этом использовались как ХЖК [4], так и нематические ЖК (НЖК) [5–7]. Общим недостатком существующих методов является то, что локальная изотропная фаза в области горячей точки определяется на фоне непрозрачной или недостаточно прозрачной жидкокристаллической фазы. Это не позволяет наблюдать горячую точку на фоне четкого изображения топологической картины поверхности кристалла изделия микроэлектроники, что, в свою очередь, приводит к неопределенной координатной привязке горячей точки к топологическому элементу или их группе.

Целью настоящей работы является разработка усовершенствованного метода ЖК-термографии горячих точек на поверхностях кристаллов в изделиях микроэлектроники, который обеспечивает четкое изображение горячей точки на прозрачном фоне ЖК-пленки, сквозь которую в поляризационном микроскопе с освещением через объектив наблюдается топологическая картина поверхности кристалла.

Известно [8, 9], что некоторые типы ХЖК и смесей ХЖК по мере возрастания температуры имеют следующие фазовые состояния: твердое, смектическое, холестерическое, изотропное. При этом смектическое и холестерическое состояния представляют собой ЖК- мезофазу. Каждое состояние существует в определенном температурном диапазоне. Например, смесь эфиров холестерина пропионата и нонаноата в зависимости от весового процента холестеринпропионата имеет различные температурные диапазоны существования фаз. Так, если в смеси содержится 20% холестеринпропионата, то наблюдаются следующие температурные диапазоны существования фаз: твердая фаза — при температуре меньше 41°C , смектическая — в диапазоне $41\text{—}58^{\circ}\text{C}$, холестерическая — в диапазоне $58\text{—}91^{\circ}\text{C}$, изотропная — при температуре больше 91°C . При содержании холестеринпропионата более 32% смесь не имеет смектической фазы. Если такую пленку, нанесенную на поверхность образца, нагреть до температуры существования смектической фазы и в этом состоянии ее однородно гомеотропно ориентировать по поверхности образца, то она будет прозрачной. Над локальной областью поверхности образца, нагретой до температуры большей, чем верхняя температура диапазона существования смектической фазы, но меньшей температуры фазового перехода в изотропное состояние, будет существовать локальная область пленки ХЖК в холестерическом состоянии. Если предположить, что пленка в этом состоянии пропускает свет хуже, чем в смектическом состоянии, то локальная область плен-

ки в холестерическом состоянии будет визуализироваться. При скрещенных поляризаторах в поляризационном микроскопе холестерическая фаза всегда наблюдается как светлозернистая. Следовательно, локальная холестерическая фаза в горячей точке будет выглядеть локальной светлой областью на фоне прозрачной смектической фазы, т. е. на фоне четкого изображения топологической картины поверхности кристалла образца.

На рис. 1 приведены изображения фазовых состояний пленки ХЖК на поверхности кристалла интегральной схемы. Используемый здесь ХЖК имеет следующие температурные диапазоны существования фазовых состояний: при температуре менее 25°C — твердое, от 25 до 51°C — смектическое, от 51 до 81°C — холестерическое, при температуре выше 81°C — изотропное. Величина шага спирали ХЖК составляет около $3000\text{ \AA}$, что сравнимо с длиной волны видимого света и значительно больше размеров молекул. Расстояние между квазинематическими слоями $5\text{—}6\text{ \AA}$. В температурном интервале существования смектической фазы ХЖК образуется смектическая фаза модификации А (в соответствии с принципом Зикмунда–Демуса). В этой фазе длинные оси молекул перпендикулярны слою, а плоскость слоя параллельна поверхности исследуемого образца. Из рис. 1 видно, что изотропная и смектическая фазы одинаково хорошо прозрачны, холестерическая — светлозерниста и непрозрачна, твердая — непрозрачна и имеет конфокальную структуру.

Изображения на рис. 1 получены после предварительного (до нанесения пленки ЖК) осаждения на по-

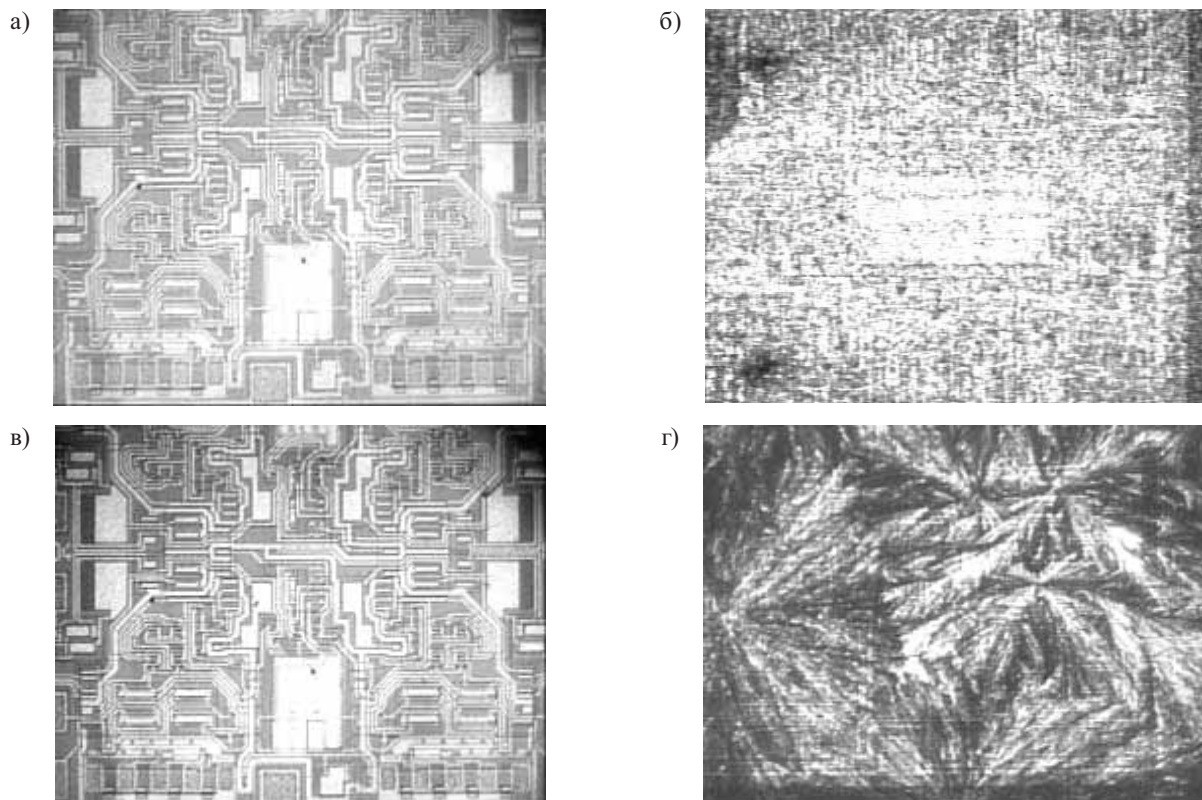


Рис. 1. Изображения пленки ХЖК на поверхности кристалла интегральной схемы в различных фазовых состояниях:

а — изотропное; *б* — холестерическое; *в* — смектическое; *г* — твердое

верхность кристалла ИС прозрачной мультимолекулярной пленки поверхностно-активного вещества (лецитина), с помощью которой достигается однородная гомеотропная ориентация ХЖК в смектической фазе, что обеспечивает ее прозрачность.

Приведенные выше результаты определили направление исследований для разработки нового метода выявления горячих точек в изделиях микроэлектроники. На основе многочисленных экспериментов отработаны необходимые технологические процедуры и последовательность их выполнения для практической реализации этого метода, базирующегося на получении изображений локальной холестерической области в смектической фазе ХЖК.

Наиболее приемлемые результаты получены при выполнении описанных ниже операций с соблюдением их последовательности и режимов.

Для достижения однородно гомеотропно ориентированного ХЖК в смектической фазе на поверхности кристалла образца необходимо тщательно очистить поверхность. На чистую и просушенную поверхность кристалла осадить из 1%-ного спиртового раствора пленку лецитина. После естественного испарения спирта образец прополоскать в спирте до исчезновения заметных визуально признаков присутствия лецитина на поверхности кристалла образца, при этом очень четко наблюдаются все топологические элементы поверхности. Образец высушивают при температуре 65—70°C в течение около 30 минут. Эта процедура позволяет закрепить на поверхности кристалла образца мультимолекулярную пленку лецитина. Затем на поверхность кристалла образца следует осадить пленку ХЖК (имеющего смектическую фазу)

из 10%-го раствора в петролейном эфире. После испарения эфира (2—3 мин) образец с пленкой ХЖК следует нагреть до температуры на 1—2°C больше температуры фазового перехода ХЖК в изотропное состояние. После этого образец необходимо выдерживать (5—6 мин) до полного исчезновения локальных включений (кластеров) холестерической фазы и образования равномерно прозрачной пленки ХЖК в изотропной фазе по всей поверхности кристалла образца. Охладить образец до температуры на 1—2°C меньше температуры перехода из смектической фазы в холестерическую. При этой температуре ХЖК на поверхности образца пребывает в смектической фазе. Так как поверхность образца была активирована прозрачной мультимолекулярной пленкой лецитина, то молекулы ХЖК в смектической фазе однородно гомеотропно ориентированы к поверхности. Это значит, что пленка ХЖК в смектической фазе является прозрачной, не отличающейся от прозрачности изотропной фазы ХЖК (рис. 1, а, в).

Исследования показали, что охлаждение образца от температуры изотропного состояния ХЖК на его поверхности до температуры смектической фазы ХЖК предпочтительнее нагрева, т. к. такое направление перехода в смектическую фазу обеспечивает полное отсутствие в ней локальных холестерических включений, и она в этом случае является достаточно однородно прозрачной на поверхности образца.

Локальная область повышенной температуры на исследуемой поверхности кристалла может иметь различную форму — близкую к точке, линии и др. Такую же форму имеет светлозернистое отображение горячей точки локальной холестерической фазой

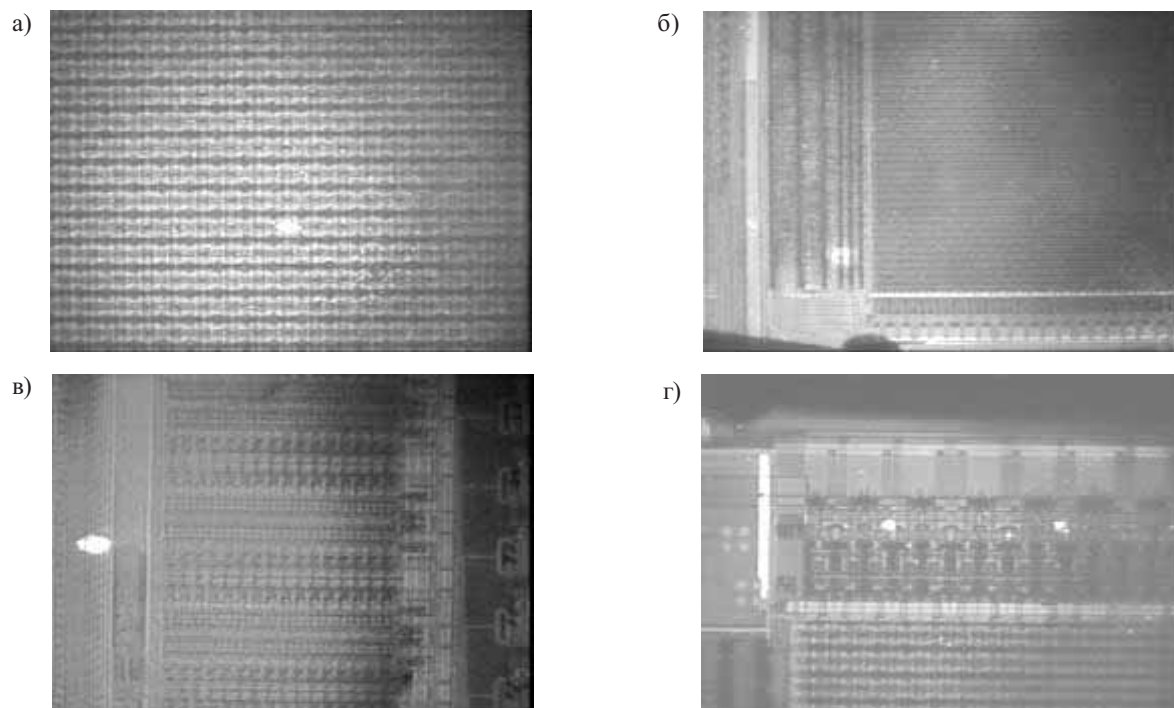


Рис. 2. Горячие точки, выявленные на различных функциональных участках кристаллов СБИС (увеличение $\times 40$ (а, г), $\times 25$ (б, в)):

а) матрица; б) периферийный участок схемы; в) формирователи импульсных напряжений; г) дешифраторы столбцов

в прозрачной смектической фазе, т. е. на фоне четко-го изображения топологической картины поверхности исследуемого кристалла в поляризационном микроскопе при скрещенных поляризаторах (рис. 2).

Как и известные современные методы ЖК-термографии горячих точек в изделиях микроэлектроники, разработанный метод базируется на визуальном отличии фазовых состояний ЖК. В известных методах используется визуальное отличие изотропного состояния от жидкокристаллического (нематического в НЖК и холестерического в ХЖК), в разработанном методе используется визуальное отличие смектического состояния от холестерического в ХЖК. Температурные интервалы переходов из одного состояния в другое в разработанном методе и известных современных методах — одного порядка и составляют десятки и сотые доли градуса в зависимости от типа используемого ЖК и его чистоты. Температурная чувствительность известных и разработанного методов при близких температурных интервалах переходов фазовых состояний определяется возможностью поддержания более низкотемпературного состояния вблизи температурного интервала фазового перехода — чем ближе температура этого состояния к указанному интервалу, тем выше температурная чувствительность. Разработанный метод по температурной чувствительности не уступает известным современным методам ЖК-термографии горячих точек. Для выявления горячих точек, вызванных локальными утечками тока, температуру смектического состояния достаточно поддерживать на 1—2°С меньше температурного интервала фазового перехода «смектическая фаза — холестерическая фаза».

На разработанный метод получен патент Украины [10]. Для его практической реализации в Центре “Мик-

роаналитика” НИИ микроприборов разработана методика, с помощью которой проведено выявление горячих точек в многочисленных образцах кристаллов различных типов полупроводниковых приборов, включая современные СБИС.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Rocotoniaina I. P., Breitenstein O., Langenkamp M. Localization of weak heat sources in electronic devices using highsensitive Lock — in IR thermography // Material Science and Engineering. — 2002. — B91—92. — P. 481—484.
2. Garbarino P. L., Sandison R. D. Nondestructive location of oxide breakdowns on MOS FET structures // J. Electrochem. Soc. — 1973. — Vol. 120. — № 6. — P. 834—835.
3. Добролеж С. А., Караулов А. А., Клименко А. С., Коваль Ю. Д. Применение жидкокристаллических термоиндикаторов для выявления локальных дефектов в кристаллах ИС // Электронная промышленность. — 1982. — Вып. 10—11. — С. 97—100.
4. Hiatt J. A method of detecting hot spots on semiconductors using liquid crystals // Proceedings of the 19-th annual International Reliability Physics Symposium. — Orlando, Florida. — 1981. — P. 130—133.
5. Burgess D., Tan R. Improved sensitivity for hot spot detection using liquid crystal // Proceedings of the 22 Annual Reliability Physics Symposium. — Las Vegas, Nevada. — 1984. — P. 119—121.
6. Pat. 4682857 USA. Liquid crystal hot spot detection with infinitesimal temperature control / Tan, Peng. — 07.1987.
7. Pat. 5767489 USA. Enhanced resolution liquid crystal microthermography method and apparatus / Mark S. Ferrier. — 06.1998.
8. Жаркова Г. М., Хачатурян В. М. Холестерические жидкие кристаллы // Сборник статей Института теоретической и прикладной механики, г. Новосибирск. — 1976. — С.4—13.
9. Америк Ю. Б., Кренцель Б. А. Химия жидких кристаллов и мезоморфных полимерных систем. — М.: Наука, 1981.
10. Пат. № 77499 України. Спосіб виявлення локальних джерел тепловиділення в зразках кристалів інтегральних схем та напівпровідникових приладів / В. М. Попов, А. С. Клименко, О. П. Поканевич, М. В. Мошель. — 15.12 2006.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



Берлин Е. В., Двинин С. А., Сейдман Л. А. Вакуумная технология и оборудование для нанесения и травления тонких пленок. — М.: Техносфера, 2007. — 176 с.

В книге обобщено современное состояние одной из отраслей производства изделий электронной техники — вакуумной технологии нанесения и травления тонких пленок. Книга содержит подробное описание магнетронных напылительных установок, плазмохимических установок для травления тонких пленок и технологических особенностей их использования. Описаны математические модели, способы управления и примеры использования реактивного магнетронного напыления, принципы построения и применения среднечастотных источников питания для реактивного магнетронного напыления. Приведены теоретические основы и физические принципы конструирования нового типа источника высокочастотного разряда низкого давления для ионного или плазмохимического травления тонких пленок и/или их стимулированного плазмой осаждения.

Книга рассчитана на специалистов научно-исследовательских лабораторий, конструкторских бюро и производственных подразделений предприятий, занимающихся разработкой и изготовлением различных изделий электронной техники и оборудования для их производства.

О. В. МАЗНИЦКАЯ, д. т. н. А. П. ОКСАНИЧ, к. т. н. В. И. ОРЕЛ

Украина, Кременчугский ун-т экономики, информационных технологий
и управления

E-mail: pvr@ient.net, spartak@vicard.net

Дата поступления в редакцию
26.11 2007 — 10.04 2008 г.

Оппонент д. х. н. В. Н. ТОМАШИК
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

РЕКТИФИКАЦИОННАЯ ОЧИСТКА ТРИХЛОРИДА МЫШЬЯКА ОТ ПРИМЕСИ КИСЛОРОДА

Изучено поведение $AsCl_3$ в солянокислых растворах. Предложен метод очистки и конструкция колонны для непрерывного процесса ректификации.

В производстве полупроводниковых материалов нашел широкое применение особо чистый металлический мышьяк, получаемый из трихлорида мышьяка $AsCl_3$, который является исходным материалом в процессах наращивания эпитаксиальных структур арсенида галлия, используется для легирования кремния. Для выращивания монокристаллов полупроводниковых соединений типа $A^{III}B^V$ используют элементарный мышьяк, который получают методом восстановления водородом из $AsCl_3$. Поэтому качество полупроводниковых материалов в значительной степени зависит от чистоты трихлорида мышьяка [1]. Микропримеси, содержащиеся в нем (сера, сурьма, кислород и др.), значительно влияют на электрофизические свойства арсенида галлия [2]. В связи с этим большое практическое значение имеет глубокая очистка трихлорида мышьяка физико-химическими методами и, в частности, его ректификация.

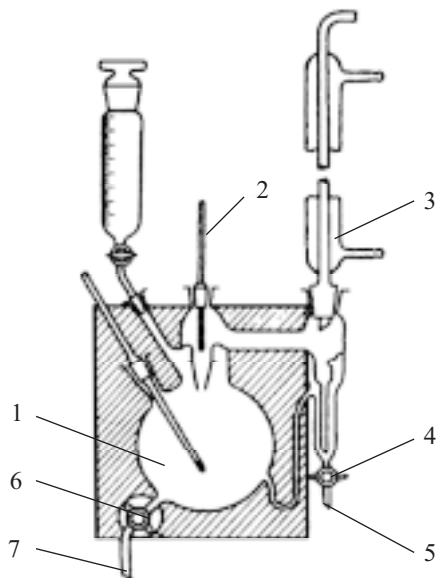


Рис. 1. Усовершенствованный прибор Отмера:

1 — колбы; 2 — термометр; 3 — холодильник; 4, 6 — краны; 5 — патрубок для отбора конденсата состава y ; 7 — патрубок для отбора кубовой жидкости состава x

Особенности получения $AsCl_3$ в промышленности обуславливают его загрязнение кислородсодержащими продуктами гидролиза ($As(OH)Cl_2$, $As(OH)_2Cl$), существенно влияющими на его последующую очистку [3].

Целью данной работы является изучение поведения трихлорида мышьяка в солянокислых растворах для последующей выработки технологических приемов, позволяющих освободиться от основных хлоридов мышьяка на ранних этапах его очистки.

Исследование проводилось на приборе Отмера, общий вид которого показан на рис. 1 [4]. Такие приборы для исследования фазового равновесия позволяют изучать системы с ограниченной растворимостью. Предварительно прибор был проверен на стандартной смеси n -гептан-бензол.

Результаты исследований представлены в таблице.

Зависимость коэффициента относительной летучести α от концентрации $AsCl_3$ для исходной молярной концентрации эквивалента соляной кислоты $c_{эк} = 5,95$ н

Концентрация $AsCl_3$ в кубовой жидкости состава x , % вес.	Концентрация $AsCl_3$ в конденсате состава y , % вес.	$\alpha = \frac{y(1-x)}{x(1-y)}$	Примечание
3,8	10,4	2,73	
7,6	19,1	2,51	
11,2	26,2	2,34	
15,4	34,1	2,2	
17,6	34,5	—	Расслаивание
18,7	34,8	—	Расслаивание

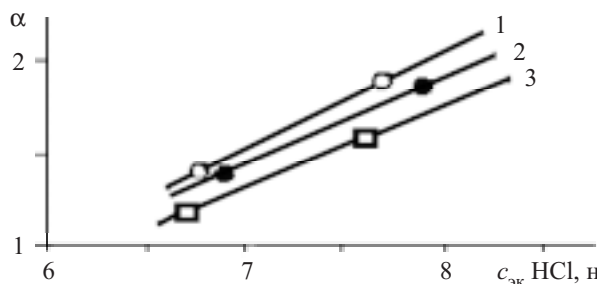


Рис. 2. Зависимость коэффициента относительной летучести трихлорида мышьяка из солянокислых растворов от концентрации кислоты для различных значений исходной концентрации As^{+3} :

1 — 0,5 г/л; 2 — 0,3 г/л; 3 — 0,1 г/л

В таблице четко прослеживается уменьшение величины коэффициента относительной летучести трихлорида мышьяка из солянокислых растворов с ростом концентрации AsCl_3 в азеотропной соляной кислоте (где жидкая и газовая фаза находятся в равновесии). Поэтому для поддержания величины α необходим механизм, который постоянно обеспечивал бы избыток газообразного хлористого водорода в системе. К такому выводу подводит также анализ зависимости коэффициента относительной летучести AsCl_3 от концентрации хлористого водорода (рис. 2).

Для реализации такого механизма на этапе предварительной ректификации была предложена конструкция колонны для непрерывного процесса ректификации (рис. 3). В кубовое пространство такой колонны с помощью устройства 5 непрерывно подается газообразный хлористый водород, который, пройдя по всей высоте колонны, попадает на ее выход 1. Вопрос последующей утилизации HCl в данной работе не рассматривается.

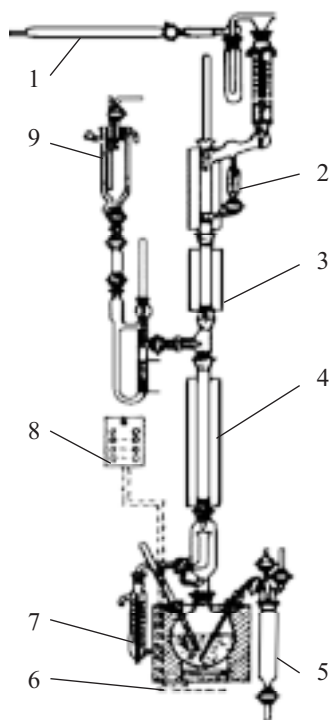


Рис. 3. Схема ректификационной колонны, работающей в непрерывном режиме:

1 — выход колонны; 2 — отбор легких фракций; 3, 4 — укрепляющая и исчерпывающая части колонны; 5 — подача газообразного HCl ; 6 — нагреватель куба; 7 — отбор кубовых фракций; 8 — пульт управления; 9 — подача исходной смеси

Введение дополнительного газа в паровой поток колонны требует пересчета ее динамических характеристик. На рис. 4 показана схема материальных потоков потоков колонны.

Материальный баланс ректификационной колонны.
Общий материальный баланс:

$$F = W + D; \quad (1)$$

материальный баланс колонны по AsCl_3 :

$$F x_f = W x_w + D, \quad (2)$$

где x_f — концентрация AsCl_3 в начальной смеси;

x_w — концентрация AsCl_3 в нижней части колонны.

Решая совместно уравнения (1) и (2), получим общее уравнение баланса:

$$F = D \frac{1 - x_w}{x_w - x_f}. \quad (3)$$

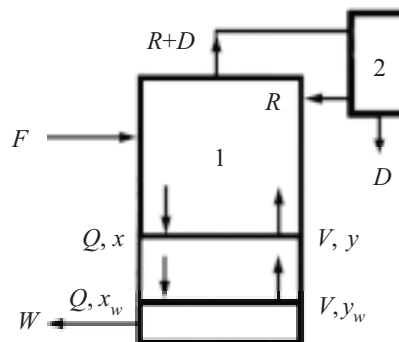


Рис. 4. Схема материальных потоков в колонном реакторе: 1 — колонна; 2 — дефлегматор; F — начальная смесь; D — дистиллят; W — отбор кубового продукта; R — количество флегмы; Q — количество жидкой фазы в сечении колонны; V — количество газовой фазы в сечении колонны; x, y — соответственно составы жидкой и газовой фаз в сечении колонны; x_w, y_w — соответственно составы жидкой и газовой фаз в сечении отбора кубового продукта

Уравнение рабочей линии.

Для сечения над местом отбора кубового продукта (рис. 4) можно записать уравнение баланса:

$$Q(x - x_w) = V(y - x_w). \quad (4)$$

Решая уравнение (4) относительно y получим

$$y = \frac{Q}{V} x - \frac{Q - V}{V} x_w, \quad (5)$$

где $Q = R + F$, $V = R + D$.

Тогда уравнение рабочей линии будет иметь вид:

$$y = \frac{R + F}{R + D} x - \frac{F - D}{R + D} x_w. \quad (6)$$

Поскольку хлористый водород, подаваемый в колонну, не принимает участия в ее материальном балансе, уравнение рабочей кривой не изменяется, но при расчете проходного сечения колонны необходимо учитывать дополнительное количество газа, подаваемого в куб. (Конструктивный расчет ректификационной установки выходит за пределы данного исследования.)

Таким образом, предложенная схема дополнительной подачи хлористого водорода в куб реактора позволяет сместить равновесие системы « AsCl_3 — водный раствор HCl — продукты гидролиза» в сторону образования трихлорида мышьяка.

Показано, что при таком ведении процесса ректификации сохраняется уравнение материального баланса и уравнение рабочей линии колонны.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Reid G. Y., Robinson L. B. Gallium arsenide // Proceedings of the second International symposium.— Dallas, Texas, 1968.
2. Нисельсон Л. А., Ярошевский А. Г., Гасанов А. А. и др. Глубокая очистка мышьяка // Высокочистые вещества.— 1993.— № 4.— С. 62—74.
3. Мазницкая О. В., Новохатько О. В., Орел В. И., Оксанич А. П. Загрязнение примесями кислорода мышьяка при его получении из AsCl_3 // Новые технологии. Научный вестник КУЕИТУ.— 2006.— № 2 (12).— С. 33—35.
4. Крель Э. Руководство по лабораторной перегонке.— М.: Химия, 1980.

К. т. н. Л. А. МИХЕЕНКО, к. т. н. В. Н. БОРОВИЦКИЙ

Украина, г. Киев, НТУУ «Киевский политехнический институт»
E-mail: volodymyr_borovytsky@iss.org.ua

Дата поступления в редакцию
01.02.2008 г.

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

ВТОРИЧНЫЙ ЭТАЛОН ЯРКОСТИ НА БАЗЕ ГАЛОГЕННОЙ ЛАМПЫ С РАССЕИВАТЕЛЕМ

Представлены результаты исследования пространственных характеристик яркостного поля, формируемого галогенной лампой с рассеивателем.

В последнее время для калибровки прецизионных фотометрических приборов (ФП) по яркости наиболее часто используются ленточные светозмерительные лампы с телом накала в виде вытянутой прямоугольной площадки [1, 2]. Наряду с очевидными преимуществами, такие излучатели имеют серьезные недостатки — неравномерность распределения яркости по телу накала и изменение этого распределения в процессе эксплуатации [2]. Это значительно затрудняет использование ленточных ламп для калибровки линеек и матриц, т. е. ФП с многоэлементными приемниками излучения (МПИ). Кроме этого, ленточные лампы не производятся в Украине, а парк находящихся в эксплуатации эталонных излучателей на их основе значительно уменьшился и устарел.

В связи с этим все более актуальной становится задача замены ленточных ламп другими излучателями с улучшенными метрологическими характеристиками и доступными украинским потребителям. В частности, как наиболее перспективные, рассматриваются галогенные лампы [3]. Серьезным недостатком таких излучателей является дискретная структура тела накала, образованного отдельными витками спирали, что, естественно, препятствует их использованию для калибровки ФП и МПИ. Выходом из этого положения может быть использование совместно с галогенными лампами рассеивателей из молочного стекла, высокие метрологические характеристики которых подтверждены многочисленными исследованиями [4, 5].

Целью настоящей работы является исследование пространственных характеристик яркостного поля, формируемого системой «спиральное тело накала галогенной лампы — молочный рассеиватель» и разработка рекомендаций по проектированию, аттестации и эксплуатации таких излучателей при калибровке ФП с МПИ.

Формирование яркостного поля рассеивателем из молочного стекла

При работе галогенной лампы совместно с рассеивателем из молочного стекла первичным излучате-

лем является тело накала лампы, а вторичным — наружная поверхность молочного стекла. Рассмотрим математическую модель такой системы, воспользовавшись схемой на рис. 1.

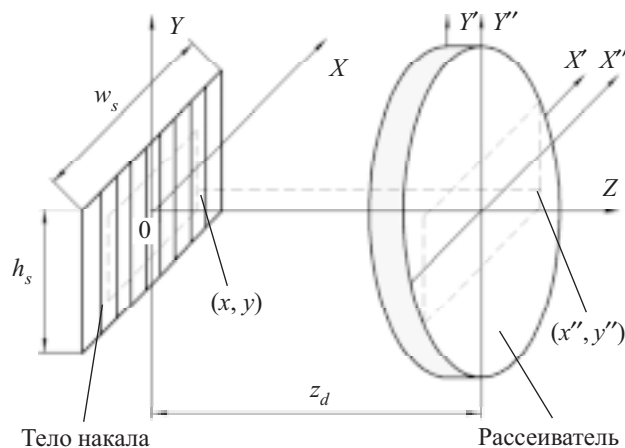


Рис. 1. Схема системы «спиральное тело накала галогенной лампы — молочный рассеиватель»

Распределение яркости по поверхности тела накала в системе координат XYZ описывается функцией $L_1(x, y)$:

$$L_1(x, y) = L_s \cdot f_s(x, y, w_s, h_s, \Delta x, \Delta y) \quad (1)$$

где L_s — максимальная величина яркости тела накала излучателя;
 x, y — координаты в плоскости тела накала;
 w_s, h_s — соответственно ширина и высота тела накала;
 $\Delta x, \Delta y$ — размеры рабочей зоны излучателя;
 $f_s(x, y, w_s, h_s, \Delta x, \Delta y)$ — двумерная нормированная функция, которая описывает распределение яркости по плоскости тела накала.

Распределение освещенности на внутренней (обращенной к источнику излучения) поверхности рассеивателя в системе координат $X'Y'Z'$ определяется выражением:

$$E_2(x', y') = E_2(x', y', L_1(x, y), z_s, \tau_s, \tau_z), \quad (2)$$

где $E_2(x', y')$ — распределение освещенности по внутренней плоскости рассеивателя как функция координат точки на поверхности рассеивателя (x', y') (рис. 1);
 z_s — расстояние между плоскостью тела накала и рассеивателем;

τ_s — коэффициент пропускания колбы лампы;
 τ_z — коэффициент пропускания среды между телом накала и рассеивателем.

Методика и формулы расчета освещенности, которая создается зоной прямоугольной формы, известны [6, 7]. Оптические передаточные свойства рассеивателя определяются его функцией рассеяния точки (ФРТ) $h_o(x'', y'')$ и коэффициентом пропускания τ_d . Тогда, считая рассеиватель вторичным ламбертовским излучателем [5, 8], распределение яркости на его внешней поверхности в системе координат (x'', y'', z'') можно описать следующим образом [8]:

$$L_2(x'', y'') = L_2(E_2(x', y') \cdot h_o(x'', y'') \cdot \tau_d) = \frac{\tau_d}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E_2(x', y') \cdot h_o(x'' - x', y'' - y') \cdot dx' \cdot dy', \quad (3)$$

т. е. для определения $L_2(x'', y'')$ необходимо выполнить операцию свертки между функцией $E_2(x', y')$ и ФРТ рассеивателя $h_o(x'', y'')$.

Для вытянутых тел накала можно ограничиться рассмотрением одномерного случая — свертки распределения освещенности и функции рассеяния линии (ФРЛ) рассеивателя. Тогда формула (3) преобразуется к следующему виду:

$$L_2(x'', y'') = L_2(x'') = \frac{\tau_p}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E_2(x') \cdot h_d(x'' - x') \cdot dx' \quad (4)$$

где τ_p — коэффициент пропускания рассеивателя.

Математическое описание тела накала излучателя

Для получения однородного яркостного поля, эквивалентного формируемому ленточным излучателем, необходимо использовать галогенные лампы с плотной навивкой спирали, образующие в плане прямоугольник. Кроме этого, с целью достижения максимальной стабильности, необходимо выбирать излучатели с большой продолжительностью горения и апертурой, обеспечивающей оптимальный температурный режим системы «тело накала — колба лампы». С этих позиций для дальнейших исследований были отобраны галогенные лампы типа КГМ и КГМН,

а также распространенные в Украине лампы фирмы Philips, характеристики которых представлены в табл. 1. Размеры рабочей зоны указаны для внешней поверхности рассеивателя из стекла МС-23 толщиной 4 мм, который установлен вплотную к колбе лампы. Неравномерность яркости в рабочей зоне не превышает 0,5%.

Тело накала таких ламп может быть представлено параллелепипедом, образованным нитью накала толщиной d_s (рис. 2). Как правило, $d_s \approx 0,5p_s$, где p_s — шаг навивки. Размеры параллелепипеда составляют соответственно $w_s \times h_s \times z_s$.

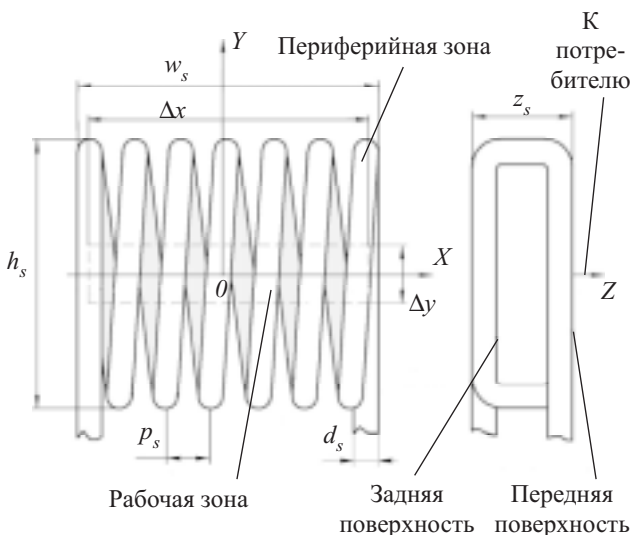


Рис. 2. Модель тела накала излучателя

Экспериментально было установлено, что вклад передней (по отношению к потребителю) и задней поверхностей тела накала в форму и величину яркостного поля, формируемого лампой, существенно различаются как качественно, так и количественно. Передняя поверхность обеспечивает 60—80% излучаемого потока и формирует дискретное яркостное поле с периодом, равным периоду навивки. Задняя поверхность создает фон, который накладывается на излучение передней поверхности. При этом наблюдается эффект «выравнивая» яркости, наиболее заметный в той области рабочей зоны излучающей поверх-

Таблица 1

Параметры галогенных ламп

Тип лампы	Мощность, Вт	Напряжение питания, В	Световой поток, лм	Срок службы, ч	Габаритные размеры, мм	Размеры тела накала, мм	Размеры рабочей зоны, мм
КГМН12-20-2	20	12	315	2000	31×Ø10	1,0×2,8	5,2×14,8
КГМН12-50-2	50	12	950	2000	40×Ø12	1,2×3,2	6,0×16,8
КГМН15-150	150	15	4100	50	50×Ø12	3,0×2,0	16×10,4
КГМ12-40	40	12	720	130	45×Ø10,5	1,5×3,0	8,0×16
КГМ12-100-2	100	12	1800	350	47×Ø11	2,3×4,0	12×20
КГМ30-300-2	300	30	9000	55	55×Ø15	3,5×6	18,4×30
Philips Capsule PRO -50	50	12	950	100	44×Ø12	2,0×3,8	10×20
Philips Capsule PRO-100	100	12	2200	100	44×Ø12	2,0×3,8	10×20

Таблица 2

Коэффициенты пропускания молочных стекол различных марок

Толщина по оси, мм	МС-12	МС-13	МС-19	МС-23
1	0,36	0,78	—	0,68
2	0,27	0,68	0,91	0,61
3	—	—	—	0,53
4	—	—	0,86	0,46
5	—	—	0,82	—
6	—	—	0,82	—
7	—	—	—	—
8	—	—	0,79	—

хности, где промежутки между нитями накала частично заполняются проекциями нитей задней поверхности. Очевидно, что эта зона является наиболее благоприятной при работе излучателя в качестве эталона яркости.

На рис. 3 показано распределение яркости в разных сечениях нити накала лампы Philips 7023 100W GY6.35 (размеры в мм: $w_s=3,8$, $h_s=2,0$, $z_s=0,9$, $d_s=0,18$, $p_s=0,38$), полученное экспериментально.

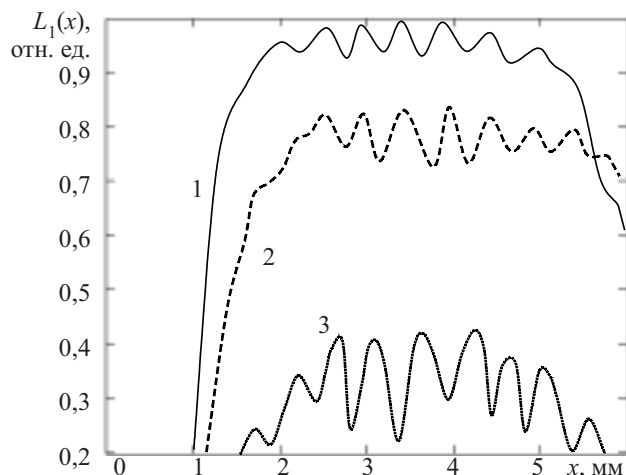


Рис. 3. Распределение яркости по сечению тела накала: 1 — центральная (рабочая) зона; 2 — область на границе рабочей зоны; 3 — периферийная зона

Измерение осуществлялось сканированием тела накала фотоэлектрическим микроскопом [11] с приведенным к поверхности излучателя полем зрения $\varnothing 5$ мкм и шагом сканирования 10 мкм.

Полученные результаты показывают, что с точностью, достаточной для инженерной практики, функцию $f_s(x, y, w_s, h_s, \Delta x, \Delta y)$, описывающую распределение яркости по сечению OX в центральной (рабочей) зоне, можно аппроксимировать модулем синусоиды с периодом, равным двойному периоду навивки плюс постоянная составляющая, учитывающая фоновое излучение. Математически эту функцию можно записать в следующем виде:

$$f_s(x, y, w_s, h_s, \Delta x, \Delta y) = \begin{cases} L_s \left(c_s \left| \cos \left(\frac{\pi}{p_s} x \right) + (1 - c_s) \right| \right), & |x| \leq \frac{w_s}{2}, |y| \leq \frac{h_s}{2}; \\ 0, & |x| > \frac{w_s}{2}, |y| > \frac{h_s}{2}, \end{cases} \quad (5)$$

где c_s — контраст яркости тела накала на фоне постоянной составляющей, $0 \leq c_s \leq 1$.

Математическое описание рассеивателя оптического излучения

В качестве рассеивателя эталонного излучателя могут использоваться молочные стекла марок МС-12, МС-13, МС-19, но наилучшими метрологическими характеристиками обладает стекло МС-23 [4, 12]. В табл. 2 приведены интегральные коэффициенты пропускания τ_d молочных стекол различной

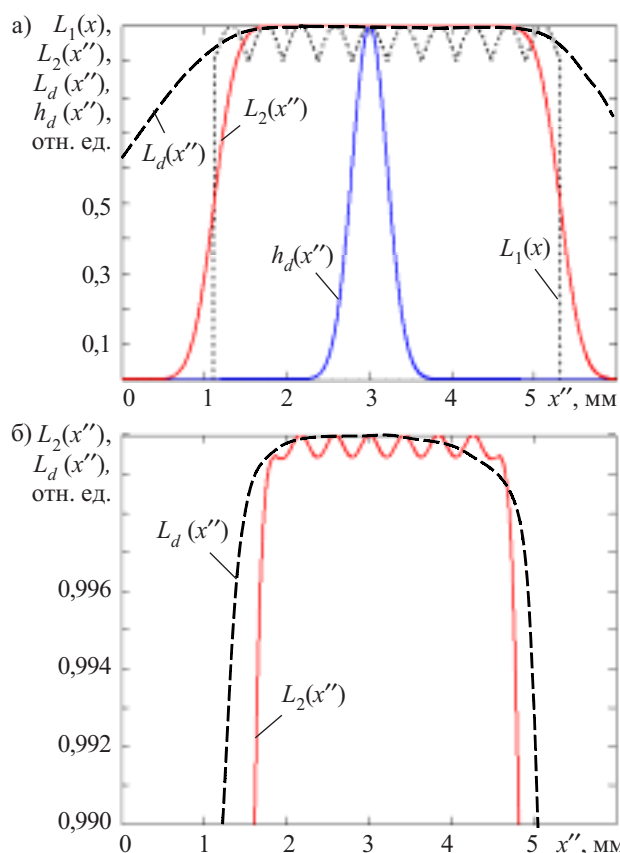


Рис. 4. Графики функции распределения яркостного поля вторичного излучателя и ФРЛ, нормированные по максимальному значению и рассчитанные при $c_s=0,1$, а также измеренное распределение яркости в плоскости рассеивателя $L_d(x'')$ в диапазонах от 0 до 1 (а) и от 0,99 до 1 (б)

толщины, а на рис. 4 — спектральные характеристики стекла МС-23, которые могут использоваться при расчетах [12].

Функции рассеяния линии молочных стекол в справочной литературе не приводятся и были ранее определены экспериментально [11]. Для инженерных расчетов вполне приемлемой является аппроксимация функцией Гаусса с нулевым средним значением [8, 11]:

$$h_d(x'') = \sqrt{\frac{-\ln(h_t)}{\pi}} \cdot \frac{\exp\left(\ln(h_t) \cdot \left(\frac{y''}{t_d}\right)^2\right)}{t_d} = \sqrt{\frac{-\ln(h_t)}{\pi}} \cdot \frac{1}{t_d} \cdot h_T^{(y''/t_d)^2}, \quad (6)$$

где t_d — полуширина линии рассеяния на уровне h_p , равном половине максимального значения ФРЛ (параметр измерен экспериментально и составляет 0,25 мм для молочного стекла МС-23 и 1,9 мм для матового стекла [11]).

Отметим, что увеличение толщины стекла увеличивает рассеяние, но снижает яркость, поэтому на практике следует выбирать компромиссное значение τ_d .

В общем случае коэффициенты пропускания рассеивателя также зависят от координат точки (x'', y'') , однако, как показали экспериментальные исследования, для большинства современных молочных стекол этой неравномерностью можно пренебречь и считать коэффициент пропускания τ_d постоянной величиной, т. е. $\tau_d(x'', y'') = \tau_d = \text{const}$.

Математическое моделирование вторичного эталона яркости

Численный анализ полученных выражений был проведен для галогенных ламп Philips 7023 в комбинации с молочным стеклом марки МС-23, толщиной 3 мм, расположенным на расстоянии 7,5 мм от тела накала (т. е. практически вплотную к колбе). Результаты математического моделирования, полученные при помощи математического пакета MathCAD по формулам (1)–(6), и результат экспериментального измерения распределения яркости представлены на рис. 4. Анализ полученных результатов показывает, что предложенный математический аппарат позволяет рассчитать распределение яркости вторичного эталона, при этом расхождение с экспериментальными результатами не превышает 0,2%. Это дает основание рекомендовать предложенную методику для инженерных расчетов прецизионных протяженных излучателей, включая эталонные излучатели с различными источниками излучения и рассеивателями, с целью получения заданных параметров вторичного яркостного поля рассеивателя.

Метрологическая аттестация эталона яркости

Учитывая высокую однородность яркостного поля, формируемого рассеивателем в пределах весьма значительной зоны, для метрологической аттестации излучателя целесообразно использовать один из лучших отечественных яркомеров типа ТЕС 0693 фир-

мы “Тензор” [13]. При этом отпадает необходимость точного расположения излучателя относительно фотометрической головки яркомера, а введение поправки к расстоянию между излучателем и головкой не требует ни точной локализации рассеивателя, ни отсчетной плоскости приемника яркомера. Кроме этого, высокая линейность ТЕС 0693 дает возможность производить аттестацию с различными уровнями яркости, а постоянство градуировки яркомера в течение длительного времени (нескольких лет) делает требования к стабильности галогенных ламп менее жесткими [3].

Эксплуатация опытного экземпляра эталонного излучателя показала возможность использования его для калибровки практически всех типов МПИ, при этом погрешность переноса единицы яркости не превысила 7% во всем диапазоне в течение года, т. е. в пределах паспортного времени непрерывной работы галогенной лампы.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. ГОСТ 8.195-89. Государственная поверочная схема для средств измерения спектральной плотности энергетической яркости в диапазоне длин волн 0,2–2,5 мкм.
2. Воропай Е. С., Торпачев П. А. Техника фотометрии высокого амплитудного разрешения. — Минск: Университетское, 1988.
3. Купко А. О., Назаренко Л. А. Метрологическое обеспечение световых измерений на Украине // Светотехника. — 2001. — № 5. — С. 38–40.
4. Машковская Т. Я., Хазанов В. С., Шкляева М. А. и др. К метрологии белых пластинок // Светотехника. — 1987. — № 2. — С. 18–19.
5. Войшвилло Н. А., Блинова Л. Д. Угловое распределение света, прошедшего через оптически толстые слои светорассеивающих стекол // Оптико-механическая промышленность. — 1978. — № 2. — С. 29–32.
6. Мешков В. В. Осветительные установки. — М.: Энергия, 1972.
7. Михеенко Л. А., Боровицкий В. Н. Теория и расчет диффузного излучателя переменной яркости на законе обратных квадратов // Виміррювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. — 2006. — № 1. — С. 73–80.
8. Иванов Л. П. Оптика рассеивающих сред. — Минск: Наука и техника, 1969.
9. Лампы накаливания галогенные. Электротехника СССР. Информэлектро, 1988.
10. Каталог галогенных ламп компании Philips/ Guildford: Philips Lightning ИК, 2006.
11. Михеенко Л. А., Коваленко А. В. Дослідження характеристик розсіювання молочного і матового скла // Вісник НТУУ “КПІ”. Серія приладобудування. — 2007. — Вип. 33. — С. 36–41.
12. Урысон Б. В., Черинов О. А., Шульженко Л. П. и др. Спектральные коэффициенты яркости молочных стекол // Светотехника. — 1988. — № 3. — С. 4–6.
13. Столяревская Р. И. Методы исследования метрологических характеристик. Приборы для измерения световых величин // Светотехника. — 1988. — № 6. — С. 21–26.

VI МІЖНАРОДНА СПЕЦІАЛІЗОВАНА ВИСТАВКА ЕНЕРГЕТИКА В ПРОМИСЛОВОСТІ УКРАЇНИ – 2008

24 – 26
вересня 2008 р.



ОРГАНІЗАТОРИ:

Міністерство палива та енергетики України
ТОВ "Міжнародний виставковий центр"

- ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА
- ЕНЕРГЕТИЧНЕ МАШИНОБУДУВАННЯ
- ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА
- ЕЛЕКТРОКАБЕЛЬНА ПРОДУКЦІЯ ТА АКСЕСУАРИ
- АСУ ТП, КОНТРОЛЬНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИБОРИ ТА ДІАГНОСТИКА
- ЕНЕРГОЗБЕРЕЖЕННЯ ТА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ
- ПРОМИСЛОВЕ ОСВІТЛЕННЯ
- ЕНЕРГЕТИКА В БУДІВНИЦТВІ
- ЕНЕРГЕТИКА НА ТРАНСПОРТІ, В АПК
- АЛЬТЕРНАТИВНА ТА ПОНОВЛЮВАНА ЕНЕРГЕТИКА
- ВУГІЛЬНА ПРОМИСЛОВІСТЬ
- НАФТОГАЗОВА ТА НАФТОПЕРЕРОБНА ПРОМИСЛОВІСТЬ
- НАСОСИ, ТРУБИ, АРМАТУРА

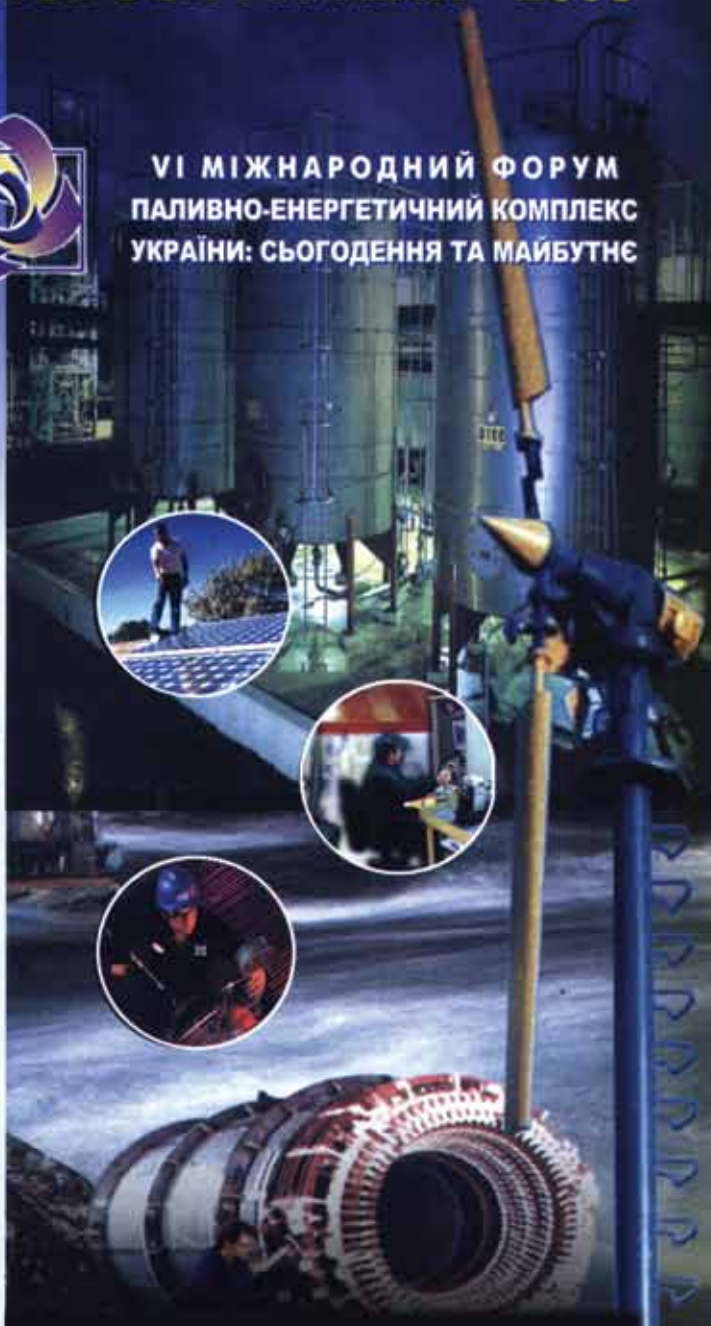
ПРЕЗЕНТАЦІЯ ІНВЕСТИЦІЙНИХ ПРОЕКТІВ ПІДПРИЄМСТВ ПЕК УКРАЇНИ

- НАРАДИ, ТЕМАТИЧНІ "КРУГЛІ СТОЛИ",
КОНФЕРЕНЦІЇ, СЕМІНАРИ,
ПРЕЗЕНТАЦІЇ ПІДПРИЄМСТВ

ПАТРОНАТ:

Кабінет Міністрів України
Комітет Верховної Ради України з питань
паливно-енергетичного комплексу, ядерної
політики та ядерної безпеки

VI МІЖНАРОДНИЙ ФОРУМ
ПАЛИВНО-ЕНЕРГЕТИЧНИЙ КОМПЛЕКС
УКРАЇНИ: СЬОГОДЕННЯ ТА МАЙБУТНЄ



ТОВ "Міжнародний виставковий центр"
Україна, 02660, Київ, Броварський пр-т, 15



М "Лівобережна"
тел./факс: (044) 201-11-57
e-mail: nsilova@iec-expo.com.ua
www.tech-expo.com.ua



ВОСЬМА МІЖНАРОДНА ВИСТАВКА

ЕЛЕКТРОНІКА ЕНЕРГЕТИКА



**3-5
ВЕРЕСНЯ
2008
ОДЕСА
МОРВОКЗАЛ**

ОСНОВНІ РОЗДІЛИ ВИСТАВКИ

- Промислова електроніка і мікроелектроніка
- Електротехнічне обладнання
- Електронні компоненти і системи
- Електрообладнання
- Електродвигуни, генератори, трансформатори
- Електроінструмент, засоби електробезпеки
- Силові та розподільні щити
- Кабельно-провідникова продукція
- Електроустановочне обладнання
- Світлотехнічні прилади
- Енергозберігаючі технології
- Прикладне програмне забезпечення
- Промислова автоматизація



ОРГАНІЗАТОР

Центр виставочних технологій
Тел.: (0482) 359 992
E-mail: cvt@expo-odessa.com
<http://www.expo-odessa.com>

*Номер готували
Алчевск, Запоріжжє, Київ, Кременчук,
Львів, Мінськ, Москва, Одеса,
Ташкент, Харків, Фрязино, Чернівці.*



Пишите
Подписывайтесь
Читайте

3(75) 2008