

# ТРА

**ТЕХНОЛОГИЯ И  
КОНСТРУИРОВАНИЕ В  
ЭЛЕКТРОННОЙ  
АППАРАТУРЕ**



Газоанализатор  
623ПИИ05

К статье  
«Портативный  
пламенно-ионизационный  
газоанализатор»



Измеритель  
средней мощности  
оптического  
излучения IT1701



Фотодетектор

К статье  
«Компактные измерительные приборы  
для определения параметров  
активных и пассивных  
компонент ВОЛС»

**1 2004**

**ЯНВАРЬ – ФЕВРАЛЬ**



5-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

## «СОВРЕМЕННЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ И ЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

17–21 мая 2004 года Украина, г. Одесса

### ПРОБЛЕМАТИКА

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

### КОНФЕРЕНЦИИ

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

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

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

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



### ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

По Украине.

Отделение связи. «Каталог изданий Украины». Индекс 23785.  
Подписное агентство «Идея», [www.idea.com.ua](http://www.idea.com.ua). Индекс 11146.  
тел./факс +038 (062)381-09-32.  
Подписное агентство «KSS», [www.kss.kiev.ua](http://www.kss.kiev.ua). Индекс 20363.  
тел. +038 (044)464-02-20.

По России.

Отделение связи. Каталог «Пресса России». Индекс 71141.  
Представительство журнала «ТКЭА» в России  
192286 С.-Петербург, п/о 286, п/л 416; «ЭРА»,  
e-mail: [era48@mail.ru](mailto:era48@mail.ru), тел. (812)595-40-89.

В странах СНГ.

Отделение связи. Подписные каталоги. Индекс 71141.

Через редакцию «ТКЭА».

Украина, 65005, г. Одесса, ул. Прохоропская, 45.  
E-mail <[tkea@odessa.net](mailto:tkea@odessa.net)>,  
тел. (048)733-72-83, тел./факс (048)733-67-91.

В 2003 году журнал поддерживали:  
Министерство промышленной  
политики Украины,  
Академия связи Украины,  
НПП «Сатурн»,  
ОАО «Укринформ»,  
МЦВНТ «Эридан» (г. Киев),  
НПП «Карат» (г. Львов),  
Одесский национальный  
политехнический университет,  
Одесская национальная академия  
связи им. А. С. Попова,  
СКБ «Молния»,  
НИИ телевизионной техники,  
НИПИ «Темп» (г. Одесса),  
ЦКБ «Ритм» (г. Черновцы)

Редакция: Е. А. Тихонова, А. А. Ефименко, Л. М. Лейдерман,  
А. Н. Овощенко, М. С. Халасова.  
Компьютерное обеспечение: П. В. Назаров.  
Техническая редакция, дизайн: Е. И. Корецкая.

Подписано к печати 05.02.2004 г. Формат 60x84 1/8.  
Печать офсетная. Печ. л. 8,0. Уч.-изд. л. 9,9. Тираж 700 экз. Заказ № 11.  
Издательство «Нантун-Технологии»  
(65028, г. Одесса, ул. Б. Хмельницкого, 59).  
Отпечатано в типографии издательства «ТЭС»  
(65012, г. Одесса, ул. Канатная, 81/2).

ТЕХНОЛОГИЯ  
И  
КОНСТРУИРОВАНИЕ  
В  
ЭЛЕКТРОННОЙ  
АППАРАТУРЕ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

Учредитель АО "Нептун"

2004

Год издания 28-й

№ 1

Год регистрации 1992

СОДЕРЖАНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

*К.т.н. Н. М. Вакив*  
*Д.т.н. П. П. Воробченко*  
*Д.т.н. В. Н. Годованюк*  
*К.т.н. А. А. Дашковский*  
*Д.т.н. В. П. Малахов*  
*В. А. Мингалёв*  
*Д.т.н. В. Б. Ткаченко*  
*Е. А. Тихонова*  
*К.т.н. В. М. Чмиль*

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

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

АДРЕС РЕДАКЦИИ

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

Международный стандартный  
серийный номер  
ISSN 0130-6243

Регистрационный номер  
КВ 2092 от 07.06.96 г.

Регистрация в ВАК по разделам  
"Физико-математические науки",  
"Технические науки":

Бюллетень ВАК Украины, 1999, № 4

Техническая политика

Проблемы создания системы глобального дистанционного зондирования Земли в ИК-диапазоне. *Б. Н. Формозов* 3

Проектирование. Конструирование

Генерирующие структуры в виде ГИС с элементами микромеханики. *В. И. Юрченко, С. Д. Вотропин* 7

Метод компоновки плат микросборки. *В. Г. Спириин* 11

Экономичный метод приближенной минимизации ДНФ булевых функций. *С. Ю. Лузин, О. Б. Полубасов* 14

Методика конструкторской реализации непроволочных переменных резисторов с заданными свойствами. *В. М. Николаенко, А. В. Задерейко, О. В. Николаенко* 17

Сигналопреобразующие системы

Выбор цифровой камеры для оптического микроскопа. *В. Н. Боровицкий* 21

Электроника и экология

Портативный пламенно-ионизационный газоанализатор. *В. Ф. Рыжков* 27

Обеспечение тепловых режимов аппаратуры

Математическая модель теплопроводности в сложных дискретно-непрерывных конструкциях. *А. Б. Козин, Л. А. Довнарвич, И. А. Данилюк, О. Б. Папковская* 30

Тепловой режим радиоэлектронного блока с изотермической подложкой и регулируемой температурой. *В. М. Батуркин* 36

Эффективный алгоритм управления термостатом. *А. М. Ахизер, В. И. Мецержаков* 41

Оптоэлектроника

Радиационный анизотропный оптикотермоэлемент с боковым термостатированием. *А. А. Ащеулов, В. Г. Охрем* 45

Технология производства

Коррекция электропроводности ферритонаполненных композитов путем СВЧ-воздействия. *Б. А. Демьянчук* 48

Получение электрокоммутационных слоев керамических теплопереходов методом детонационного напыления. *А. А. Ащеулов, А. Х. Дунаенко, В. И. Пундик, И. С. Романюк, В. Д. Фотий* 51

Контроль. Качество. Надежность

Компактные измерительные приборы для определения параметров активных и пассивных компонент ВОЛС. *А. А. Воронько, П. А. Мерзвинский, В. И. Осинский, К. Б. Карпинский, В. Г. Вербицкий* 53

Стабильность характеристик медных пленочных термопреобразователей сопротивления. *В. В. Брайловский, О. Е. Иларионов, П. М. Шпатар* 56

Материалы электроники

Деградационные превращения в топологически разупорядоченных твердых телах: 2. Мономолекулярная модель кинетики. *В. А. Балицкая, Н. М. Вакив, О. И. Шпотюк* 59

Библиография

Указатель статей, опубликованных в журнале в 2003 г. 62

Новые книги 29

В портфеле редакции 61

Выставки. Конференции 2-я стр. обл., 44, 47, 50

Памятные даты в 2004 году 20, 26

**ЗМІСТ**

**Технічна політика**

Проблеми створення системи глобального дистанційного зондування Землі в ІЧ-діапазоні. *Б. М. Формозов* (3)

**Проектування. Конструювання**

Генеруючі структури у вигляді ГІС з елементами мікромеханіки. *Юрченко В. І., Воторопін С. Д.* (7)

Метод компоновки плат мікробірки. *В. Г. Спирін* (11)

Економічний метод приблизної мінімізації ДНФ булевих функцій. *С. Ю. Лузін, О. Б. Полубасов* (14)

Методика конструкторської реалізації недротових перемінних резисторів із заданими властивостями. *В. М. Ніколаєнко, А. В. Задерейко, О. В. Ніколаєнко* (17)

**Сигналоперетворюючі системи**

Вибір цифрової камери для оптичного мікроскопу. *В. М. Боровицький* (21)

**Електроніка та екологія**

Портативний полум'яно-іонізаційний газоаналізатор. *В. Ф. Рижков* (27)

**Забезпечення теплових режимів апаратури**

Математична модель теплопровідності у складних дискретно-безперервних конструкціях. *А. Б. Козін, Л. А. Довнарівич, І. А. Данилюк, О. Б. Папковська* (30)

Тепловий режим радіоелектронного блоку з ізотермічною підкладкою та регулюванням температури. *В. М. Батуркін* (36)

Ефективний алгоритм управління термостатом. *А. М. Ахієзер, В. І. Мецєряков* (41)

**Оптоелектроніка**

Радіаційний анізотропний оптикотермоелемент з боковим термостатуванням. *А. А. Ащеулов, В. Г. Охрем* (45)

**Технологія виробництва**

Корекція електропровідності феритонаповнених композитів шляхом НВЧ-впливу. *Б. О. Дем'янчук* (48)

Утворення електрокомутаційних шарів керамічних теплопереходів методом детонаційного напилювання. *А. А. Ащеулов, О. Х. Дунаєнко, В. І. Пундик, І. С. Романюк, В. Д. Фотій* (51)

**Контроль. Якість. Надійність.**

Компактні вимірювальні прилади для визначення параметрів активних та пасивних компонент ВОЛЗ. *А. А. Воронько, П. А. Мерзвинський, В. І. Осинський, К. Б. Карпінський, В. Г. Вербицький* (53)

Стабільність характеристик мідних пліткових термоперетворювачів опору. *В. В. Брайловський, О. Є. Іларіонов, П. М. Шпатар* (56)

**Матеріали електроніки**

Деградаційні перетворення у твердих тілах, що топологічно розпорядковані: 2. Мономолекулярна модель кінетики. *В. О. Баліцька, М. М. Ваків, О. Й. Шпотюк* (59)

**Бібліографія**

Перелік статей, що опубліковані в журналі у 2003 році (62)

**CONTENT**

**Technical polytic**

The problems of creation of system for global distance sounding of Earth. *Formozov B. N.* (3)

**Designing. Construction**

Generation structures for GIS with micro-mechanical elements. *Yurchenko V. I., Votoropin S. D.* (7)

Method for packaging micromodule cards. *Spirin V. G.* (11)

Efficient method of approximate DNF boolean functions minimization. *Luzin S. Yu., Polubasov O. B.* (14)

Designing methodic of construction realization nonwireness variable resistors with set functional properties. *Nikolayenko V. M., Zadereyko A. V., Nikolayenko O. V.* (17)

**Signal-converting systems**

Digital camera selection for an optical microscope. *Borovitsky V. N.* (21)

**Electronic and ecology**

Portable flame-ionization gasanalyser. *Ryzhkov V. F.* (27)

**The temperature conditions assurance of equipment**

The mathematical model of heat conductivity in complex discrete-continuous design. *Kozin A. B., Dovnarovich L. A., Danilyuk I. A., Papkovskaya O. B.* (30)

Thermal regime of radio-electronic block with isothermal substrate and temperature control. *Baturkin V. M.* (36)

Effective algorithm of thermostat management. *Ahiezzer A. M., Mesheryakov V. I.* (41)

**Optoelectronics**

Radiation anisotropic optothermoelement with lateral thermostating. *Ashcheulov A. A., Okhrem V. G.* (45)

**Production technology**

Correction of specific conductance of the materials filled with ferrite by microwave influences. *Demyanchuk B. A.* (48)

Making of electric commutation layers of ceramic heat sinks by detonation evaporation. *Ashcheulov A. A., Dumayenko A. H., Pundik V. I., Romanjuk I. S., Fotiy V. D.* (51)

**Control. Quality. Reliability**

Development compact devices for measurement active and passive components for fiber-optic lines. *Voronko A. A., Merzjvinsky P. A., Osinsky V. I., Karpinsky K. B., Verbitsky V. G.* (53)

Stability of the characteristics of copper films thermal converter of resistance. *Brailovskiy V. V., Ilarionov O. E., Shpatar P. M.* (56)

**Materials of electronics**

Degradation transformations in topologically-disordered solids: 2. Monomolecular models of kinetics. *Balitskaya V. A., Vakiv N. M., Shpotyuk O. I.* (59)

**Bibliography**

The articles list that have been published in journal during 2003 (62)

Д. т. н. Б. Н. ФОРМОЗОВ

Россия, г. С.-Петербург, Балтийский ГТУ «Военмех»  
им. Д. Ф. Устинова  
E-mail: komdep@bstu.spb.su

Дата поступления в редакцию  
11.08 2003 г.

Оппоненты д. т. н. Л. И. ХРОМОВ (ЦНИИ «Комета»,  
г. С.-Петербург), д. ф.-м. н. Г. Н. ФУРСЕЙ (ГУТ  
им. М. А. Бонч-Бруевича, г. С.-Петербург)

## ПРОБЛЕМЫ СОЗДАНИЯ СИСТЕМЫ ГЛОБАЛЬНОГО ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ В ИК-ДИАПАЗОНЕ

*Предлагается создать группировку из 3—4 геостационарных стабилизированных платформ с телевизионной аппаратурой на основе многоматричных фокальных решеток, чувствительных в диапазоне 3 и 5 мкм.*

Создание в США в рамках программы DSP (Defence Support Program) геостационарных спутников с аппаратурой IMEWS (Integrated Missiles Early Warning System) с линейными ИК-приемниками в 2000 элементов и стабилизацией космического аппарата (КА) вращением со скоростью 6 оборотов в минуту [1] позволяло производить дистанционное зондирование Земли в спектральном диапазоне 2,7 мкм при угле поля зрения до 16° с использованием метрового космического телескопа системы Шмидта. Время кадра при сканировании вращением КА — 10 с. Это практически половина Земного шара с разрешением 1,5 км по Земле с высоты 40000 км.

Нежелание, в основном, НИЦ им. Г. Н. Бабакина при НПО им. С. А. Лавочкина и других предприятий бывшего МОМ СССР создавать КА со стабилизацией вращением вынудило разработчиков линейных ИК-приемников изобретать сложнейшие системы сканирования на КА с трехосной стабилизацией [2].

В свою очередь, наличие только КА с трехосной стабилизацией стимулировало разработку телевизионной аппаратуры на базе твердотельных телевизионных фотоэлектрических преобразователей (ТТФЭП) — матричных ИК-приемников на основе приборов с зарядовой связью (ПЗС) или фоторезистивных (или фотодиодных) матричных ИК-приемников с X—Y-организацией [3, 4]. Однако малые размеры ранних ТТФЭП не позволяли при использовании оптических систем с большим диаметром входного зрачка (а стало быть, с длинным фокусом) обеспечивать приемлемые углы поля зрения как на наземных, так и на внеатмосферных ИК-телескопах.

В конце 70-х — начале 80-х годов прошлого столетия американцы (это, в основном, научно-исследовательские центры в Санта-Барбаре, Лос-Аламосе, Лос-Анджелесе и Сан-Диего) поняли ошибочность тенденции ориентации только на КА с линейными ИК-приемниками и стабилизацией вращением.

Во-первых, они увеличили размер ИК-линейки в аппаратуре IMEWS до 6000 элементов, обеспечив разрешение по Земле не хуже 0,5 км, а во-вторых, снабдили датчик обнаружения вторым линейным ИК-приемником в 6000 элементов на основе (предположительно) линейки из материала  $Hg_{0,8}Cd_{0,2}Te$ , чувствительным в диапазоне 4,3 мкм при умеренном охлаждении, что позволяет им обеспечивать обнаружение и сопровождение вторых и третьих ступеней межконтинентальных баллистических ракет (МБР) вплоть до отделения головных частей. Так, начиная с 1979—1980 гг. началось использование спутников DSP-I (Improved) с двумя линейными ИК-датчиками обнаружения, чувствительными в диапазонах 2,7 и 4,3 мкм. При этом радиационная система охлаждения (PCO) на основе космических радиационных теплообменников (КРТ) [5] обеспечивает охлаждение датчика обнаружения до 150—170 К (–100...–120°C) без потребления электроэнергии.

Далее, была принята национальная программа США по созданию глобальной системы SBIRS (Space Based Infrared System) на основе трех видов спутников с трехосной стабилизацией:

— геостационарных, получающих целеуказания от спутников DSP-I (High SBIRS Satellite);

— высокоэллиптических (апогей — 46000 км) для наблюдения за запусками с полярных шапок;

— низкоорбитальных (Low SBIRS Satellite) на круговых орбитах ( $\approx 1000$  км), взаимодействующих с наземными системами противоракетной и противовоздушной обороны (ПРО и ПВО), включая систему «Patriot», а также с системой спутников-перехватчиков и антиракетами [6—8].

Можно предположить, что Low SBIRS Satellite должен работать в диапазоне 8...14 мкм и не смотреть на Землю (чтобы не захлебнуться тепловым фоном дневной Земли), а, получая целеуказания от IMEWS и High SBIRS Satellite, отслеживать момент отделения головных частей МБР от второй или третьей ступени, наблюдение за которыми должно вестись в диапазоне 4,3 мкм со спутников DSP-I и High SBIRS Satellite.

Разработкой и закупками спутников DSP-I в настоящее время руководит Программный отдел по космической инфракрасной системе (Space Based Infrared System Program Office) Центра ракетных и космических систем ВВС США (Space and Missile Systems Center) в Калифорнии [1].

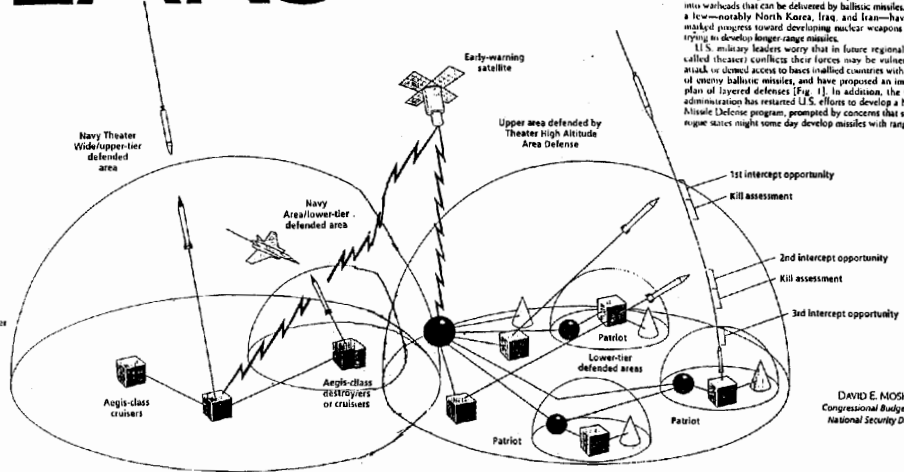
В американских изданиях (см., например, «Pentagon Readies SBIRS Award») содержатся публикации

# THE GRAND PLANS

ballistic missile defense

[1] The United States plans to use a layered approach to protect its forces and allies against short-range ballistic missiles, which have target lines less than 3000 km. Area defenses such as the land-based Theater High Altitude Area Defense (THAAD) and the sea-based upper-tier defenses will cover broad areas. PAC-2 and PAC-3 and the sea-based lower-tier defenses will be a backup for targets missed by the upper tier and protect high-value targets such as airfields, ports, headquarters, and population centers. The Airborne Laser (not shown) will aim to destroy missiles during the boost phase, when their rocket motors are burning and before they can deploy warheads, decoys, or illuminations. A theater battle management system will coordinate the system's many components.

- = Battle management/Command, control, and communications center
- = Launcher
- ▲ = Radar



Proposed, in development, and in test, new U.S. ballistic missile defenses range from tiers of hit-to-kill missiles to novel laser weapons and satellites

Under cover of darkness, hostile forces cross the borders of a country of strategic importance to the United States and overrun it. U.S. forces are poised to rush to the region. But the opponent has ballistic missiles that may be armed with chemical, biological, or nuclear warheads. What's more, the missiles may have ranges long enough to strike the airfields and ports that U.S. forces must use to deploy to the region and to attack the population centers of regional allies. What should the United States do?

A futuristic scenario? Not at all. It happened when Iraq invaded Kuwait in 1990. Early the next year Iraq launched 88 missiles against targets in Saudi Arabia and Israel (the exact number is in dispute), but all carried only conventional warheads. Post-war analysis revealed that in point of fact Iraq did have chemical warheads for its missiles. More serious still, it was also building biological weapons and was closer than

experts elsewhere had expected to being able to build the nuclear weapon.

The Gulf War illustrated how essential ballistic missile defenses have become to the United States. Today, some 20 countries in the developing world have short range ballistic missiles and the number is likely to rise in future years. Many of these same countries also currently possess, or are developing, chemical or biological weapons and may be converting them into warheads that can be delivered by ballistic missiles. In fact, a few—namely North Korea, Iraq, and Iran—have made marked progress toward developing nuclear weapons and are trying to develop longer range missiles.

U.S. military leaders worry that in future regional (or so-called theater) conflicts their forces may be vulnerable to attack or denied access to bases in allied countries within range of enemy ballistic missiles, and have proposed an impressive plan of layered defenses (Fig. 1). In addition, the Clinton administration has restarted U.S. efforts to develop a National Airborne Laser program, prompted by concern that so-called rogue states might some day develop missiles with ranges long

DAVID E. MOSHER  
Congressional Budget Office  
National Security Division

Рис. 1

«Ballistic Missile Defense: It's Back», «The Grand Plans» (рис. 1), в которых описывается сеть взаимодействующих систем DSP-I, SBIRS, сверхдальней радиолокации, систем спутников-перехватчиков и антиракет и систем ПВО («Patriot»). И это — уже в 1997 г.

В 1997 г. уже был заключен контракт на сумму в 1 млрд. долларов между Пентагоном и фирмой «Lockheed Martin» на разработку High SBIRS Satellite. В программе SBIRS также активно участвует известная фирма «Hughes».

Все эти факты свидетельствуют о том, что США фактически вышли из договора по ПРО-72 и начали активно разрабатывать свою национальную систему ПРО задолго до официального объявления о выходе из договора. Этому способствует и годовой профицит Федерального бюджета США в 100 млрд. долларов, который, безусловно, будет направляться на прорыв в области создания новых электронных, космических и информационных технологий.

1 мая 2001 г. президент США в своем заявлении высказался о необходимости совершенствования системы раннего оповещения о запусках ракет, т. е. IMEWS. (Он, очевидно, не считает ее элементом системы ПРО, а лишь системой мониторинга за запусками МБР в глобальном масштабе.) Для обеспечения и сохранения паритета в этой области Россия просто обязана иметь аналогичную систему глобального мониторинга — «систему предупреждения о ракетном нападении» (СПРН).

Кстати, термин «СПРН» семантически неверен. Предупредить о ракетном нападении можно лишь позвонив по телефону «США—РФ» или передав об этом сообщение по телевидению. Американский термин «раннее оповещение» более правильный, т. к. сначала необходимо обнаружить старт ракеты, а потом делать об этом сообщение.

Создание национальной системы ПРО РФ нерационально и нецелесообразно, ибо на это потребовалось бы истратить за ближайшие 8—10 лет 300—500 млрд. долларов США. Кроме того, руководство России намерено и дальше выполнять все условия договора ПРО-72 и договора ОСНВ-2, а это — залог стратегической стабильности в мире.

Предложение руководства РФ создать «нестратегическую» («ограниченную») систему ПРО для Европы можно считать лишь не очень удачным дипломатическим ходом, не более (хотя источник финансирования был бы неплохим). Однако создание СПРН, обеспечивающей глобальное наблюдение за северным полушарием Земли, вполне реально, если принять Национальную программу с участием ряда предприятий, которые еще не до конца разорили «псевдореформаторы» бостонской школы. Необходимо также участие стран Западной Европы и США в качестве партнера.

В этих целях необходимо возобновить взаимодействие с ФТИНТ АН Украины им. Б. И. Веркина и Харьковским НИИ монокристаллов, а также с Запорожским титано-магниево-комбинатом. Необходимо возобновить кооперацию с минскими предприятиями КБТЭМ и НИПФП (старые названия) по разработке автоматических фотоштанпов и установок для проекционной фотолитографии на пластинах большого диаметра (США работают на кремниевых пластинах диаметром более 200 мм, а мы — диаметром 80 мм). Необходимо привлечение мощных сил в области цифровой обработки изображений с целью создания бортовых и наземных компьютерных систем.

В кооперации предлагается создать группировку из 3—4 геостационарных стабилизированных плат-

форм с телевизионной аппаратурой на основе многоматричных фокальных решеток, чувствительных в диапазонах 3 и 5 мкм, а также группировку, аналогичную Low SBIRS Satellite.

Уже в начале 80-х годов XX века, приступая к разработке несканируемых матричных твердотельных телевизионных датчиков обнаружения, американцы ориентировались на создание многоматричных мозаичных фокальных решеток (МФР) (Focal plane array), состоящих из набора фотоприемных модулей, изготовленных по так называемой Z-технологии, когда в X—Y-плоскости располагаются фоточувствительные матричные ИК-БИС, а в Z-направлении — схемы коммутации, управления и предварительной обработки видеосигнала (рис. 2) [9].

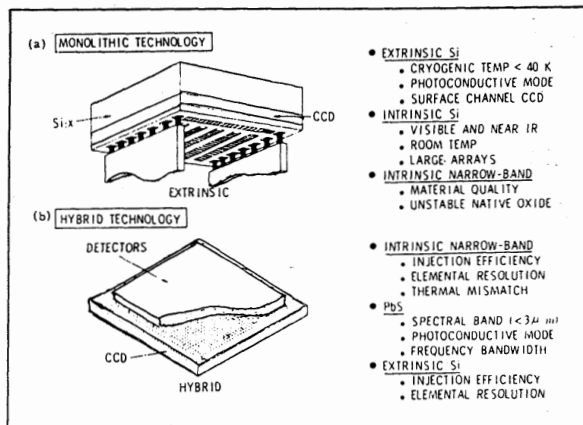
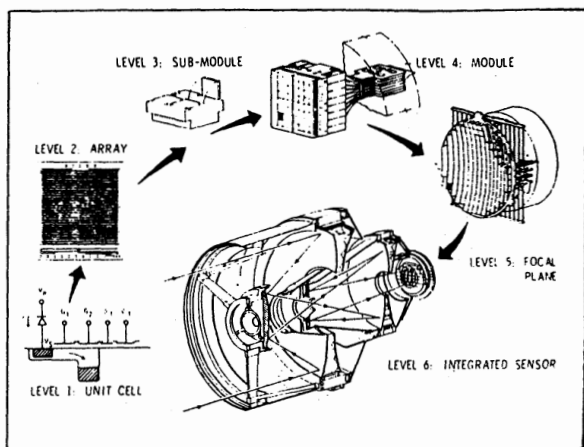


Рис. 2

При этом если имеются в виду МФР для телескопа, работающего в видимом диапазоне — В-, V-, R-, I-диапазонах Международной фотометрической системы (МФС) — 0,4...1,2 мкм, то построение МФР для телескопа на этом практически заканчивается (см. рис. 2). Но если требуется обеспечить работу в K-, L-, M-, N-, Q- и др. диапазонах МФС (2,0...25,0 мкм) или работу в видимом диапазоне с большим временем накопления, то необходимо обеспечить стыковку МФР с космической или наземной системой охлаждения на криогенном уровне температур.

Самое парадоксальное, что первые экспериментальные образцы охлаждаемых Z-модулей появились у нас в ЦНИИ «Электрон» — если не раньше, то, как минимум, одновременно с США

[10, 11]. Однако все эти работы давно приостановлены, хотя небольшие творческие коллективы, способные возобновить их, еще сохранились.

Отрадным является тот факт, что ЛОМО освоило разработку и производство легких метровых космических телескопов [12], что открывает возможность создания СПРН с телевизионной аппаратурой, обеспечивающей глобальное наблюдение и оповещение о пусках МБР по всему северному полушарию Земли, если аппаратуру оснастить МФР.

Датчик обнаружения — МФР — представляет собой набор модулей по Z-технологии, стыкуемых по всем четырем сторонам с другими модулями практически без нефоточувствительных зазоров [9, 13]. Размещение отдельных модульных фотоприемных устройств (ФПУ) в диапазонах 3—5 и 8—12 мкм с небольшими объективами (диаметром главного зеркала 300—400 мм) на низкоорбитальных спутниках могло бы привести к созданию систем обнаружения целей и наведения на них высокоточного оружия.

Для обеспечения необходимой чувствительности и глобального угла поля зрения МФР должна располагаться в фокусе метрового телескопа Шмидта с углом поля зрения порядка 16°.

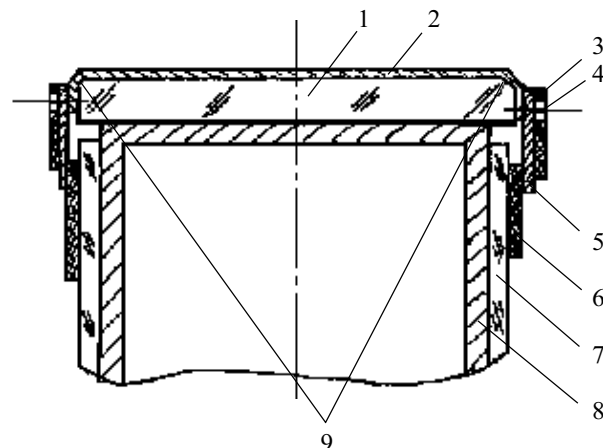


Рис. 3. Конструкция фотоприемного модуля для МФР: 1 — ТТЭП; 2 — координатная шина; 3 — полиимидная пленка; 4 — окно в пленке для микросварки; 5 — алюминиевая полоска; 6 — БИС; 7 — печатная плата; 8 — корпус фотоприемного модуля; 9 — фаски (5 мкм)

Криостатирование МФР возможно с использованием газовых криогенных машин (ГКМ), работающих по циклу Стирлинга, с теплообменными гелиевыми контурами и аккумуляторами холода на плавящихся криогенных веществах (твердый неон, твердый азот, твердый аргон, твердый пропан) [14, 15].

Тип ГКМ, температура криостатирования МФР и, следовательно, тип аккумулятора холода определяются спектральным диапазоном чувствительности МФР. Диапазон температур криостатирования — от 30 до 80 К [14, 16]. Циркуляционная двухклапанная система охлаждения фотоприемного датчика 12, 13 (рис. 4) использовалась в сублимационном аккумуляторе холода (САХ) КТ-12, разработанном ФТИНТ АНУ [17]. Она позволяет при периодическом отключении производить отогрев датчика обнаружения для устранения криоосадков.

Аккумуляторы холода на плавящихся веществах прекрасно зарекомендовали себя на КА «Вега-1» и

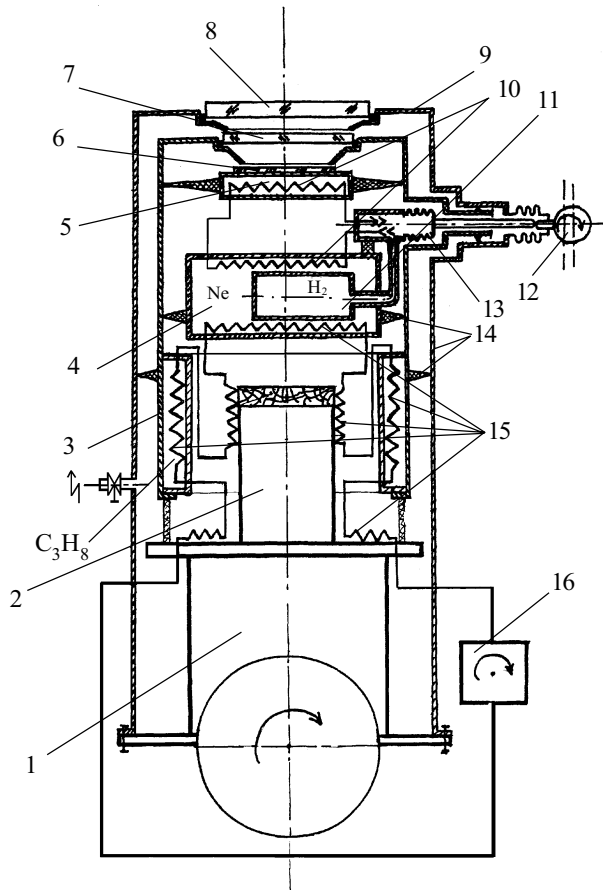


Рис. 4. ФПУ на основе ГКМ Стирлинга с аккумулятором холода на твердом неоне:

1 — ГКМ Стирлинга; 2 — 2-я ступень ГКМ; 3 — экран; 4 — контейнер с твердым неоном; 5 — теплообменник ТТФЭП; 6 — ТТФЭП; 7 — охлаждаемый фильтр; 8 — входное оптическое окно; 9 — наружный корпус; 10 — змеевики теплообменников ТТФЭП и неона; 11 — контейнер с жидким водородом; 12 — привод циркуляционной системы ТТФЭП; 13 — сильфонный насос для H<sub>2</sub>; 14 — теплоизолирующие опоры; 15 — змеевики теплообменников ГКМ и неона; 16 — компрессор для теплообменного гелия

«Вега-2» во время главных сеансов 06.03 1986 г. и 09.03 1986 г. при телевизионной съемке ядра кометы Галлея и при телевизионной съемке Фобоса в 1989 г., когда КРТ для охлаждения ПЗС-матриц попадали практически под прямую солнечную засветку на 30—40 мин [18, 19]. Ресурс непрерывной работы бортовой телевизионной аппаратуры не менее 3—5 лет при моторесурсе ГКМ всего в 5000—10000 ч обеспечивается за счет включения ГКМ периодически на 2—3 часа в сутки для отверждения расплавленного (за счет теплопритоков от датчиков обнаружения и КА [16]) криогенного вещества в аккумуляторах холода. При этом холодопроизводительность ГКМ должна быть в 5—6 раз выше, чем суммарный теплоприток к ФПУ и аккумуляторам холода, что вполне реально при энергопотреблении 1,2—1,5 кВт.

\*\*\*

Таким образом, представляется необходимым и технически возможным создание системы глобального дистанционного зондирования северного полушария Земли в ИК-диапазоне с геостационарных орбит. Такая программа может быть реализована на международном уровне.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Тарасенко М. Американский спутник раннего предупреждения // Новости космонавтики.— 1999.— № 5.— С. 31—34.
2. Мирзоева Л. А., Камешков Г. Б., Лустберг Э. А. и др. Космическая сканируемая система для обнаружения лесных пожаров // Оптический журнал.— 1991.— № 8.— С. 14—18.
3. Грудзинский М. А., Зайцев В. П., Иванов С. А. и др. Телевизионная твердотельная система с переменными параметрами разложения // Техника средств связи. Сер. Техника телевидения.— 1984.— Вып. 1.— С. 3—10.
4. Fouks B. I. Nonstationary behavior of low photon detectors / Proceedings of an ESA symposium on photon detectors for space instrumentation.— Noordwijk, The Netherlands.— 1992.— P. 167—174.
5. Инфракрасные методы в космических исследованиях / Под ред. В. Манно и Дж. Ринга.— М.: Мир, 1977.
6. Anselmo J. C. Pentagon readies SBIRS award // Aviation Week and Space Technology.— 1996.— N 4.— P. 94.
7. Braham R. Ballistic Missile Defence: It's Back, Special report; The Grand Plans // IEEE Spectrum.— September, 1997.— P. 26—29.
8. Stein R. M., Little J. Ballistic Missile Defence: Readers respond // Ibid.— November, 1997.— P. 70—75.
9. Chan W. S. Focal plane architecture: an overview // Optical Engineering.— 1981.— Vol. 20, N 4.— P. 574—578.
10. Agranov G. A., Novoselov S. K., Stepanov R. M. et al. Lead chalcogenides IR photosensitive array detector with coordinate addressing / Proceedings of an ESA Symposium on Photon Detectors for Space Instrumentation.— Noordwijk, The Netherlands.— 1992.
11. Формозов Б. Н. Введение в криогенную микроэлектронику.— СПб.: Наука, 2001.
12. Маломед Е. Р. Крупногабаритные оптико-электронные телескопические комплексы — перспективы развития / Труды Науч.-практ. конф., посвященной 40-летию первого полета человека в космос.— М.: ВИКУ им. А. Ф. Можайского, 2001.
13. Пат. 2209491 России. Фотоприемный модуль для мозаичной фокальной решетки на основе матричных ТТФЭП / Б. Н. Формозов.— 2003.
14. Грезин А. К., Зиновьев В. С. Микрокриогенная техника.— М.: Машиностроение, 1977.
15. Малков М. П., Данилов И. Б., Зельдович А. Г., Фрадков А. Б. Справочник по физико-техническим основам криогеники.— М.: Энергия, 1973.
16. Пат. 2206027 России. Криостатированная фотоприемная система для внеатмосферной астрономии, космических исследований и дистанционного зондирования Земли / Б. Н. Формозов.— 2003.
17. Михальченко Р. С., Вакуленко В. Д., Архипов В. Т. и др. Двухкомпонентный сублимационный аккумулятор холода КТ-12 / В кн.: Техника низких температур.— Киев: Наукова думка, 1979.— С. 22—30.
18. А. с. 1293453 А1 СССР. Система стабилизации параметров фотозлектрического преобразователя, расположенного на космическом аппарате / И. А. Галяткин, В. И. Костенко, Б. Н. Формозов.— 1987.
19. Аванесов Г. А., Зиман Я. Л., Тарнопольский В. И. и др. Телевизионная съемка кометы Галлея.— М.: Наука, 1989.

В. И. ЮРЧЕНКО, к. ф.-м. н. С. Д. ВОТОРОПИН

Россия, г. Томск, НИИ полупроводниковых приборов  
E-mail: vot@mail.tomsknet.ru

Дата поступления в редакцию  
21.04—19.09 2003 г.

Оппонент д. т. н. К. С. СУНДУЧКОВ  
(ГП "Укркосмос", г. Киев)

## ГЕНЕРИРУЮЩИЕ СТРУКТУРЫ В ВИДЕ ГИС С ЭЛЕМЕНТАМИ МИКРОМЕХАНИКИ

*Продемонстрирована возможность применения микромеханических подстроечных элементов при создании генераторных структур на диодах Ганна.*

Твердотельные генераторы на диодах Ганна СВЧ- и КВЧ-диапазонов применяются весьма широко: в качестве гетеродинов бортовых радиолокационных систем, генераторов накачки полупроводниковых параметрических усилителей, источников физиологически активных частот и информационных сигналов в КВЧ-терапии [1], выполненных в виде миниатюрных аппликаторов и автономных устройств. В автодинном режиме [2, 3] они применяются в качестве датчиков присутствия, радиовзрывателей, измерителей параметров и характеристик подвижных объектов, а также в измерительной аппаратуре [4]. К настоящему времени в НИИПП накоплен достаточно богатый опыт создания и практического применения автогенераторов и автодинных генераторов.

Разработка генерирующих структур в виде гибридно-интегральных схем (ГИС) с элементами микромеханики позволяет реализовать такие их преимущества как малая масса, простота изготовления и настройки на заданные электрические параметры. Основными задачами при их создании являются увеличение КПД за счет оптимального согласования активного элемента диода Ганна с полем резонатора и повышение температурной стабильности частоты. Основой для создания ГИС СВЧ- и КВЧ-диапазонов служат диоды Ганна (ДГ), обеспечивающие генерацию и преобразование сигналов, а также разнообразные типы линий передачи.

Конструктивно ГИС состоят из диэлектрической подложки и корпусного или бескорпусного ДГ. На подложке формируется пассивная часть схемы, включающая отрезки микропо-

лосковых линий передач, резонаторы, трансформаторы, выходные линии передач, ФНЧ-цепи питания и контактные площадки. Для настройки на заданные частоту и выходную мощность используют серии шлейфов, расположенных вблизи резонатора и выходной линии передачи, с последующим их подсоединением с помощью механического лепестка, при этом всегда есть возможность возврата к исходному состоянию в случае смены генераторного диода.

На рис. 1 [5, 6] приведены конструкции ГИС сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн с элементами микромеханики. Корпусный ДГ монтируется через отверстие в подложке в микрополосковый резонатор на металлическое основание-теплоотвод и располагается в пучности электромагнитной волны. Длина резонатора обычно выбирается с учетом реактивности ДГ, равной половине рабочей длины волны, распространяющейся в микрополосковой линии передачи. Это предотвращает возникновение многочастотного режима генерации или перескоков частоты при изменении температуры окружающей сре-

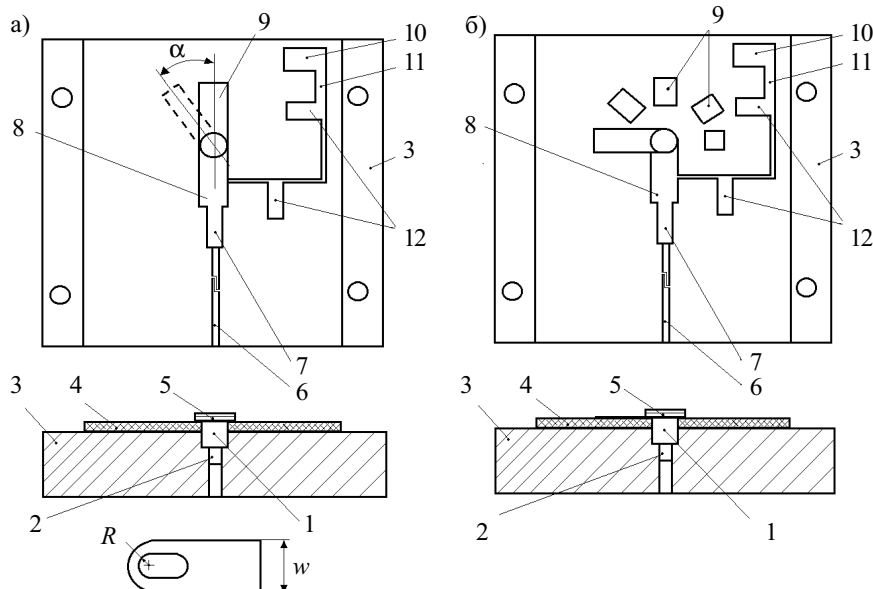


Рис. 1. ГИС СВЧ на корпусном диоде Ганна (сечение со стороны выхода) с плавной (а) и дискретной (б) настройкой по частоте:

1 — диод Ганна; 2 — кристаллодержатель диода; 3 — металлическое основание-теплоотвод; 4 — диэлектрическая подложка; 5 — подвижный контактный лепесток ( $R$  — радиус отверстия;  $w$  — ширина); 6 — выходная линия передачи; 7, 8 — трансформирующий отрезок МПЛ передачи; 9 — элементы настройки ГИС; 10, 11, 12 — цепь питания ГИС

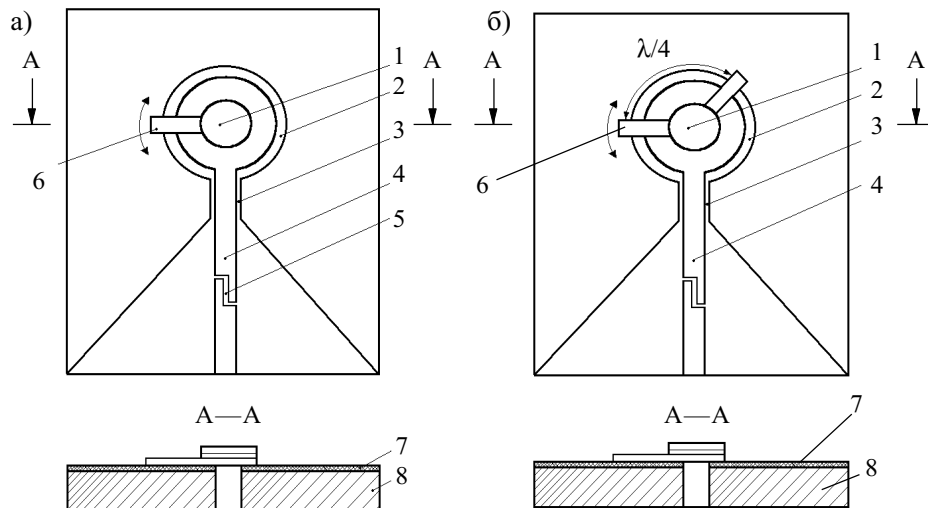


Рис. 2. Конструкции ГИС КВЧ на кольцевом щелевом резонаторе: 1 — корпусной диод Ганна; 2 — кольцевой щелевой резонатор; 3 — трансформирующий отрезок на копланарной линии передачи; 4 — выходная линия передачи; 5 — конструктивная емкость для развязки по цепи питания; 6 — подвижный контактный лепесток; 7 — диэлектрическая подложка; 8 — основание-теплоотвод

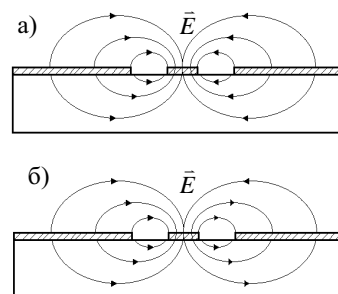


Рис. 3. Структура электрической составляющей поля в КПЛ при параллельном (а) и последовательном (б) возбуждении

ды и напряжения питания диода. Волновое сопротивление резонансного отрезка МПЛ выбирается из соотношения  $Z_p = (10-30)R_0$ , где  $R_0$  — активное сопротивление диода Ганна на начальном участке вольт-амперной характеристики при токе 10 мА.

Наименьшими ограничениями на геометрические размеры при приемлемых волновых сопротивлениях для создания резонансных систем ГИС КВЧ обладают планарные разновидности полосковых линий передачи — щелевая (ЩПЛ) и копланарная (КПЛ). Эти линии характеризуются наличием металлических проводников, нанесенных на одну поверхность диэлектрической подложки и разделенных щелями, причем электромагнитная волна распространяется вдоль щелей. Потери в этих линиях ниже по сравнению с МПЛ, т. к. токи в ЩПЛ и КПЛ рассредоточены по большей поверхности. Авторами впервые были созданы генераторные ГИС на ЩПЛ и КПЛ передачи, конструкции которых приведены на рис. 2 [7—9] с использованием микромеханических подвижных контактных лепестков.

На рис. 2, б представлена конструкция стабилизированной ГИС КВЧ с автокомпенсацией температурных изменений частоты. Диод Ганна одновременно включен в две точки кольцевого щелевого резонатора с помощью микромеханических подвижных контактных лепестков, отстоящих друг от друга на  $\lambda/4$ .

Разработана также копланарная линия передачи, предназначенная для использования в ГИС с повышенным выделением тепла на теплопроводящих диэлектрических подложках типа "элантинит" и "теплонит". В работах [10—12] отмечено, что подобная линия передачи имеет большие потери, связанные с возникновением электромагнитной волны в объеме диэлектрика между металлическими плоскостями. Этот эффект связан с тем, что фазовая скорость распространения волны в диэлектрике  $c/\sqrt{\epsilon}$  меньше фазовой скорости распространения волны в копланарной

линии  $c\sqrt{2/(\epsilon+1)}$  (рис. 3), где  $c$  — скорость света,  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость подложки. Фронт волны, распространяющийся в диэлектрике, расположен по отношению к копланарной линии под углом  $\theta = \arccos\sqrt{(\epsilon+1)/2\epsilon}$ . При данном механизме распространения электромагнитной волны до трети энергии теряется на излучение в подложку.

С целью уменьшения потерь КВЧ-энергии была разработана разновидность копланарной линии. Она отличается от обычной линии передачи наличием в объеме подложки двух металлических экранов, расположенных эквидистантно относительно краев щели копланарной линии [9]. Расстояние от экрана до края щели при линейном резонаторе выбиралось так, чтобы электромагнитная волна, распространяющаяся в диэлектрике, отразившись от экрана, совпала бы по фазе с волной, распространяющейся в копланарной линии вдоль щелей. Решая тригонометрическую задачу с учетом значений фазовых скоростей распространения электромагнитных волн в линии и в диэлектрике подложки, получаем для расстояния от экрана до края щели прямолинейного отрезка линии передачи выражение

$$b_{\text{н}} = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon}} \sqrt{\frac{\epsilon-1}{2\epsilon}},$$

где  $f$  — частота колебаний электромагнитной волны.

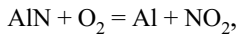
Уменьшение потерь тем выше, чем ближе расположен экран к копланарной линии, т. е. чем меньше зазор.

В случае включения ДГ в кольцевой щелевой резонатор повышение добротности резонатора достигается за счет уменьшения потерь в диэлектрической подложке, а токопроводящий экран в ее объеме формируется на расстоянии

$$b_k = R \left( 1 + \frac{c^2}{16f^2 R^2 \epsilon} + \frac{c\sqrt{(\epsilon-1)/2\epsilon}}{2f\sqrt{\epsilon}} \right)^{1/2}.$$

Экран сформирован перпендикулярно плоскости подложки в виде канавки на всем протяжении и эквидистантен относительно границы топологии резонансной системы ГИС в узлах электрической составляющей поля стоячей волны. Расположение экрана в узлах электрической составляющей электромагнитного поля является оптимальным, поскольку в противном случае появляются токи КВЧ, замыкающиеся через канавку экрана, которые приведут к дополнительным потерям [10, 12].

Для проверки правильности приведенных выше соотношений была экспериментально исследована зависимость затухания КВЧ-энергии в разработанной копланарной линии от расстояния между щелями и экранами. Экраны формировались в объеме подложки (элантинит) при помощи лазера установки ЭМ-220 с плотностью падающей мощности на поверхности подложки не менее  $10^5$  Вт/см<sup>2</sup>. Воздействие лазерного излучения на подложку в воздушной среде приводит к реакции диссоциации алюминия



который осаждается на стенках канавки, прорезаемой лазерным лучом. Геометрические размеры канавки и толщина слоя металлизации определяются интенсивностью луча лазера и его фокусировкой.

Исследования проведены в восьмимиллиметровом диапазоне длин волн с помощью панорамного измерителя Р2-65 и двух измерительных переходов с коэффициентом стоячей волны по напряжению меньше 1,2. Установлено, что при длине линии передачи 10 мм разность значений потерь КВЧ-энергии в копланарной линии с оптимальным и неоптимальным расстояниями от экранов до щелей составляет 8—10 дБ, причем значения оптимальных расстояний совпали с расчетными с точностью до 3—5% в зависимости от рабочей частоты.

Реализация ГИС на фиксированную частоту наиболее доступна, однако для обеспечения тактико-технических требований комплексированного радиоэлектронного блока радиолокационной системы необходима их работа в режимах частотной и амплитудной модуляции, импульсном режиме, а также повышенная стабильность частоты, что, наряду с повышением рабочего диапазона частот, является также насущной проблемой.

В 8-миллиметровом диапазоне длин волн выходная мощность ГИС составляет 25—30 мВт при КПД до 4%, в 6-миллиметровом диапазоне уменьшается до 10 мВт и в 5-миллиметровом — до 3 мВт с соответствующим уменьшением КПД при потребляемой мощности ДГ не более 0,4 Вт. Значения температурных коэффициентов частоты и мощности составляют 2—4 МГц/°С и 0,025 дБ/°С в диапазоне температур от -60 до +70°С, соответственно [9, 10].

Между внешним проводником кольцевого щелевого резонатора (КЩР) и ДГ подвижный лепесток обеспечивает постоянный омический контакт между диодом и внешним проводником КЩР. Тем самым лепесток является элементом включения диода Ганна в резонатор, а при его вращении вокруг оси диода меняется фазовая картина электромагнитного поля в резонаторе. Мощность отводится в нагрузку посред-

ством копланарного шлейфа и выходной линии передачи. Питание на диод Ганна подается через металлическое основание и внешний проводник КЩР. Максимальный КПД обеспечивается оптимальным согласованием ДГ с резонатором и нагрузкой за счет плавной и широкодиапазонной регулировки волнового сопротивления отрезка копланарной линии, образующей шлейф.

В КПЛ возможно возбуждение двух типов электромагнитных волн, соответствующих параллельному или последовательному направлению электрических составляющих электромагнитного поля в ЩПЛ, образующих КПЛ (рис. 3). В первом случае центральный полосок КПЛ имеет потенциал, отличный от равного потенциала боковых проводников КПЛ, и поэтому

$$C_{\text{л}} = 2C_{\text{щ}}; L_{\text{л}} = \frac{L_{\text{щ}}}{2}; Z_{\text{л}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_{\text{щ}}}{C_{\text{щ}}}},$$

где  $C_{\text{л}}$ ,  $C_{\text{щ}}$  — погонные емкости КПЛ и ЩПЛ, образующих КПЛ;  
 $L_{\text{л}}$ ,  $L_{\text{щ}}$  — погонные индуктивности КПЛ и ЩПЛ;  
 $Z_{\text{л}}$  — волновое сопротивление КПЛ,

а для другого случая центральный полосок КПЛ имеет потенциал, промежуточный между потенциалами боковых металлических проводников КПЛ, и тогда

$$C_{\text{л}} = \frac{C_{\text{щ}}}{2}; L_{\text{л}} = 2L_{\text{щ}}; Z_{\text{л}} = 2 \sqrt{\frac{L_{\text{щ}}}{C_{\text{щ}}}},$$

т. е. в четыре раза больше, чем в первом случае. Очевидно, волновое сопротивление КПЛ может иметь и любые промежуточные значения.

В разработанной ГИС КВЧ путем изменения положения лепестка в ЩКР регулируется структура электромагнитного поля в копланарном шлейфе и тем самым изменяется его волновое сопротивление, что обеспечивает эффективное согласование диода Ганна практически с любой нагрузкой.

С целью определения эффективности технического решения были изготовлены ГИС в 8-миллиметровом диапазоне длин волн на слаботочных (до 100 мА) диодах 3А768 в корпусе "Тракт". ГИС обеспечивали выходную мощность 10—20 мВт при КПД до 6%, что в среднем на 20—30% превысило КПД этих же диодов в волноводной конструкции [9].

Применение КЩР оказалось весьма перспективным при создании другого типа ГИС — с повышенной стабильностью частоты.

Известные способы стабилизации частоты ГИС заключаются в применении различного рода диэлектрических резонаторов (ДР) с положительным ТКЧ. В качестве материала ДР используются различные диэлектрики, в частности, рутил. При тщательной настройке, заключающейся в оптимизации коэффициента связи ДР и резонатора с ДГ, достигается уменьшение ТКЧ примерно на порядок [12].

В разработанных авторами конструкциях ГИС (см. рис. 2, а, б) в простейшем случае, без учета нагрузки, частота генерации определяется электрической длиной резонатора:

$$l_3 = \frac{n\lambda}{2} - \frac{\lambda}{2\pi} \arctg \frac{Z_{\text{л}}}{Z_{\text{п}}},$$

где  $n$  — целое число;

$\lambda$  — длина волны в кольцевом щелевом резонаторе;

$Z_d$  — реактивное сопротивление диода Ганна;

$Z_p$  — волновое сопротивление отрезка линии передачи, образующей резонатор.

В случае одновременного включения диода Ганна в КЩР с помощью второго лепестка, расположенного на расстоянии  $\lambda/4$  от первого, электрическая длина кольцевого щелевого резонатора определяется соотношением

$$l_3 = \frac{n\lambda}{2} - \frac{\lambda}{2\pi} \left[ \arctg \frac{Z_d}{Z_p} + \operatorname{arccctg} \left( \frac{Z_d}{Z_p} + \varphi \right) \right] = \frac{\lambda}{4} (2n-1) = \text{const}$$

при любых изменениях реактивного сопротивления диода Ганна ( $\varphi$  — фазовое расстояние между элементами включения диода).

Применение в ГИС резонатора на отрезке кольцевой щелевой линии передачи с одновременным включением ДГ в две точки КЩР делает возможной полную компенсацию ухода частоты генератора за счет автокомпенсации реактивной составляющей проводимости диода Ганна. В случае небольшого изменения расстояния между лепестками относительно  $\lambda/4$  удается полностью скомпенсировать дестабилизирующее влияние пассивной части модуля [9].

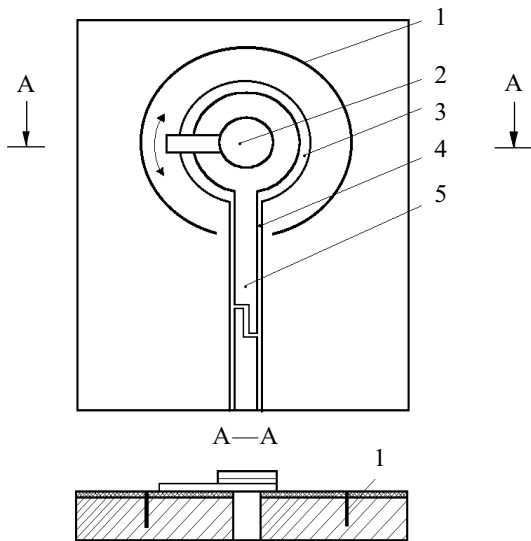


Рис. 4. Стабилизированная ГИС КВЧ:

1 — токопроводящий экран, сформированный в объеме подложки; 2 — корпусный диод Ганна; 3 — щелевой кольцевой резонатор; 4 — трансформатор; 5 — выходная линия передачи

Повышение стабильности частоты ГИС достигается также и включением ДГ в высокочастотный КЩР [8] (рис. 4). Повышение добротности резонатора достигается уменьшением потерь электромагнитной энергии в подложке ГИС, для чего в ее объеме на определенном расстоянии формируется токопроводящий экран.

Настройка изготовленных ГИС проводилась в импульсном режиме с использованием анализатора спектра С4-60, стробоскопического осциллографа, прямоотсчетного цифрового частотомера РЧЗ-73 (рабочий диапазон от 37 до 118 ГГц), что позволяет изме-

рять внутримпульсную девиацию частоты в течение воздействия питающего импульса с погрешностью не более 0,05%. На низкоомную нагрузку (0,3—1,6 Ом) модулятор обеспечивал плавную регулировку амплитуды до 30 В со скважностью модулирующего импульса 100—1000 с дискретной регулировкой частоты повторения и длительности импульса. Для исследованных ГИС восьмимиллиметрового диапазона получено уменьшение паразитной внутримпульсной девиации частоты до 30 раз. В таком же соотношении уменьшалось значение ТКЧ; для настроенных ГИС оно составило  $(0,5...2) \cdot 10^{-7} 1/^\circ\text{C}$ .

Анализ показывает, что возможности построения ГИС на планарных линиях передачи с использованием рассмотренных конструктивных приемов далеко не исчерпаны [13].

\*\*\*

Таким образом, найдены пути и технологические приемы изготовления экранированных щелевых и копланарных линий, позволяющие оптимизировать их параметры по волновому сопротивлению и потерям. Определены микромеханические конструктивные элементы ГИС, позволяющие компенсировать температурные изменения параметров ДГ и, соответственно, реализовать генераторные ГИС, высокостабильные при изменении температуры окружающей среды.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Воторопин С. Д., Кожемякин А. М. Устройства КВЧ и оптического диапазонов длин волн для физиотерапии // Электронная промышленность. — 1998. — Вып. 1—2. — С. 178—181.
2. Воторопин С. Д., Носков В. Я. Приемопередающие модули на слаботочных диодах Ганна для автодинных систем // Электронная техника. Сер. СВЧ. — 1993. — Вып. 4. — С. 70—72.
3. Воторопин С. Д., Юрченко В. И. Автодины на диодах Ганна и устройства на их основе // Электронная промышленность. — 1998. — Вып. 1—2. — С. 110—115.
4. Бузыкин В. Т., Веснин В. Н., Воторопин С. Д. и др. Автодинные СВЧ-датчики для бесконтактных измерений и контроля / Сб. докл. III конф. "КрыМиКо-92". — Севастополь. — 1992. — С. 159—164.
5. А. с. 1204107 СССР. Микрополосковый генератор / С. Д. Воторопин, С. В. Кулешов. — 08.09.85.
6. А. с. 749344 СССР. Микрополосковый генератор / С. Д. Воторопин, М. С. Егунов, Б. А. Наливайко. — 21.03.80.
7. Воторопин С. Д., Кожемякин А. М. Экспериментальное исследование генераторных модулей на планарных линиях передач // Электронная техника. Сер. СВЧ. — 1987. — Вып. 10. — С. 67—70.
8. А. с. 260641 СССР. СВЧ генератор / С. Д. Воторопин, А. М. Кожемякин. — 01.09.87.
9. Воторопин С. Д., Кожемякин А. М. Высокостабильный генератор на диоде Ганна // Сб. докл. Межотраслевой НТК. — Горький. — 1988. — С. 23—24.
10. Воторопин С. Д. Гибридно-интегральные схемы КВЧ на диодах Ганна / Сб. докл. V Междунар. конф. АПЭП-2000. — Новосибирск. — 2000. — С. 114—116.
11. Воторопин С. Д. ГИС КВЧ на диодах Ганна / Сб. докл. X Междунар. конф. "КрыМиКо-2000". — Севастополь. — 2000. — С. 141—142.
12. Воторопин С. Д. Активные ГИС КВЧ на планарных линиях передачи / Сб. докл. V Междунар. НТК "Физика и технические приложения волновых процессов". — Самара. — 2001. — С. 21—23.
13. Юрченко В. И. Микромеханические устройства СВЧ диапазона / Мат-лы 14-й Всерос. конф. по использованию синхротронного излучения (СИ-2002). — Новосибирск. — 2002. — С. 135.

К. т. н. В. Г. СПИРИН

Россия, г. Арзамас, НПП "Темп-Авиа"  
E-mail: temp@arzamas.nnov.ru

Дата поступления в редакцию  
17.09—02.12 2003 г.

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

## МЕТОД КОМПОНОВКИ ПЛАТ МИКРОСБОРКИ

*Метод характеризуется высокой плотностью упаковки и минимальной себестоимостью изготовления плат, а также учетом тепловых режимов компонентов микросборки.*

В настоящее время широкое распространение получило проектирование электронной аппаратуры на основе тонкопленочных плат и плат поверхностного монтажа [1].

Изготовление плат поверхностного монтажа характеризуется низкой себестоимостью, однако этому виду плат присущ и ряд недостатков:

- относительно низкая плотность межсоединений — 5 линий/мм (в тонкопленочных платах — до 50 линий/мм);
- при установке резисторов на платы возрастают ее размеры и себестоимость сборки;
- материал платы обладает низкой теплопроводностью.

По прогнозам [1], удельный вес тонкопленочных плат в электронной аппаратуре, в частности, в многокристалльных модулях, будет возрастать. И это несмотря на то, что изготовление тонкопленочных плат с многоуровневой коммутацией характеризуется высокой трудоемкостью и низким выходом годных, что приводит к значительному возрастанию себестоимости.

В теории и практике компоновки тонкопленочных микросборок (МСБ) доминирует функционально-узловой метод. Такой подход к проектированию МСБ характеризуется относительно высокой себестоимостью изготовления тонкопленочных плат. Если посмотреть на современную тонкопленочную плату с установленными компонентами, то видно, что компоненты покрывают площадь платы не более чем на 20—30%. А если посмотреть на ту же плату без компонентов, то можно выделить участки платы, насыщенные пленочными элементами, и довольно большие участки, свободные от пленочных элементов, на которых и устанавливаются большие по размеру компоненты с малым числом выводов. Это свидетельствует о нерациональной, с экономических позиций, компоновке МСБ.

Методы компоновки плат развиваются в направлениях получения максимальной плотности упаковки и минимальной себестоимости изготовления электронных устройств. Поэтому и в предлагаемом методе будем преследовать следующие цели:

- плотность упаковки каждой платы МСБ должна быть максимальной;
- МСБ должна содержать платы(у) с одним уровнем коммутации.

Компоненты устанавливаются на плату разными методами монтажа и характеризуются различной мощностью рассеяния. Наиболее распространенными способами крепления бескорпусных компонентов к плате являются пайка и приклеивание [2, с. 90]. Пайку обычно используют для обеспечения электрического соединения основания кристалла полупроводникового прибора с платой, а также для обеспечения эффективного теплоотвода. В других случаях применяется приклеивание, причем часто для создания более эффективного теплоотвода в состав клея вводят порошки с высокой теплопроводностью ( $Al_2O_3$ ,  $BeO$ ). Другие способы крепления компонентов к плате в данной статье не рассматриваются в силу их ограниченного применения при монтаже МСБ.

Все компоненты МСБ разделим по способу их монтажа на плату — с помощью клея или припоя.

Методом пайки на поликоровую плату обычно устанавливаются полупроводниковые приборы средней мощности.

В свою очередь, приклеиваемые компоненты разделим на две категории:

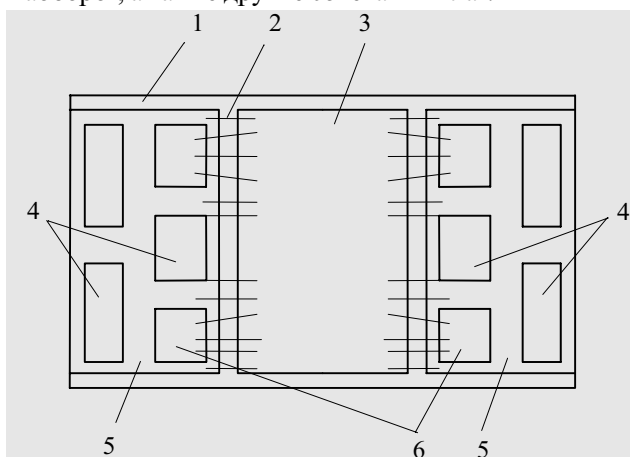
- 1) интегральные схемы (ИС), которые характеризуются большим количеством выводов;
- 2) компоненты с малым количеством выводов: полупроводниковые приборы (диоды, транзисторы и т. д.) и реактивные компоненты — конденсаторы, катушки индуктивности, трансформаторы.

Совершенно очевидно, что для компонентов первой категории требуются платы с высокой плотностью межсоединений, а для второй категории — с невысокой, поэтому компоновку МСБ выполняем на двух типах плат — тонкопленочных и печатных. Каждую категорию приклеиваемых компонентов комплектуем на разных платах — бескорпусные ИС на тонкопленочных платах (материал платы: ситалл или поликор), а полупроводниковые и реактивные компоненты — на платах из тонкого стеклотекстолита, например СТПА-5 толщиной 0,1—0,2 мм.

На тонкопленочных платах формируют резисторы. Для тонкопленочных резисторов (ТТР) с мощностью рассеяния менее 90 мВт рекомендуется использовать ситалловые подложки, а при мощности рассеяния свыше 90 мВт — поликоровые [3]. Если в состав МСБ

входят ТПР с широким диапазоном рассеиваемой мощности, то критерием выбора материала подложки будет минимум суммарной площади всех ТПР. В этом случае минимизируется площадь платы.

Все платы соединяются между собой проволочными перемычками. В простейшем случае на одной поверхности основания МСБ можно выполнить монтаж всех компонентов на одной тонкопленочной и одной печатной плате. В принципе возможны и такие сочетания: одна тонкопленочная и две печатные платы (рисунки) и наоборот, а также другие сочетания плат.



1 — основание; 2 — межплатные перемычки; 3 — тонкопленочная плата; 4 — реактивные компоненты; 5 — однослойная печатная плата; 6 — полупроводниковые приборы

Достоинствами этого метода компоновки МСБ является следующее.

— Возможность получения высокой плотности межсоединений на тонкопленочной плате, в результате чего может быть достигнуто покрытие площади платы знакоместами кристаллов до 60—80%, что позволит уменьшить массогабаритные характеристики МСБ.

— Снижение себестоимости изготовления МСБ за счет уменьшения площади платы, изготавливаемой по тонкопленочной технологии, и применения односторонней печатной платы для поверхностного монтажа, поверхность которой также можно покрыть на 60—80% компонентами.

— Возможность установки как бескорпусных компонентов, так и компонентов в мини-корпусах, на платах для поверхностного монтажа.

Недостатком данного метода компоновки является небольшое возрастание объема монтажа межплатных перемычек, а также возрастание площади, занимаемой межплатными коммутационными элементами. Этот недостаток в некоторых случаях можно преодолеть за счет разварки выводов смежных полупроводниковых и реактивных компонентов непосредственно на тонкопленочную плату (см. рис.). Компоновка реактивных и полупроводниковых компонентов на плате (платах) для поверхностного монтажа будет целесообразной в том случае, если при перемещении компонента от ИС не нарушается работоспособность МСБ.

Минимальную площадь  $S_{\text{п}}$  платы рассчитывают по формуле

$$S_{\text{п}} = K_{\text{д}} (\Sigma S_{\text{з}} + \Sigma S_{\text{р}} + \Sigma S_{\text{кп}}), \quad (1)$$

где  $K_{\text{д}}$  — коэффициент дезинтеграции площади;

$S_{\text{з}}$  — площадь посадочных мест (знакомест) компонентов;

$S_{\text{р}}$  — площадь ТПР;

$S_{\text{кп}}$  — площадь периферийных контактных площадок.

Коэффициент дезинтеграции площади равен 1,5...2,5 и учитывает площади, занимаемые проводниками и периферийными полями платы. Величина  $K_{\text{д}}$  определяется из практики проектирования плат.

На практике большие потери в плотности упаковки тонкопленочных плат происходят только из-за того, что выбирают размеры платы, кратные сторонам базовой подложки [4, с. 171]. В основном потери происходят по двум причинам. Во-первых, трудно выполнить электрические схемы, адекватные площадям стандартных плат. Во-вторых, по краям подложек предусматривают технологические поля, свободные от тонкопленочных элементов. Для прямоугольных подложек эти поля обычно составляют 1,5—2 мм от края. Если на подложке располагают несколько плат, то при мультипликации фотошаблона в состав изображения платы будут входить технологические поля.

Поэтому выбор размеров платы следует производить одновременно с разработкой схемы мультипликации фотошаблона. Размеры платы определяются расчетной площадью  $S_{\text{п}}$  и особенностью конструкции МСБ. Они должны быть выбраны таким образом, чтобы схема мультипликации фотошаблона занимала не менее 75—85% площади подложки и не выходила за пределы ее технологических полей.

Оценку тепловых режимов компонентов на этапе компоновки МСБ можно произвести по [5, с. 137—146]. Недостатком известной методики является высокая трудоемкость расчета, а также то, что она распространяется только на корпусные МСБ. Поэтому в практике конструирования МСБ она нашла весьма ограниченное применение. Учитывая важность обеспечения тепловых режимов компонентов, в том числе и в МСБ с нестандартными корпусами, возникает необходимость разработки алгоритма оценки тепловых режимов компонентов.

В дальнейшем будем полагать, что отвод тепла от каждого компонента или тонкопленочного резистора осуществляется только за счет теплопроводности (кондукции).

Следует отметить, что разнообразие методов монтажа компонентов и плат, а также большое количество материалов плат, делают затруднительным выбор монтажных структур для формирования кондуктивного тракта компонента без проведения предварительного расчета. Конструкция кондуктивного тракта компонента характеризуется толщиной и теплопроводностью каждого из слоев многослойной монтажной структуры: "соединительный слой 2 — плата — соединительный слой 1" (СС2—П—СС1). С помощью СС2 соединяют компонент с платой, а с помощью СС1 — плату с основанием МСБ.

Для упрощения описания алгоритма размещения компонентов на платах выберем материалы монтажной структуры, которые наиболее часто применяются при проектировании МСБ. (При необходимости этот список может быть расширен.) В качестве соединительных слоев выберем клей и припой, а в качестве материалов платы — стеклотекстолит, ситалл и поликор. Значения параметров этих материалов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметр	Соединительный слой		Материал платы		
	Клей	Припой	Стекло-текстолит	Ситалл	Поликор
Коэффициент теплопроводности $\lambda$ , Вт/(мм·°C)	0,0015	0,039	0,001	0,0015	0,03
Толщина $h$ , мм	0,1	0,065	0,2	0,6	0,5
Удельное тепловое сопротивление $r$ , мм <sup>2</sup> ·°C/Вт	66,67	1,667	200	400	16,67

В качестве соединительных слоев СС1, СС2 для стеклотекстолитовых и ситалловых плат обычно используют клей, т. к. соединительный слой из припоя применять неэффективно — ввиду большого теплового сопротивления материалов плат. Способность структуры П—СС1 проводить тепло можно оценить по общему удельному тепловому сопротивлению  $r$  единицы поверхности структуры в соответствии с выражением

$$r = r_{\text{п}} + r_1 = h_{\text{п}} / \lambda_{\text{п}} + h_1 / \lambda_1, \quad (2)$$

где  $r_{\text{п}}$ ,  $r_1$  — удельное тепловое сопротивление соответственно платы и СС1;

$h_{\text{п}}$ ,  $h_1$  — толщина;

$\lambda_{\text{п}}$ ,  $\lambda_1$  — коэффициенты теплопроводности.

Рассчитанные по формуле (1) значения удельного теплового сопротивления монтажных структур для выбранных материалов приведены в табл. 2.

Таблица 2

Структура П—СС1	$r$ , мм <sup>2</sup> ·°C/Вт
Ситалл — клей	467
Стеклотекстолит — клей	267
Поликор — клей	83,3
Поликор — припой	18,3

Выбор параметров конструкции кондуктивного тракта компонента производят в соответствии с перечнем материалов (табл. 1), рекомендованных к проектированию, по следующему алгоритму.

1. Производят выбор материала СС2 в соответствии с техническими условиями на компонент.

2. Компоненты заменяются плоскими источниками тепла (ИТ) с той же мощностью рассеяния и площадью, равной площади компонента. Находят максимальную допустимую температуру  $T_{\text{д}}$  участка платы, расположенного под компонентом, (т. е. температуру плоского ИТ) непосредственно из технических условий на компонент или путем расчета:

— Если в технических условиях приведены значения максимально допустимой температуры  $T_{\text{п}}$   $p$ — $n$ -перехода и теплового сопротивления  $R_{\text{пк}}$  переход-корпус, то температуру  $T_{\text{д}}$  находят по формуле

$$T_{\text{д}} = T_{\text{п}} - P(R_{\text{пк}} + R_2) = T_{\text{п}} - P[R_{\text{пк}} + h_2 / (\lambda_2 S)],$$

где  $P$ ,  $S$  — рассеиваемая мощность и площадь компонента, соответственно;

$R_2$  — тепловое сопротивление слоя СС2.

— Если в технических условиях приведены значения максимально допустимой температуры  $T_{\text{кд}}$  корпуса компонента, то температуру  $T_{\text{д}}$  находят по формуле

$$T_{\text{д}} = T_{\text{кд}} - PR_2 = T_{\text{кд}} - Ph_2 / (\lambda_2 S).$$

3. Для каждого компонента находят перегрев, введенный от других источников тепла, расположенных на плате:

$$\Delta T_{\text{н}} = r(P_{\text{п}} - P) / S_{\text{п}},$$

где  $r$  — минимальное удельное тепловое сопротивление согласно табл. 2;

$P_{\text{п}}$  — мощность, рассеиваемая всеми компонентами и ТПР платы;

$S_{\text{п}}$  — площадь платы, рассчитанная по формуле (1).

4. Для каждого плоского ИТ производят расчет требуемого теплового сопротивления кондуктивного тракта, необходимого для отвода тепла, которое образуется за счет собственного перегрева, по формуле

$$R_{\text{т}} = (T_{\text{д}} - \Delta T_{\text{н}} - T_{\text{о}}) / P,$$

где  $T_{\text{о}}$  — заданная температура основания корпуса МСБ;

$P$  — мощность, рассеиваемая компонентом, для которого рассчитывается перегрев.

5. Для каждого компонента проверяют соответствие:

$$R_{\text{т}} \geq r / S. \quad (3)$$

6. Если условие (3) выполняется, то расчет заканчивают и в качестве конструкции кондуктивного тракта компонента выбирают рассчитанную монтажную структуру П—СС1. Если условие (3) не выполняется, то выбирают более теплопроводящую структуру из табл. 2 и повторяют расчет по пп. 3—5 настоящего алгоритма — до тех пор, пока не выполнится условие (3).

\*\*\*

Данный метод компоновки был применен при изменении конструкции электронного преобразователя (ЭП) акселерометра. Первоначально ЭП содержал две тонкопленочные ситалловые платы размером 12×12 мм, расположенных на противоположных сторонах одного металлического основания. Платы между собой соединялись золотыми перемычками. В результате переконфигурации ЭП одну ситалловую плату заменили на одностороннюю печатную плату с теми же размерами, на которую установили почти все конденсаторы (за исключением малогабаритных корректирующих конденсаторов, которые установили на ситалловой плате, рядом с соответствующими операционными усилителями). Количество межплатных перемычек практически не увеличилось.

Таким образом, предлагаемый метод компоновки наиболее эффективен для МСБ, которые по тем или иным причинам могут содержать несколько плат.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Дорошевич К. К., Дорошевич В. К., Телец В. А. Многокристалльные модули — новое конструктивно-технологическое направление в развитии комплектующих изделий // Технологическое оборудование и материалы. — 1998. — № 4.
2. Гуськов Г. Я., Блинов Г. А., Газаров А. А. Монтаж микроэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1986.
3. Спирин В. Г. Особенности схемотехнического проектирования тонкопленочных микросборок / В кн.: Прогрессивные технологии в машино- и приборостроении. — Н.-Новгород—Арзамас: НГТУ—АФ НГТУ, 2003. — С. 370—372.
4. Ефимов И. Е., Козырь И. Я., Горбунов Ю. И. Микроэлектроника. — М.: Высшая школа, 1987.
5. Чернышев А. А., Иванов В. Н., Аксенов А. И., Глушенкова Д. И. Обеспечение тепловых режимов изделий электронной техники. — М.: Энергия, 1980.

Д. т. н. С. Ю. ЛУЗИН, к. т. н. О. Б. ПОЛУБАСОВ

Россия, г. Санкт-Петербург, АО "Авангард"  
E-mail: luzin1@rol.ru

Дата поступления в редакцию  
18.03 2003 г.

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

## ЭКОНОМИЧНЫЙ МЕТОД ПРИБЛИЖЕННОЙ МИНИМИЗАЦИИ ДНФ БУЛЕВЫХ ФУНКЦИЙ

*Результаты, полученные с помощью предложенного метода, более точны, чем решения, полученные с помощью других эвристик.*

К настоящему времени опубликовано значительное количество работ, посвященных проблемам минимизации булевых функций. Однако практика проектирования СБИС и постоянный рост степени интеграции требуют поиска новых, более эффективных моделей и алгоритмов. Более того, особое значение приобретает проблема оценки степени оптимальности получаемых решений, поскольку при современных размерностях задач использование переборных алгоритмов невозможно, а эвристические могут давать значительную погрешность.

Обычно при использовании эвристических алгоритмов относительная погрешность решения (отношение мощности найденного некоторым алгоритмом значения к мощности оптимума) является функцией размерности задачи. Поэтому при использовании эвристик для решения задач большой размерности встает дополнительный вопрос о величине отклонения от оптимума.

Большинство эвристик используют идею конкурирующих интервалов [1], однако применяют различные схемы поиска. Так, в работах [2, 3] используется поиск в глубину, когда осуществляется расширение некоторого терма до получения максимального интервала. Другие, например [4], используют поиск в ширину, осуществляя параллельное расширение интервалов таким образом, чтобы покрыть исходное множество минимальным числом непересекающихся интервалов. Поиск в ширину существенно увеличивает комбинаторную сложность, однако в среднем позволяет получать более точные решения.

Существенным недостатком большинства алгоритмов минимизации булевых функций, в т. ч. и приближенных, является необходимость попарного сравнения термов, что ограничивает быстродействие и предъявляет повышенные требования к необходимому объему памяти.

Таким образом, для повышения эффективности решения задач реальных размерностей необходима разработка новых подходов, обладающих минимальной комбинаторной сложностью и при этом гарантирующих получение оптимального или близкого к нему решения.

В работе [5] описан метод поразрядного выращивания, осуществляющий параллельное выращивание простых импликант без попарного сравнения. Как показано в [5], метод является асимптотически оптимальным в смысле быстродействия. В настоящей работе также используется поразрядное выращивание простых импликант, но не всех возможных, а только образующих кратчайшее (или близкое к нему) покрытие исходных импликант.

### Жадный алгоритм

Пусть минимизируемая функция представлена в виде совершенной нормальной дизъюнктивной формы (СДНФ). Каждой элементарной конъюнкции поставлен в соответствие ее код, двоичный или десятичный. Например, конъюнкции  $x_1x_2\bar{x}_3x_4$  соответствует двоичный код 1011, или десятичный 11. (Здесь и в дальнейшем меньшему номеру переменной соответствует меньший разряд двоичного кода, т. е. в кодах переменные записываются слева направо.) Все коды ранжированы в порядке возрастания.

Отметим, что в любом из минитермов некоторая переменная может принимать одно из трех значений: отсутствовать (—), присутствовать (1), присутствовать со знаком отрицания (0). Рассматривая только соседние термы, можно установить значение первой переменной в импликантах и отделить это значение от самих импликант, понизив ранг последних.

Это обстоятельство использовалось в [1] для поиска множества простых импликант методом "поразрядного выращивания". При этом множество импликант делилось на классы и подклассы, причем "выращенная" кодовая комбинация использовалась как код класса, каждый из которых содержал остатки кодов импликант. В предлагаемом методе кодом класса будет являться остаток кода импликант, а в каждом из классов будут выращенные кодовые комбинации, имеющие общий остаток.

Таким образом, на любом этапе, кроме первого и последнего, каждая из импликант характеризуется парой векторов: двоичным вектором  $\beta_j$  (или его десятичным эквивалентом), являющимся общим остатком импликант  $j$ -го класса, и троичным вектором  $\alpha_{i,j}$  (выращенной комбинацией). Соответственно, на первом этапе имеется только множество двоичных векторов  $\beta_j$ , а на последнем — только множество троичных векторов  $\alpha_{i,j}$ .

В отличие от [1], будем определять смежность не пары термов, а пары классов. Два класса  $\beta_j$  и  $\beta_{j+1}$  смежны, если  $\beta_j$  — четно, и  $\beta_{j+1}-\beta_j=1$  (если за четным классом следует нечетный класс с остатком кода, большим на единицу).

Метод заключается в проверке условия смежности для соседних классов и перераспределении компонент векторов. При этом на каждом шаге убирается младший разряд из кода остатка и добавляется в старший разряд выращенного троичного кода. Заметим, что на любом из этапов суммарное число компонент векторов не увеличивается.

Опишем правила перераспределения компонент векторов.

1. Если  $\beta_j$  четно и  $\beta_{j+1}-\beta_j \neq 1$  (за четным классом не следует нечетный с остатком кода, большим на единицу), то младший разряд из  $\beta_j$  переходит в старший разряд всех выращенных кодовых комбинаций ( $\alpha_{i,j}$ ) класса  $\beta_j$ :

$$\forall i \in \overline{1, k}, \alpha'_{i,j} := (0)\alpha_{i,j}, \beta'_j := \beta_j / 2.$$

2. Если  $\beta_j$  нечетно и  $\beta_j - \beta_{j-1} \neq 1$  (перед нечетным классом нет четного класса, меньшего на единицу), то

$$\forall i \in \overline{1, k}, \alpha'_{i,j} := (1)\alpha_{i,j}, \beta'_j := (\beta_j - 1) / 2.$$

3. Если  $\beta_j$  четно и  $\beta_{j+1}-\beta_j=1$  (если за четным классом следует нечетный с остатком кода, большим на единицу), то образуется класс, остаток кода которого получается делением на 2 остатка кода четного класса:  $\beta'_j := (\beta_j - 1) / 1$ . В этот класс переходят все выращенные кодовые комбинации обоих (четного и нечетного) классов, причем

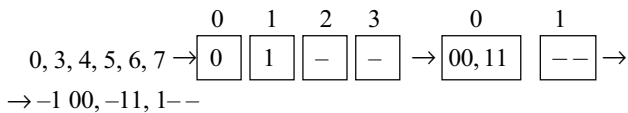
— если в смежных классах была пара одинаковых выращенных кодовых комбинаций ( $\alpha_{i,j} = \alpha_{k,j+1}$ ), то в новом классе ( $\beta'_j$ ) они представлены той же комбинацией с добавлением черточки в старший разряд:  $\alpha'_{i,j} = (-)\alpha_{i,j}$ ;

— если некоторая выращенная кодовая комбинация поглощается выращенной кодовой комбинацией из смежного класса ( $\alpha_{i,j} \setminus \alpha_{k,j+1} = \alpha_{i,j}$  или  $\alpha_{i,j+1} \setminus \alpha_{k,j} = \alpha_{i,j+1}$ ), то в новый класс заносится поглощаемая кодовая комбинация с добавлением черточки в старший разряд (соответственно  $\alpha'_{i,j} = (-)\alpha_{i,j}$  или  $\alpha'_{i,j} = (-)\alpha_{i,j-1}$ ).

Непоглощаемые кодовые комбинации переходят из классов  $\beta_j$  и  $\beta_{j+1}$  в новый класс  $\beta'_j$  с добавлением в старший разряд, соответственно, 0 или 1:

$$\alpha'_{i,j} := (0)\alpha_{i,j} \text{ и } \alpha'_{i,j} := (1)\alpha_{i,j}.$$

Пример:  $F = \Sigma 0, 3, 4, 5, 6, 7$



Примечание. В рамке — выращенные кодовые комбинации ( $\alpha_{i,j}$ ), над рамками — общие для термов класса остатки кодов импликант ( $\beta_j$ ).

### Коррекция решения

Приведенный подход отличается высоким быстродействием и требует минимального объема памяти, однако полученное решение может значительно отличаться от оптимального. Точность решения можно повысить за счет перестройки термов с целью высвобождения взаимных пересечений.

Пересекающиеся термы образуются при расширении интервалов, имеющих смежные остатки кода импликанты, но несовпадающие выращенные коды, в случае поглощения одного из выращенных кодов другим. При этом мощность пересечения пары равномоощных интервалов равна половине мощности интервала. В случае интервалов различной мощности мощность пересечения будет равна половине мощности меньшего интервала.

Перестроить интервалы, высвободив при этом пересечения, можно, если в смежных классах имеются пересекающиеся термы. Однако это условие является только необходимым.

Пусть имеем  $\alpha_{i,j}$  терм из класса  $\beta_j$ ,  $\alpha_{l,j+1}$  терм из класса  $\beta_{j+1}$ , при этом классы  $\beta_j$  и  $\beta_{j+1}$  смежны, и

$$|\alpha_{i,j} \cap \alpha_{l,j+1}| = |\alpha_{i,j} / 2| = |\alpha_{l,j+1} / 2|.$$

Термы  $\alpha_{i,j}$  и  $\alpha_{l,j+1}$  склеиваются с высвобождением пересечений, если

$$\alpha_{i,j} \setminus (\alpha_{i,j} \cap \alpha_{l,j+1}) \subset \bigcup_k \alpha_{k,j}$$

и

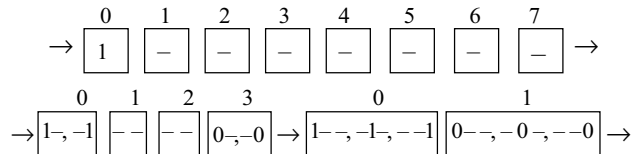
$$\alpha_{l,j+1} \setminus (\alpha_{i,j} \cap \alpha_{l,j+1}) \subset \bigcup_k \alpha_{k,j+1}.$$

В этом случае вместо двух интервалов  $(0)\alpha'_{i,j}$  и  $(1)\alpha'_{l,j+1}$  получается один интервал  $(-)\alpha'_{i,j}$ , где  $\alpha'_{i,j} = \alpha'_{i,j} \cap \alpha'_{l,j+1}$ . Отметим, что поиск пары интервалов для подобного склеивания необходимо осуществлять в случае невозможности расширения их на данном шаге.

Введение процедуры коррекции несколько снижает быстродействие алгоритма, однако существенно повышает точность решения. При этом процедура носит локальный характер, поскольку осуществляется попарное сравнение только термов смежных классов. Кроме того, постоянное увеличение мощности классов сопровождается уменьшением суммарного количества термов.

Для снижения затрат, связанных с поиском пар термов для проведения коррекции, следует предварительно отсортировать термы в классах в порядке возрастания кодов импликант, а для одинаковых кодов импликант — по кодам разности. Помимо снижения комбинаторной сложности, это может повысить и точность решения, поскольку повышается вероятность того, что одинаковые термы в различных классах будут перестраиваться синхронно (идентично). Максимизация количества одинаковых остатков кодов импликант — залог их склеивания на последующих этапах и минимизации общего числа импликант.

Пример:  $F = \Sigma 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14$



Поскольку  $- -1(- -1 \cap 0 - -) = 1 - 1 \subset 1 - -$

и

$$0 - - \setminus (- -1 \cap 0 - -) = 0 - 0 \subset - - 0,$$

то

$$\rightarrow \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 0 & & & \\ \hline 0-1, -1-, 1-- & & & \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 1 & & & \\ \hline 0-1, -0-, - -0 & & & \\ \hline \end{array} \rightarrow$$

Поскольку  $1 \vee (1 \wedge 0) = 1 \wedge (0 \vee 1)$   
и  $0 \vee (0 \wedge 1) = 0 \wedge (1 \vee 0)$ ,  
то

0	1
$0-1, -10, 1--$	$0-1, -10, -0-$

$\rightarrow 0-1, -10, 01--$

**Минимизация функции, заданной набором троичных векторов**

В случае если характеристическое множество функции содержит слишком много элементов, задать ее в виде совершенной ДНФ практически сложно, а иногда даже невозможно. В связи с этим несомненный интерес представляют методы, позволяющие минимизировать сокращенную ДНФ без предварительного получения совершенной ДНФ и всех простых импликант.

Пусть функция задана набором троичных векторов. Введем операцию расщепления термов по некоторой переменной: в каждом из троичных векторов удалим компоненту, соответствующую некоторой переменной, и разобьем множество на два класса. В первый класс попадут термы со значением ведущей переменной "0", во второй — со значением "1". Термы со значением переменной "-" попадут в оба класса.

**АЛГОРИТМ** (рекурсивный)

Построить множество простых импликант

1. Получить множество входных импликант.
2. Отбросить поглощаемые импликанты.
3. Если осталось меньше двух импликант => ОТВЕТ.

Иначе

1. Выбрать ведущую переменную (см. примечание).
2. Расщепить множество входных импликант по ведущей переменной на классы "0" и "1" (термы с "-" попадут в оба класса).
3. Построить множество простых импликант для класса "0".
4. Построить множество простых импликант для класса "1".
5. Слить два класса в один (используя склеивание и высвобождение).

=>ОТВЕТ.

*Примечание.* В качестве ведущей целесообразно выбирать переменную с меньшим числом "-"; при одинаковом числе "-" следует выбрать переменную с более равномерным распределением "0" и "1". При этом в разных ветвях выбор ведущих переменных может быть неодинаковым.

*Пример:* Пусть  $F = \bar{x}_1 \bar{x}_4 \vee x_2 \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2 \vee \bar{x}_2 \bar{x}_4 \vee \bar{x}_3 \bar{x}_4$   
Набор соответствующих троичных векторов:  
0 -- 0, - 00 -, -- 11, 0 1-, 00 --.

В качестве ведущей выбираем переменную  $x_2$ , осуществляем расщепление и удаляем поглощаемые термы:

0	1
$0-0, 00-, -0-$	$0-0, 00-, --1, 0--$

Поскольку  $0 \vee (0 \wedge 1) = 0 \wedge (0 \vee 1)$

$0-0, -0-$	$0-0, --1$
------------	------------

$\rightarrow 0--0, -00-, --11$

**Заключение**

Описанный в работе метод не гарантирует получения кратчайшей ДНФ. Тем не менее, благодаря систематической коррекции частичного решения, результаты, полученные с помощью данного метода, более точны, чем решения, полученные с помощью других эвристик. Так, например, сравнение с методами, реализованными в пакете Abel фирмы Data I/O, продемонстрировало, что преимущество в точности сказывается уже на простых примерах.

Проверка быстродействия программных средств осуществлялась на специально сгенерированных тестовых примерах, ядро которых представляет собой функцию вида

$$F = x_1 \vee x_2 \vee \dots \vee x_n.$$

На подобных примерах легко контролируется точность решения, т. к. оптимальный результат заранее известен. (При добавлении термов, не содержащих терма  $\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \dots \cdot \bar{x}_n$ , результат оптимизации  $F' = F$ , в противном случае  $F' = 1$ .)

Представленная **таблица** позволяет судить о быстродействии алгоритма и его программной реализации. Сравнение с другими программами затруднительно, поскольку известные системы имеют существенные ограничения по числу независимых переменных (входов устройства).

Количество переменных	Число термов	Время, с
100	100	3
150	150	6
200	200	14
250	250	27
300	300	46
350	350	71
400	400	106
450	450	152
500	500	225

Отметим, что, в отличие от известных подходов, данный метод позволяет распараллелить процесс минимизации функции, что позволяет создавать эффективные реализации метода для многопроцессорных систем.

**ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ**

1. Закревский А. Д. Логический синтез каскадных схем.— М.: Наука, 1981.
2. Rhyne T. V., Noe P. S., Mc Kinney, Pooch U. W. A new technique for fast minimization of switching functions // IEEE Trans. Comput.— 1977.— Vol. C-26.— P. 757—764.
3. Perkins Sh. R., Rhyne T. V. An algorithm for identifying and selecting the prime implicants of multiple-output boolean function // IEEE Trans. Comput.— Aid. Des. Integr. Circuit and Syst.— 1988.— Vol. 7, N 11.— P. 1215—1218.
4. Hong S. J., Cain R. G., Ostapko D. L. MINI: A heuristic approach for logic minimization // IBM J. Res. Dev.— Sept. 1974.— Vol. 18.— P. 443—458.
5. Лузин С. Ю. Асимптотически оптимальный метод получения простых импликант // Автоматика и выч. техника.— 2000.— Вып. 1.— С. 80—84.

Д. т. н. В. М. НИКОЛАЕНКО, к. т. н. А. В. ЗАДЕРЕЙКО,  
к. т. н. О. В. НИКОЛАЕНКО

Дата поступления в редакцию  
20.08 2003 г.

Украина, Одесский национальный политехнический университет  
E-mail: zadereyko@ukr.net

Оппонент к. т. н. В. Н. ТАРАКАНОВ  
("Супертел", г. С.-Петербург)

## МЕТОДИКА КОНСТРУКТОРСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ НЕПРОВОЛОЧНЫХ ПЕРЕМЕННЫХ РЕЗИСТОРОВ С ЗАДАНЫМИ СВОЙСТВАМИ

*Методика носит общий характер и обеспечивает проектирование как традиционных непроволочных переменных резисторов, так и пленочных.*

В современной электронной аппаратуре непроволочные переменные резисторы (НПР) находят широкое применение для обеспечения заданных функциональных свойств отдельных фрагментов ее электронных схем [1, 2]. К этим свойствам, прежде всего, следует отнести зависимости

$$u_R = U_R(x), i_R = I_R(x), P_R = P_R(x), r_R = R_R(x), \quad (1)$$

где  $u_R, i_R, P_R, r_R$  — соответственно напряжение, ток, мощность и сопротивление НПР ( $R$ ), зависящие от  $x$  — величины перемещения подвижного контакта (рис. 1). Здесь  $U_{cx}$  и  $I_{cx}$  — известные значения напряжения и тока электронной схемы, а  $R_0$  — эквивалентное переходное сопротивление между схемой и НПР.

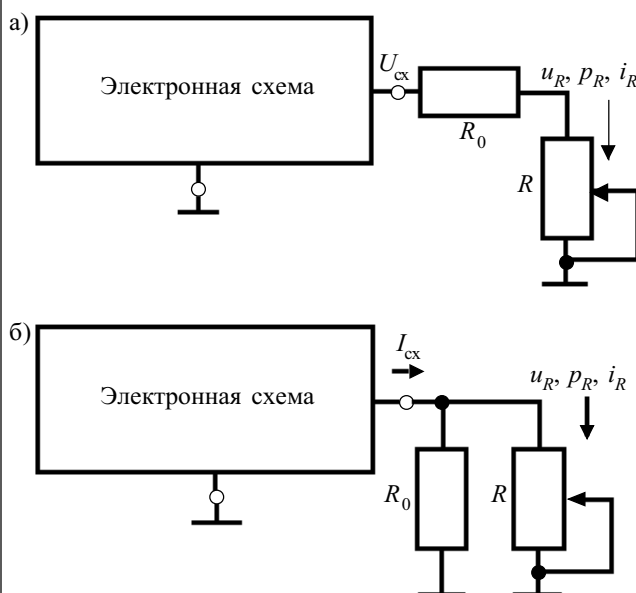


Рис. 1

В этой связи возникает задача разработки методики конструкторской реализации НПР, которая обеспечивает определение формы и свойств их резистивных элементов в зависимости от заданных функциональных характеристик (1), варианта исполнения и схемы применения (рис. 1).

Для разработки конструкторской реализации отмеченных НПР удобно воспользоваться зависимостью  $r_R = R_R(x)$  [2, с. 110], приведя к ней характеристики (1). Тогда для случая рис. 1, а получаем:

$$R_R(x) = U_{cx} / I_R(x) - R_0; \quad (2)$$

$$\text{— при заданном } U_R(x)$$

$$R_R(x) = R_0 U_R(x) / [U_{cx} - U_R(x)]; \quad (3)$$

$$\text{— при заданной } P_R(x)$$

$$R_R(x) = \left[ U_{cx} \pm \sqrt{U_{cx}^2 - 4R_0 P_R(x)} \right]^2 / 4P_R(x), \quad (4)$$

где  $U_{cx}^2 - 4R_0 P_{Rmax} \geq 0, P_R(x)_{max} = \max[P_R(x)], x \in [x_{min}, x_{max}]$ .

Выражения, аналогичные (2)—(4), можно получить и для случая рис. 1, б:

$$\text{— при заданном } I_R(x)$$

$$R_R(x) = R_0 I_{cx} / I_R(x) - R_0; \quad (5)$$

$$\text{— при заданном } U_R(x)$$

$$R_R(x) = U_R(x) / [I_{cx} - U_R(x) / R_0]; \quad (6)$$

$$\text{— при заданной } P_R(x)$$

$$R_R(x) = \left[ I_{cx} R_0 \pm \sqrt{I_{cx}^2 R_0^2 - 4R_0 P_R(x)} \right]^2 / 4P_R(x), \quad (7)$$

где  $I_{cx}^2 R_0 - 4P_{Rmax} \geq 0$ .

В общем случае зависимость  $r_R = R_R(x)$  (1) определяется из рис. 2, где  $\rho(x), S(x), \delta(x)$  — текущие удельное сопротивление, ширина и толщина резистивного элемента НПР, соответственно.

$$dR = \rho(x) dx / S(x) \delta(x). \quad (8)$$

Интегрируя выражение (8), получаем описание характеристики  $R_R(x)$  как

$$R_R(x) = \int_0^x \frac{\rho(\xi)}{S(\xi) \delta(\xi)} d\xi \quad (9)$$

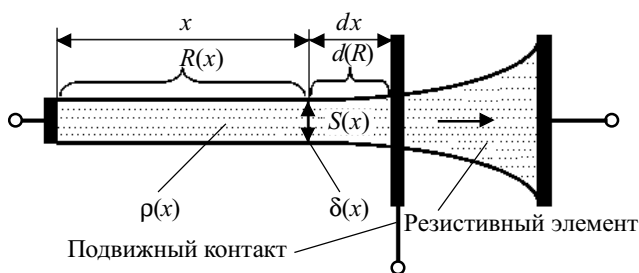


Рис. 2

или

$$R_R(x) = \int_0^x \frac{R_s(\xi)}{S(\xi)} d\xi, \quad (10)$$

где  $R_s(\xi) = \rho(\xi)/\delta(\xi)$  — удельное поверхностное сопротивление.

В соответствии с соотношениями (8)—(10) возможны различные варианты конструкторской реализации НПП на базе заданных характеристик  $R_R(x)$  (2)—(7). Наиболее простые из них включают по два фиксированных параметра. В частности, первый вариант имеет  $S = \text{const}$  и  $\delta = \text{const}$ , а заданная характеристика реализуется посредством зависимости

$$R_s(x) = S \frac{dR_R(x)}{dx}. \quad (11)$$

Второй вариант основывается на требованиях  $\delta = \text{const}$  и  $R_s = \text{const}$ , а характеристика реализуется за счет изменения ширины резистивного элемента НПП:

$$S(x) = R_s \frac{dR_R(x)}{dx} - S_0, \quad (12)$$

где  $S_0$  — начальная ширина резистивного элемента.

В третьем варианте фиксируются  $S = \text{const}$  и  $\rho = \text{const}$ , а зависимость  $R_R(x)$  реализуется посредством изменения толщины резистивного элемента НПП:

$$\delta(x) = \rho \left/ S \frac{dR_R(x)}{dx} - \delta_0 \right., \quad (13)$$

где  $\delta_0$  — начальная толщина резистивного элемента.

Кроме рассмотренных вариантов, возможны также ситуации с использованием двух и трех переменных:  $S = \text{const}$ ,  $\delta(x) = \text{var}$ ,  $\rho(x) = \text{var}$ ;  $\delta = \text{const}$ ,  $S(x) = \text{var}$ ,  $\rho(x) = \text{var}$ ;  $\rho = \text{const}$ ,  $S(x) = \text{var}$ ,  $\delta(x) = \text{var}$ ;  $S(x) = \text{var}$ ,  $\delta(x) = \text{var}$ ,  $\rho(x) = \text{var}$ .

Все эти ситуации, а также третий вариант (13), практического применения не находят в связи с определенными сложностями их реализации.

Дополнительно необходимо отметить, что часто для сокращения габаритов применяется круговая конструкция резистивного элемента НПП, т. е.  $r_R^* = R_R^*(\alpha)$ , где  $\alpha$  — угол перемещения подвижного контакта. Тогда, используя очевидные соотношения

$$x = \beta g \alpha; \quad \frac{dR_R(x)}{dx} = \frac{1}{\beta g} \frac{dR_R^*(\alpha)}{d\alpha} \quad (\beta = 2\pi/360), \quad (14)$$

где  $g$  — радиус резистивного элемента НПП, перепишем выражения (11), (12) следующим образом:

$$R_s^* = \frac{S}{\beta g} \frac{dR_R^*(\alpha)}{d\alpha}; \quad S^*(x) = R_s \beta g \left/ \frac{dR_R^*(\alpha)}{d\alpha} - S_0^* \right. \quad (15)$$

Возвращаясь к исходной задаче разработки конструкторской реализации НПП с заданными функциональными свойствами и учитывая формулы (2), (3), (4), (11), (12), (15), для случая рис. 1, а запишем:

— задано  $I_R(x)(I_R^*(\alpha))$ ; варианты конструкторской реализации:

$$R_s(x) = -\frac{S U_{\text{cx}}}{I_R^2(x)} \frac{dI_R(x)}{dx}; \quad R_s^*(\alpha) = -\frac{S U_{\text{cx}}}{\beta g [I_R^*(\alpha)]^2} \frac{dI_R^*(\alpha)}{d\alpha}; \quad (16)$$

$$S(x) = -R_s I_R^2(x) / U_{\text{cx}} \frac{dI_R(x)}{dx} - S_0; \quad (17)$$

$$S^*(\alpha) = -R_s \beta g [I_R^*(\alpha)]^2 / U_{\text{cx}} \frac{dI_R^*(\alpha)}{d\alpha} - S_0^*; \quad (17)$$

— задано  $U_R(x)(U_R^*(\alpha))$ ; варианты конструкторской реализации:

$$R_s(x) = S R_0 U_{\text{cx}} \frac{dU_R(x)}{dx} / [U_{\text{cx}} - U_R(x)]^2; \quad (18)$$

$$R_s^*(\alpha) = \frac{S R_0 U_{\text{cx}}}{\beta g} \frac{dU_R^*(\alpha)}{d\alpha} / [U_{\text{cx}} - U_R(\alpha)]^2; \quad (18)$$

$$S(x) = R_s [U_{\text{cx}} - U_R(x)]^2 / U_{\text{cx}} R_0 \frac{dU_R(x)}{dx} - S_0; \quad (19)$$

$$S^*(\alpha) = R_s \beta g [U_{\text{cx}} - U_R^*(\alpha)]^2 / \left[ U_{\text{cx}} R_0 \frac{dU_R^*(\alpha)}{d\alpha} \right] - S_0^*; \quad (19)$$

— задано  $P_R(x)(P_R^*(\alpha))$ ; варианты конструкторской реализации:

$$R_s(x) = -\frac{S U_{\text{cx}}}{2 P_R^2(x)} \frac{dP_R(x)}{dx} \left[ U_{\text{cx}} \pm \frac{U_{\text{cx}}^2 - 2 R_0 P_R(x)}{\sqrt{U_{\text{cx}}^2 - 4 R_0 P_R(x)}} \right]; \quad (20)$$

$$R_s^*(\alpha) = -\frac{S U_{\text{cx}}}{2 \beta g [P_R^*(\alpha)]^2} \frac{dP_R^*(\alpha)}{d\alpha} \left[ U_{\text{cx}} \pm \frac{U_{\text{cx}}^2 - 2 R_0 P_R^*(\alpha)}{\sqrt{U_{\text{cx}}^2 - 4 R_0 P_R^*(\alpha)}} \right]; \quad (20)$$

$$S(x) = -\frac{2 R_s P_R^2(x)}{U_{\text{cx}} \left[ U_{\text{cx}} \pm \frac{U_{\text{cx}}^2 - 2 R_0 P_R(x)}{\sqrt{U_{\text{cx}}^2 - 4 R_0 P_R(x)}} \right] \frac{dP_R(x)}{dx}} - S_0;$$

$$S^*(\alpha) = -2 R_s \beta g [P_R^*(\alpha)]^2 \times$$

$$\times \left\{ U_{\text{cx}} \left[ U_{\text{cx}} \pm \frac{U_{\text{cx}}^2 - 2 R_0 P_R^*(\alpha)}{\sqrt{U_{\text{cx}}^2 - 4 R_0 P_R^*(\alpha)}} \right] \frac{dP_R^*(\alpha)}{d\alpha} \right\}^{-1} - S_0^*. \quad (21)$$

Практическое значение формул (16)—(21) обуславливает потребность в описании основных вариантов конструкторской реализации и для случая рис. 1, б. Тогда, опираясь на выражения (5), (6), (7), (11), (12), (15), представим эти описания в виде **таблицы**.

Для иллюстрации полученных выше результатов рассмотрим пример конструкторской реализации НПП с заданными функциональными свойствами.

Пусть для случая рис. 1, а требуется разработать НПП с линейной зависимостью  $u_R = U_R(x) = kx$  и линейным перемещением подвижного контакта. Эта задача может быть решена на основе формул для  $R_s(x)$  (18) и  $S(x)$  (19).

В первом случае имеем:  $S = 4$  мм;  $U_{\text{cx}} = 5$  В;  $R_0 = 1$  кОм;  $k = 0,1$  В/мм;  $x_{\text{min}} = 0$ ;  $x_{\text{max}} = 30$  мм.

Зависимости  $U_R(x)$  и  $R_s(x)$  приведены на **рис. 3, а** и **б**, соответственно. Вид резистивного элемента изображен на **рис. 4, а**.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ. КОНСТРУИРОВАНИЕ

Описание вариантов конструкторской реализации НПП для случая рис.1, б

Заданная характеристика	Линейная реализация НПП	Круговая реализация НПП
$I_R(x)$ , $I_R^*(\alpha)$	$R_s(x) = -\frac{R_0 I_{cx} S}{I_R^2(x)} \frac{dI_R(x)}{dx}$	$R_s^*(\alpha) = -\frac{R_0 I_{cx} S}{\beta g [I_R^*(\alpha)]^2} \frac{dI_R^*(\alpha)}{d\alpha}$
$U_R(x)$ , $U_R^*(\alpha)$	$R_s(x) = SI_{cx} \frac{dU_R(x)}{dx} / [I_{cx} - U_R(x)/R_0]^2$	$R_s^*(\alpha) = \frac{SI_{cx}}{\beta g} \frac{dU_R^*(\alpha)}{d\alpha} / [I_{cx} - U_R^*(\alpha)/R_0]^2$
$P_R(x)$ , $P_R^*(\alpha)$	$R_s(x) = -\frac{SR_0 I_{cx}}{2P_R^2(x)} \frac{dP_R(x)}{dx} \times$ $\times \left[ I_{cx} R_0 \pm \frac{I_{cx}^2 R_0^2 - 2R_0 P_R(x)}{\sqrt{I_{cx}^2 R_0^2 - 4R_0 P_R(x)}} \right]$	$R_s^*(\alpha) = -\frac{SR_0 I_{cx}}{2\beta g [P_R^*(\alpha)]^2} \frac{dP_R^*(\alpha)}{d\alpha} \times$ $\times \left[ I_{cx} R_0 \pm \frac{I_{cx}^2 R_0^2 - 2R_0 P_R^*(\alpha)}{\sqrt{I_{cx}^2 R_0^2 - 4R_0 P_R^*(\alpha)}} \right]$
	$S(x) = -2R_s P_R^2(x) / \frac{dP_R(x)}{dx} R_0 I_{cx} \times$ $\times \left[ I_{cx} R_0 \pm \frac{I_{cx}^2 R_0^2 - 2R_0 P_R(x)}{\sqrt{I_{cx}^2 R_0^2 - 4R_0 P_R(x)}} \right] - S_0$	$S^*(\alpha) = -2R_s \beta g [P_R^*(\alpha)]^2 / \frac{dP_R^*(\alpha)}{d\alpha} \times$ $\times R_0 I_{cx} \left[ I_{cx} R_0 \pm \frac{I_{cx}^2 R_0^2 - 2R_0 P_R^*(\alpha)}{\sqrt{I_{cx}^2 R_0^2 - 4R_0 P_R^*(\alpha)}} \right] - S_0^*$

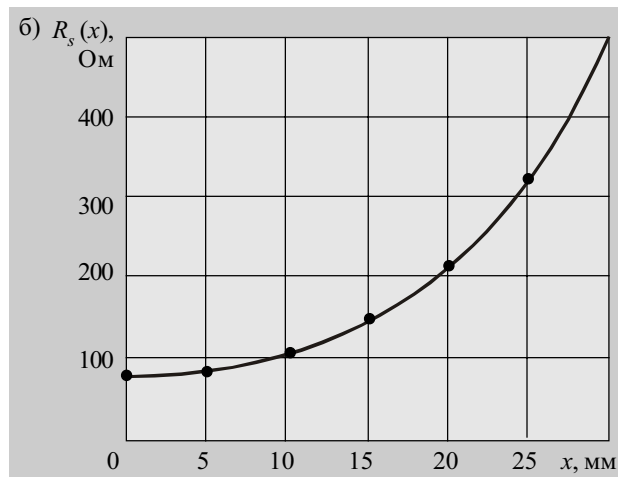
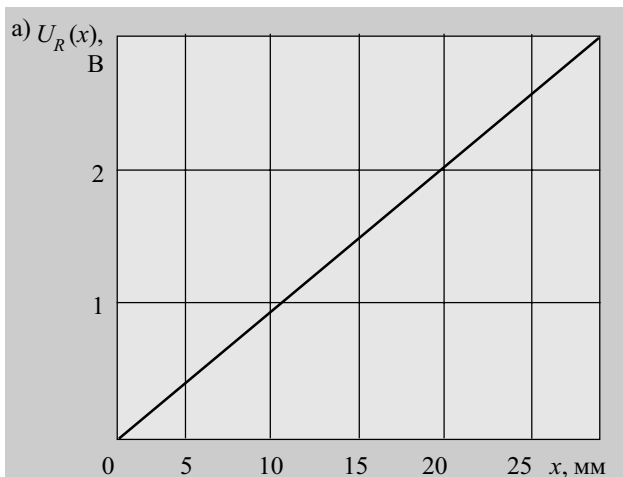


Рис. 3

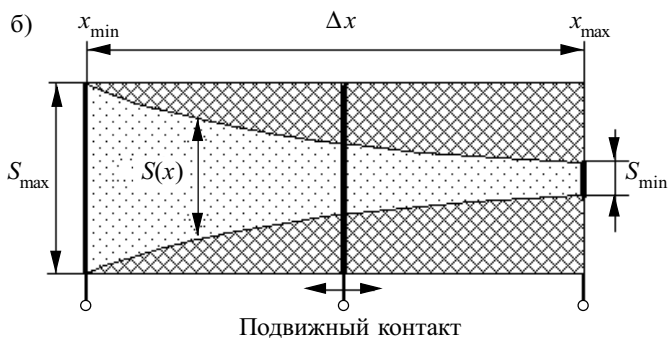
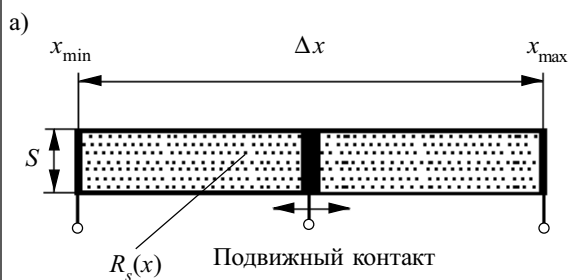


Рис. 4

Во втором случае (выражение (19)), приняв  $S_0 = 0$  мм,  $R_s = 0,25$  кОм, получаем форму резистивного элемента НПР (рис. 4, б) ( $S_{\max} = S(x_{\min})$ ,  $S_{\min} = S(x_{\max})$ ,  $\Delta x = x_{\max} - x_{\min}$ ). С помощью тех же формул (18) и (19) можно определить конструкцию кругового НПР для заданного примера.

Аналогичные результаты могут быть получены и для случая рис. 1, б с применением описаний конструкторской реализации НПР, приведенных в таблице.

Дополнительно отметим, что если исходные характеристики НПР (1) заданы в графическом или табличном виде, то удобно воспользоваться методом гладкой кривой [3] для их аппроксимации. Тогда во всех выражениях ((11)—(21), таблица) следует применять простые формулы для определения соответствующих функций и производных:

$$F_R(x) = \sum_{i=0}^n a_i x^i, \quad \frac{dF_R(x)}{dx} = \sum_{i=1}^n i a_i x^{i-1},$$

где  $F_R(x)$  — заданная характеристика НПР;  
 $a_i (i=0, n)$  — коэффициенты аппроксимирующего полинома.

\*\*\*

Таким образом, предложенная методика конструкторской реализации непроволочных переменных резисторов позволяет определить форму и свойства резистивных элементов в зависимости от заданной характеристики резистора (1), варианта его исполнения и схемы применения. Эта методика носит общий характер и обеспечивает проектирование как НПР традиционного типа, так и резисторов в пленочном исполнении. При этом разработчику представляется выбор в реализации конструкции НПР с учетом особенностей электронной схемы.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Радиотехнические методы и устройства диагностики энергетических установок / Под ред. Ю. С. Ямпольского.— Одесса: ОЦНТИ, 2002.
2. Зайцев Ю. В. Переменные резисторы.— М.: Энергоиздат, 1984.
3. Николаенко В. М., Николаенко О. В. Аппроксимация характеристик макромоделей электронных устройств методом гладкой кривой // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2001.— № 1.— С. 13—15.

#### ПАМЯТНЫЕ ДАТЫ В 2004 ГОДУ

- 170 лет назад (1834) английский ученый Ч. Бэббидж предложил проект цифровой вычислительной машины с программным управлением.
- 140 лет назад (1864) в статье "Динамическая теория электромагнитного поля" английский физик Дж. Максвелл впервые дал определение электромагнитного поля и заложил основы его теории.
- 100 лет назад (1904) английский ученый и инженер Д. Флеминг изобрел двухэлектродную электронную лампу (диод).
- 90 лет назад (1914, август—сентябрь) русский физик Н. Д. Папалекси разработал первые в России образцы радиоламп (трехэлектродные лампы — катодные реле).
- 70 лет назад (1934, июль—август) проведены первые в мире испытания электровизора-радиолокатора по проекту изобретателя П. К. Ощепкова.
- 70 лет со времени открытия (1934) учеными-физиками С. И. Вавиловым и П. А. Черенковым нового вида оптического свечения, получившего название излучения Вавилова—Черенкова.
- 60 лет назад (1944) впервые в мире сотрудниками Московского телевизионного центра предложена система электронного телевидения с разверткой на 625 строк.
- 50 лет со времени создания (1954) советскими физиками Н. Г. Басовым и А. М. Прохоровым и американским физиком Ч.-Х. Таунсом первых квантовых генераторов на пучке молекул аммиака. В 1964 году эти ученые были удостоены Нобелевской премии за фундаментальные исследования в области квантовой электроники.
- 50 лет назад (1954) под руководством конструктора Б. И. Рамеева создана малая ЭВМ первого поколения "Урал-1".
- 35 лет назад (1969) в США в рамках военного проекта ARPAnet были объединены в сеть четыре университетских узла, что положило начало Internet.

Из "Календаря юбилейных и памятных дат в области естествознания и техники на 2004 год".— М.: Политехнический музей, 2003.

- 30 лет назад (1974) инженер Э. Робертс из фирмы MITS (США) построил первый персональный компьютер Altair 8080.
- 25 лет назад (1979) американские инженеры-программисты Д. Бриклин и Б. Фрэнкстон создали первую прикладную программу VisiCalc для персонального компьютера.
- 20 лет назад (1984) фирма IBM (США) выпустила персональный компьютер IBM PC/AT.
- 17 января — 75 лет со дня рождения (1929) Ф. В. Букинна, ученого в области радиоэлектроники и квантовой физики.
- Февраль — 275 лет назад (1729) английский физик С. Грей открыл явление электропроводности.
- 3 февраля — 100 лет со дня рождения А. А. Харкевича (1904—1965), ученого в области радиотехники, электроники, акустики и приборостроения.
- 9 февраля — 100 лет со дня рождения С. И. Катаева (1904—1991), ученого и изобретателя в области телевидения и радиоэлектроники, одного из пионеров отечественной телевизионной техники.
- 24 февраля — 200 лет со дня рождения Э. Х. Ленца (1804—1865), ученого-физика, создателя учения об электричестве и теоретических основ электротехники.
- 25 марта — 120 лет со дня рождения В. И. Коваленкова (1884—1960), ученого в области электросвязи, основоположника дальней телефонной связи.
- Май — 60 лет назад (1944) американский математик и конструктор Г. Айкен создал цифровую вычислительную машину на электронных реле MARK-1.
- 4 мая — 125 лет со дня рождения Л. И. Мандельштама (1879—1944), ученого-физика, одного из основателей отечественной научной школы по радиофизике.
- 31 мая — 100 лет со дня рождения В. И. Сифорова (1904—1993), ученого в области радиотехники, радиоэлектроники и теории передачи информации.

К. т. н. В. Н. БОРОВИЦКИЙ

Украина, г. Киев, «Информационные программные системы»  
E-mail: Volodymyr\_Borovytsky@iss.org.ua

Дата поступления в редакцию  
10.09 2003 г.

Оппонент к. т. н. С. А. ГОРЬБЕВ  
(ОНИИТТ, г. Одесса)

## ВЫБОР ЦИФРОВОЙ КАМЕРЫ ДЛЯ ОПТИЧЕСКОГО МИКРОСКОПА

*Показано, что линейное увеличение и пространственная разрешающая способность микроскопа определяют тип и параметры устанавливаемой цифровой камеры.*

Быстрый прогресс в области производства цифровых камер, которые в настоящее время имеют более миллиона фоточувствительных элементов, существенно расширяет возможности оптической микроскопии [1]. Так, установка цифровой камеры (ЦК) на оптическом микроскопе позволяет фиксировать увеличенное изображение объектов, сохранять их в виде файлов, выводить на печать и передавать по локальным и глобальным компьютерным сетям [2].

Важнейшим требованием к оптическому микроскопу является высокая пространственная разрешающая способность. Поэтому задача выбора ЦК, которая не снижает пространственную разрешающую способность микроскопа, является актуальной для широкого круга специалистов, работающих с микрообъектами в промышленности, медицине, научных организациях.

Пространственная разрешающая способность (ПРС) характеризует способность оптического или оптико-электронного прибора формировать контрастные изображения объектов с малыми линейными или угловыми размерами [3, с. 201; 4, с. 41]. К распространенным численным оценкам ПРС относятся минимальный период или максимальная пространственная частота гармонической составляющей сигнала в плоскости предметов, которая проходит через оптическую систему — фильтр низких пространственных частот [5, с. 235; 6, с. 32]. Другими словами, это минимальный период дифракционной решетки, установленной в плоскости предметов, штрихи которой могут быть различимы в плоскости изображения [3, с. 209]. Очевидно, что этот минимальный период является величиной, обратно пропорциональной максимальной пространственной частоте сигнала.

Минимальный период может быть рассчитан по следующей формуле [7, с. 156]:

$$p_o = \frac{\lambda}{2 \cdot NA} = \frac{1}{f_o}, \quad (1)$$

где  $p_o, f_o$  — соответственно минимальный период и максимальная частота гармонической составляющей пространственного сигнала в плоскости предметов, прошедшей через оптическую систему микроскопа;

$\lambda$  — длина волны оптического излучения;  
 $NA$  — цифровая апертура микрообъектива микроскопа.

Так как многоэлементный фотоприемник ЦК располагается в плоскости изображения оптической системы микроскопа, то следует рассчитать значение минимального периода (1) в плоскости изображения. Для этого необходимо умножить величину минимального периода (1) на линейное увеличение оптической системы микроскопа [8, с. 56].

При этом следует учесть, что линейное увеличение микроскопа имеет две составляющие. Первая составляющая — линейное увеличение системы «микрообъектив — тубусная линза» для микроскопов с бесконечной длиной тубуса или линейное увеличение микрообъектива для микроскопов с конечной длиной тубуса 160, 170, 190, 250 мм [9, с. 150]. Это увеличение указано на микрообъективах микроскопа. Вторая составляющая — линейное увеличение оптического элемента для установки ЦК, аналоговой телевизионной камеры или пленочного фотоаппарата на микроскоп [8, с. 56]. В литературе такой узел называют фототубусом, микрофотонасадкой, гомалом, адаптером камеры или фотоаппарата, телевизионным адаптером и т. п. [4, с. 244; 8, с. 102]. Основным назначением такого элемента является согласование поля зрения оптической системы микроскопа и ЦК [8, с. 56].

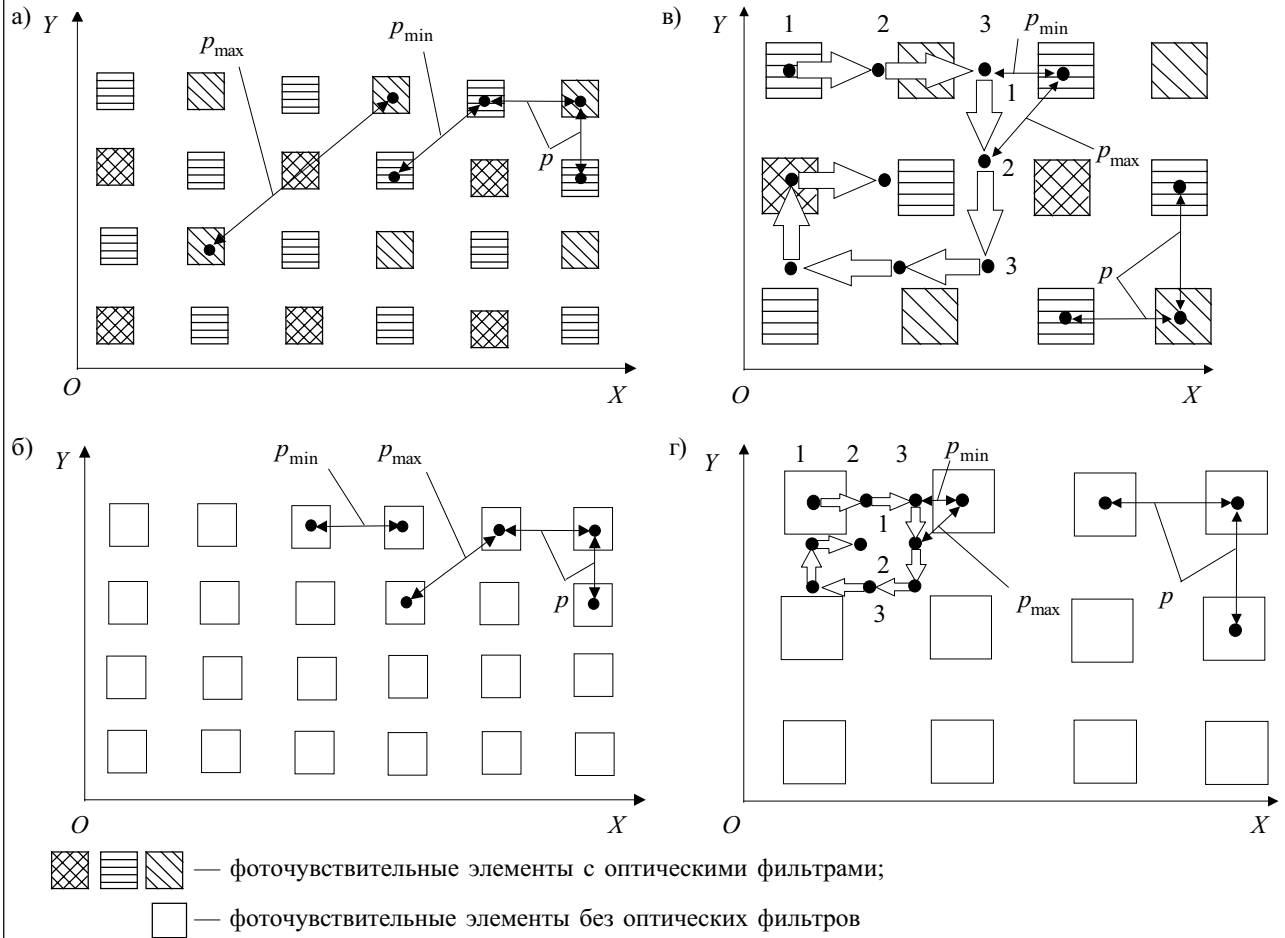
Наиболее распространенные значения линейного увеличения фототубуса — 0,63, 1,0, 2,5, 3,2, 4,0, 6,3. В современных микроскопах также используются фототубусы с переменным увеличением в пределах 0,5 — 1,5.

Таким образом, минимальный период ( $p_o'$ ) и максимальная частота ( $f_o'$ ) гармонической составляющей пространственного сигнала в плоскости изображения, прошедшей через оптическую систему микроскопа, будут рассчитываться по следующей формуле:

$$p_o' = \beta \beta_T p_o = \beta \beta_T \frac{\lambda}{2 \cdot NA} = \beta \beta_T \frac{1}{f_o} = \frac{1}{f_o'}, \quad (2)$$

где  $\beta, \beta_T$  — линейное увеличение системы «микрообъектив — тубусная линза» или микрообъектива и фототубуса, соответственно.

Многоэлементный фотоприемник ЦК представляет собой двухмерную периодическую структуру фоточувствительных элементов (ФЧЭ) [10, 11]. В цветных ЦК, которые наиболее распространены в микроскопии, формирование цветных составляющих изображения может происходить следующими способами (см. рисунок).



Пространственная разрешающая способность цифровых камер:

*a* — цифровая камера с фильтром Байера; *б* — полноцветная цифровая камера; *в* — цифровая камера с фильтром Байера и микросканированием (светлыми стрелками показано перемещение многоэлементного фотоприемника при формировании сигнала); *г* — полноцветная цифровая камера с микросканированием

*Тип 1. Цифровая камера с фильтром Байера.* ФЧЭ неподвижного многоэлементного фотоприемника ЦК имеют оптические фильтры, каждый из которых пропускает оптическое излучение в определенном диапазоне длин волн [12]. Такая топология позволяет с одного фотоприемника считывать три цветовые составляющие (рис., *a*; табл. 1) [13, 14]. Наиболее распространенным является использование оптических фильтров RGB (красный — зеленый — синий) или CMY (малиновый — желтый — бирюзовый) [12].

Недостатком такого способа формирования цветного изображения является снижение ПРС, определяемой пространственным периодом между ФЧЭ с одинаковыми оптическими фильтрами. Для обеспечения одинаковой ПРС по осям *OX*, *OY* пространственные периоды и размеры ФЧЭ вдоль этих осей выполняются одинаковыми (см. рис.). В этом случае максимальный и минимальный периоды пространственной дискретизации изображения будут равны максимальному и минимальному периодам между ФЧЭ с одинаковыми оптическими фильтрами и могут быть рассчитаны из простых геометрических соотношений (рис., *a*):

$$p_{\max} = k_{\max} p = k_{\max} \frac{x_M}{N_X};$$

$$p_{\min} = k_{\min} p = k_{\min} \frac{x_M}{N_X},$$

где  $k_{\max}$ ,  $k_{\min}$  — коэффициенты для расчета максимального и минимального периодов пространственной дискретизации изображения;  
 $p$  — расстояние между центрами соседних ФЧЭ — пространственный период ФЧЭ;  
 $x_M$ ,  $N_X$  — размер фотоприемника ЦК вдоль оси *OX* и количество ФЧЭ вдоль оси *OX*, соответственно.

В ЦК с фильтрами Байера величина  $k_{\min}$  характеризует расстояние между соседними по диагонали ФЧЭ с зелеными или желтыми оптическими фильтрами (рис., *a*). ФЧЭ с другими оптическими фильтрами имеют пространственный период в два раза больший, поэтому  $k_{\max}$  будет равен значению, в два раза большему, чем  $k_{\min}$ :

$$k_{\min} = \sqrt{2}; k_{\max} = 2\sqrt{2}.$$

*Тип 2. Полноцветная цифровая камера.* В этих ЦК перед неподвижным фотоприемником устанавливается оптический элемент, осуществляющий переключение диапазона пропускаемых длин волн, — по-

Современные цифровые и аналоговые камеры для микроскопии

Наименование цифровой камеры, фирма-производитель	Тип цифровой камеры	Формат и размеры матрицы ФЧЭ, мм (Размер ФЧЭ, мкм)	Количество ФЧЭ (максимальный размер изображения в пикселах)	Количество цветочных каналов × разрядность канала в битах
AxioVision HR, Zeiss	Тип 3	2/3", 8,7×6,9 мм (6,7×6,7 мкм)	1300×1030 (3600×3090)	3×14
DC 500, Leica-Microsystems	Тип 3	2/3", 8,7×6,9 мм (6,7×6,7 мкм)	1300×1030 (3600×3090)	3×14
DP 70, Olympus	Тип 3	2/3", 8,8×6,6 мм (6,45×6,45 мкм)	1392×1040 (4080×3072)	3×12
DXM 1200F, Nikon	Тип 3	2/3", 8,8×6,6 мм (6,45×6,45 мкм)	1280×1024 (3840×3072)	3×8
Polaroid DMC 2, Polaroid	Тип 1	2/3", 8,8×6,6 мм	1616×1296 (1600×1200)	3×14
Micro Imager 2, QImaging	Тип 1	2/3", 8,8×6,6 мм (6,7×6,7 мкм)	1300×1030 (1280×1024)	3×12
Spot RE, Digital Instruments	Тип 2	11,8×8,9 мм (7,4×7,4 мкм)	1600×1200 (1600×1200)	3×10
KCC-530, СОСОМ Аналоговая телевизионная камера с захватчиком кадров	Тип 1	2/3", 4,8×3,6 мм (6,5×6,5 мкм)	752×582 (752×580)	3×8

ворачивающийся диск с оптическими фильтрами, жидкокристаллический переключаемый фильтр [15]. ФЧЭ не имеют оптических фильтров, и цветное изображение формируется компоновкой трех или более кадров, каждый из которых содержит одну цветовую составляющую (рис., б). К этой группе следует отнести ЦК со светоделителем, тремя оптическими фильтрами и тремя многоэлементными фотоприемниками, каждый из которых формирует одну цветовую составляющую [16]. (В настоящее время использование ЦК с тремя фотоприемниками ограничено из-за их сложности, трудоемкости юстировки и высокой стоимости.)

Главным преимуществом полноцветной ЦК с переключаемым оптическим фильтром является высокая ПРС [15]. Это обусловлено тем, что каждый ФЧЭ формирует все цветовые составляющие. Поэтому значение коэффициента  $k_{\min}$  будет равно 1, а коэффициент  $k_{\max}$ , характеризующий расстояние между соседними диагональными элементами, будет равен квадратному корню из 2 (рис., б):

$$k_{\min} = 1; k_{\max} = \sqrt{2}. \quad (5)$$

Тип 3. Цифровая камера с фильтром Байера и микросканированием. Для уменьшения пространственного периода дискретизации изображения фотоприемник ЦК, имеющий ФЧЭ с оптическими фильтрами Байера, стали оснащать устройством микросканирования. В этом случае цветное изображение формируется путем совмещения цветных кадров, полученных при малых смещениях фотоприемника в пределах расстояния между ФЧЭ с одинаковыми оптическими фильтрами [17—20]. Тогда ЦК, использующая фотоприемник с количеством ФЧЭ 1300×1030, способна сделать 9 последовательных цифровых снимков и сформировать цветное изображение размером 3600×3090=12051000 пикселей (рис., в).

Преимуществом такого способа формирования цветных изображений является малый пространственный период дискретизации изображения, который может оказаться меньше пространственного периода ФЧЭ. Преимуществом является также отсутствие вносящих искажения оптических элементов между оптической системой и фотоприемником (рис., в). В настоящее время данный способ считается в микроскопии наиболее перспективным, что подтверждается выпуском таких ЦК всеми крупными производителями оборудования для микроскопии — Zeiss, Leica, Olympus, Nikon [17—20].

ПРС цифровой камеры с микросканированием также определяется периодом пространственной дискретизации изображения (т. е. пространственным периодом между положениями ФЧЭ с одинаковыми оптическими фильтрами) в моменты формирования цифровых кадров (рис., в). Поэтому значения коэффициентов  $k_{\max}$ ,  $k_{\min}$  будут равны соответствующим значениям для ЦК с фильтром Байера, деленным на  $M$  — количество точек считывания изображений вдоль оси координат при микросканировании (рис., в):

$$k_{\min} = \frac{\sqrt{2}}{M}; k_{\max} = \frac{2\sqrt{2}}{M}. \quad (6)$$

В современных ЦК величина  $M$  составляет 2 и 3; значение  $M=1$  соответствует случаю, когда формирование цветного изображения происходит без микросканирования [17—20].

Тип 4. Полноцветная ЦК с микросканированием. Теоретически микросканирование можно объединить с применением оптического элемента для переключения используемого диапазона длин волн. В этом случае каждое цифровое изображение может быть получено компоновкой кадров, полученных для каждого диапазона длин волн и для каждого поло-

жения фотоприемника ЦК (рис., з). Такой способ формирования позволяет достичь максимальной ПРС, но практическая его реализация требует существенного усложнения конструкции ЦК. В настоящее время в микроскопии такие ЦК не используются.

Очевидно, что значения коэффициентов  $k_{\max}$ ,  $k_{\min}$  будут равны соответствующим значениям для полноцветной ЦК, деленным на количество точек считывания изображений вдоль оси координат при микросканировании:

$$k_{\max} = \frac{\sqrt{2}}{M}; k_{\min} = \frac{1}{M}. \quad (7)$$

Согласно теореме Котельникова, дискретная система, в данном случае микроскоп с ЦК, не будет вносить искажения в пространственный аналоговый сигнал, если выполняется следующее условие: максимальная пространственная частота гармонической составляющей сигнала (2), прошедшая через оптико-электронный тракт, не превышает половины частоты пространственной дискретизации [5, с. 81].

Эта теорема может быть сформулирована следующим образом для случая микроскопа с ЦК: ЦК не будет вносить искажения в пространственный сигнал, если минимальный период гармонической составляющей сигнала в плоскости изображения микроскопа, прошедшей через оптическую систему, (см. (2)) будет в два раза больше максимального периода пространственной дискретизации изображения, создаваемой двухмерной периодической структурой ФЧЭ (см. (3)):

$$f_o' = \frac{1}{p_o'} = \frac{1}{\beta\beta_T \frac{\lambda}{2 \cdot NA}} \leq \frac{1}{2 \cdot p_{\max}} = \frac{1}{2 \cdot k_{\max} p} = \frac{1}{2 \cdot k_{\max} \frac{x_M}{N_X}}; \quad (8)$$

$$p_o' = \beta\beta_T \frac{\lambda}{2 \cdot NA} \geq 2 \cdot p_{\max} = 2 \cdot k_{\max} p = 2 \cdot k_{\max} \frac{x_M}{N_X}. \quad (9)$$

Для того чтобы численно характеризовать выполнение условия (4), введем коэффициент использования ПРС микроскопа при установке ЦК. Такой коэффициент, обозначаемый далее  $\eta$ , будет равен отношению минимального периода гармонической составляющей сигнала в плоскости изображения микроскопа (2) к половине максимального периода пространственной дискретизации изображения в ЦК (3):

$$\eta = \frac{p_o'}{2 \cdot p_{\max}} = \frac{\beta\beta_T \frac{\lambda}{2 \cdot NA}}{2 \cdot k_{\max} p} = \frac{\beta\beta_T \frac{\lambda}{NA}}{k_{\max} \frac{x_M}{N_X}}. \quad (10)$$

Если  $\eta$  больше 1, это означает, что ЦК не снижает ПРС микроскопа. В тех случаях, когда этот коэффициент имеет значение, во много раз большее 1, ЦК

обладает запасом по ПРС намного большим, чем требуется для работы с данным микроскопом. Если коэффициент меньше 1, то условие (4) не выполняется, и ЦК будет вносить искажения в изображение, формируемое оптической системой микроскопа, и тем самым снижать его ПРС.

В визуальной микроскопии есть понятия полезного и пустого (бесполезного) видимого увеличения микроскопа [3, с. 35]. Полезное увеличение отражает правильное согласование ПРС микроскопа и ПРС глаза наблюдателя [3, с. 138]. По существу, предложенный коэффициент  $\eta$  характеризует полезное или пустое (бесполезное) линейное увеличение в цифровой микроскопии. Полезное увеличение обеспечивает согласование оптической системы микроскопа и ЦК по ПРС. Условие этого согласования — коэффициент  $\eta$  приблизительно равен 1. Если  $\eta$  больше 1, это случай пустого (бесполезного) увеличения, когда минимальный размер изображения объекта  $p_o'$  больше, чем два максимальных периода пространственной дискретизации изображения в ЦК. В противоположном случае, когда  $\eta$  значительно меньше 1, минимальный размер изображения  $p_o'$  меньше двух максимальных периодов пространственной дискретизации изображения, и информация о фрагментах малого размера в этих цифровых изображениях теряется.

Выбор большего линейного увеличения оптической системы мог бы предотвратить потерю информации и сделать видимыми эти фрагменты в цифровых изображениях.

Расчет коэффициентов использования ПРС  $\eta$  для типового микроскопа с микрообъективами различного увеличения и современной ЦК (табл. 2) показывает, что при использовании наиболее распространенных сухих микрообъективов с увеличением 5—50 и фототубуса с линейным увеличением 1,0 только полноцветная ЦК (тип 2) обеспечивает наилучшее согласование ЦК и оптической системы микроскопа по ПРС. В этих условиях использование ЦК с фильтром Байера (тип 1) не позволяет использовать максимальную ПРС микроскопа, а ЦК с фильтром Байера и микросканированием (тип 3) обладает излишним двукратным запасом ПРС.

Установка фототубуса с линейным увеличением 0,63 позволяет увеличить поле зрения ЦК в пространстве предметов микроскопа. Однако это приводит к уменьшению изображения минимального периода  $p_o'$  и, соответственно, к уменьшению коэффициента использования ПРС  $\eta$ . Это делает возможным применение только ЦК с микросканированием, а все остальные типы ЦК будут снижать в большей или меньшей мере ПРС микроскопа. Если линейное увеличение фототубуса равно 2,5, что используется только при съемке микрообъектов на пленочных камерах, то ЦК с фильтром Байера хорошо согласуется с микроскопом по ПРС, а ЦК других типов будут иметь излишний запас по ПРС.

Особо следует отметить, что использование современных иммерсионных микрообъективов с увеличением 20—100 и максимальной числовой апертурой 0,8—1,40, которые имеют малые величины  $p_o'$ , существенно повышают требования к ПРС ЦК, что подтверждается меньшими значениями  $\eta$  при равных прочих условиях (см. табл. 2). Использование сухих микрообъективов большого увеличения (100—250)

**СИГНАЛОПРЕОБРАЗУЮЩИЕ СИСТЕМЫ**

Таблица 2

*Коэффициенты использования ПРС микроскопа  
(период ФЧЭ  $p=6,7$  мкм, длина волны  $\lambda=0,55$  мкм, иммерсионные микрообъективы помечены звездочкой)*

Линейное увеличение $\beta$	Цифровая апертура NA	Минимальный период $p_0$ , мкм	Значение $\beta p_0$ , мкм	Значение $p_0' = \beta \beta_T p_0$ , мкм	Коэффициенты $\eta$ , %					
					ЦК—Тип 1		ЦК—Тип 2		ЦК—Тип 3	
					$\eta_{min}$	$\eta_{max}$	$\eta_{min}$	$\eta_{max}$	$\eta_{min}$	$\eta_{max}$
Линейное увеличение фототубуса $\beta_T=1,0$										
20,00	0,40	0,69	13,75	13,75	72,56	36,28	102,61	72,56	217,67	108,84
40,00	0,65	0,42	16,92	16,92	89,30	44,65	126,29	89,30	267,90	133,95
50,00	0,80	0,34	17,19	17,19	90,70	45,35	128,26	90,70	272,09	136,05
63,00	0,85	0,32	20,38	20,38	107,56	53,78	152,11	107,56	322,67	161,33
100,00	0,95	0,29	28,95	28,95	152,75	76,38	216,03	152,75	458,26	229,13
100,00*	1,30	0,21	21,15	21,15	111,63	55,81	157,86	111,63	334,88	167,44
125,00	0,95	0,29	36,18	36,18	190,94	95,47	270,03	190,94	572,82	286,41
150,00	0,95	0,29	43,42	43,42	229,13	114,56	324,04	229,13	687,39	343,69
250,00	0,95	0,29	72,37	72,37	381,88	190,94	540,06	381,88	1145,65	572,82
20,00*	0,80	0,34	6,88	6,88	36,28	18,14	51,31	36,28	108,84	54,42
40,00*	1,30	0,21	8,46	8,46	44,65	22,33	63,15	44,65	133,95	66,98
60,00*	1,40	0,20	11,79	11,79	62,19	31,10	87,95	62,19	186,58	93,29
Линейное увеличение фототубуса $\beta_T=0,63$										
20,00	0,40	0,69	13,75	8,66	45,71	22,86	64,65	45,71	137,13	68,57
40,00	0,65	0,42	16,92	10,66	56,26	28,13	79,56	56,26	168,78	84,39
50,00	0,80	0,34	17,19	10,83	57,14	28,57	80,81	57,14	171,42	85,71
63,00	0,85	0,32	20,38	12,84	67,76	33,88	95,83	67,76	203,28	101,64
100,00	0,95	0,29	28,95	18,24	96,23	48,12	136,10	96,23	288,70	144,35
100,00*	1,30	0,21	21,15	13,33	70,33	35,16	99,45	70,33	210,98	105,49
125,00	0,95	0,29	36,18	22,80	120,29	60,15	170,12	120,29	360,88	180,44
150,00	0,95	0,29	43,42	27,36	144,35	72,18	204,14	144,35	433,05	216,53
250,00	0,95	0,29	72,37	45,59	240,59	120,29	340,24	240,59	721,76	360,88
20,00*	0,80	0,34	6,88	4,33	22,86	11,43	32,32	22,86	68,57	34,28
40,00*	1,30	0,21	8,46	5,33	28,13	14,07	39,78	28,13	84,39	42,20
60,00*	1,40	0,20	11,79	7,43	39,18	19,59	55,41	39,18	117,54	58,77
Линейное увеличение фототубуса $\beta_T=2,5$										
20,00	0,40	0,69	13,75	34,38	181,39	90,70	256,53	181,39	544,18	272,09
40,00	0,65	0,42	16,92	42,31	223,25	111,63	315,73	223,25	669,76	334,88
50,00	0,80	0,34	17,19	42,97	226,74	113,37	320,66	226,74	680,23	340,11
63,00	0,85	0,32	20,38	50,96	268,89	134,44	380,27	268,89	806,67	403,33
100,00	0,95	0,29	28,95	72,37	381,88	190,94	540,06	381,88	1145,65	572,82
100,00*	1,30	0,21	21,15	52,88	279,07	139,53	394,66	279,07	837,20	418,60
125,00	0,95	0,29	36,18	90,46	477,35	238,68	675,08	477,35	1432,06	716,03
150,00	0,95	0,29	43,42	108,55	572,82	286,41	810,09	572,82	1718,47	859,23
250,00	0,95	0,29	72,37	180,92	954,71	477,35	1350,16	954,71	2864,12	1432,06
20,00*	0,80	0,34	6,88	17,19	90,70	45,35	128,26	90,70	272,09	136,05
40,00*	1,30	0,21	8,46	21,15	111,63	55,81	157,86	111,63	334,88	167,44
60,00*	1,40	0,20	11,79	29,46	155,48	77,74	219,88	155,48	466,44	233,22

с числовой апертурой 0,9—0,95 приводит к противоположным последствиям — увеличивается значение  $p_0'$ , снижаются требования по минимизации периода ФЧЭ ЦК и тем самым расширяются возможности применения ЦК с фильтром Байера и полноцветных ЦК в микроскопах.

### Выводы

1. Предложена методика выбора цифровой камеры для оптического микроскопа, которая базируется на согласовании пространственной разрешающей способности микроскопа и периода фоточувствительных элементов ЦК. Степень согласования может быть оценена коэффициентом использования ПРС, который равен отношению минимального пространственного периода гармонической составляющей в плоскости изображения микроскопа к двум максимальным периодам пространственной дискретизации изображения в ЦК. Выполнение условия равенства коэффициента использования ПРС единице позволяет осуществить правильный подбор ЦК для конкретного микроскопа.

2. Введены понятия полезного, пустого (бесполезного) и недостаточного линейного увеличения в цифровой микроскопии. Условием полезного увеличения является равенство коэффициента использования ПРС микроскопа единице. В случае пустого (бесполезного) линейного увеличения, когда ЦК имеет избыточный запас по ПРС по сравнению с ПРС микроскопа, этот коэффициент существенно больше единицы. А в случае недостаточного линейного увеличения, когда ЦК ухудшает ПРС микроскопа, — существенно меньше единицы.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Hand W. G. A practical guide to digital microscopy // Photonics Spectra.— 2001.— N 11.— P. 100—104.

2. Borelli A. Digital imaging facilitates photomicrography // EuroPhotonics.— 2001.— N 4.— P. 46—47.

3. Михель К. Основы теории микроскопа / Под ред. Г. Г. Слюсарева.— М.: Машиностроение, 1955.

4. Скворцов Г. Е., Панов В. А., Поляков Н. И., Федин Л. А. Микроскопы.— Л.: Машиностроение, 1967.

5. Holst G. C. Sampling, aliasing, and data fidelity for electronic imaging systems, communications, and data acquisition.— Bellingham: SPIE Press, 1998.

6. Vollmerhausen R. H., Driggers R. G. Analysis of sampled imaging systems.— Bellingham: SPIE Press, 2000.

7. Порфирьев Л. Ф. Основы теории преобразования сигналов в оптико-электронных системах.— Л.: Машиностроение, 1989.

8. Бергер И., Гельбке Е., Мелисс Г. Практическая микрофотография.— М.: Мир, 1977.

9. Панов В. А., Андреев Л. Н. Оптика микроскопов. Расчет и проектирование.— Л.: Машиностроение, 1976.

10. Benamati B. L. In search of the ultimate image sensor // Photonics Spectra.— 2001.— N 9.— P. 132—136.

11. Chi-Shao S., Mathur B.P., Stanley D. L., Chang M. F. Figure of merit characterizes electronic imager performance // Laser Focus World.— 2002.— N 6.— P. 107—111.

12. Color correction for image sensors. Application notes MTD/PS-0534. Rev. 1.— Tokyo: Kodak Co, 2003.

13. Polaroid digital microscope camera. User guide.— Cambridge: Polaroid Co, 1997.

14. Micro imager II — digital CCD camera for microscope. Product description.— Burnaby: Quantitative imaging Co, 2000.

15. Fuji high resolution digital camera HC-2000. Product description.— Tokyo: Fuji Photo Film Co, 1996.

16. Digital camera system Spot RT. Product description.— Sterling Heights: Diagnostic Instruments, Inc., 2000.

17. AxioCam HRc. The camera that challenges your microscope. Product description.— Göttingen: Carl Zeiss Light Microscopy, 2003.

18. Leica digital camera systems. Technical data.— Heerbugg: Leica Microsystems Ltd., 2002.

19. Digital eclipse DXM 1200F. Ultra high quality digital cameras for photographic use. Product description.— Kawasaki: Nikon Co, 2003.

20. Digital camera Olympus PD70. Product description.— Tokyo: Olympus Optical, Co, 2003.

### ПАМЯТНЫЕ ДАТЫ В 2004 ГОДУ

➤ 30 июня — 90 лет со дня рождения В. Н. Челомея (1914—1984), ученого в области механики и процессов управления, конструктора авиационной и ракетно-космической техники.

➤ 10 июля — 70 лет со дня начала испытаний (1934) первой советской радиолокационной станции "Рашид".

➤ 16 июля — 90 лет со дня рождения (1914) Н. И. Чистякова, ученого-радиотехника, изобретателя и историка радиотехники.

➤ 27 июля — 90 лет со дня рождения С. В. Бородича (1914—1996), ученого, создателя систем радиорелейной и спутниковой связи.

➤ 31 июля — 40 лет назад (1964) состоялась первая передача телевизионных изображений лунной поверхности при сближении космического аппарата "Рейнджер-7" (США) с Луной.

➤ 15 августа — 80 лет со дня выхода (1924) первого номера журнала "Радиолобитель", предшественника журнала "Радио".

➤ 16 августа — 75 лет со дня рождения (1929) Д. Д. Кловского, ученого в области радиотехники и связи.

➤ 24 августа — 10 лет назад (1994) впервые в мире состоялся прямой ТВ-репортаж с Северного полюса.

➤ 13 октября — 75 лет со дня рождения (1929) В. И. Татарского, ученого-радиофизика, одного из создателей статистической радиофизики.

➤ 15 октября — 75 лет со дня рождения (1929) Н. В. Карлова, ученого в области радиофизики и квантовой электроники.

➤ 24 октября — 200 лет со дня рождения В.-Э. Вебера (1804—1891), немецкого физика, создателя абсолютной системы электрических и магнитных единиц.

➤ 2 ноября — 120 лет со дня рождения М. В. Шулейкина (1884—1939), ученого в области радиотехники, создателя первой отечественной научной школы радиотехников.

➤ 16 ноября — 75 лет назад (1929) американский ученый В. К. Зворыкин подал заявку на изобретенную им телевизионную приемную электронно-лучевую трубку кинескоп.

➤ 17 декабря — 100 лет со дня рождения Г. З. Айзенберга (1904—1994), ученого и изобретателя в области антенных устройств.

➤ 29 декабря — 100 лет со дня рождения В. М. Тучкевича (1904—1997), ученого в области физики и техники полупроводников, одного из создателей производства силовых полупроводниковых приборов.

К. т. н. В. Ф. РЫЖКОВ

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

Дата поступления в редакцию  
24.06 2003 г.

Оппоненты Е. Н. ФЕДОРЧЕНКО, А. Н. ФОМИН  
(НПП «Хартрон-ЮКОМ», г. Запорожье)

## ПОРТАТИВНЫЙ ПЛАМЕННО-ИОНИЗАЦИОННЫЙ ГАЗОАНАЛИЗАТОР

*Описан принцип действия, особенности работы и применения, технические характеристики портативного пламенно-ионизационного газоанализатора.*

Приоритетное место в создании средств и методов контроля содержания вредных органических веществ в воздухе отводится инструментальным методам. Сегодня ставится задача разработки портативных автономных приборов, которые позволяли бы проводить измерения непосредственно на объекте или в полевых условиях, имели небольшие габариты и массу.

Среди многообразия методов анализа органических газов и паров один из наиболее широко используемых — пламенно-ионизационный, сущность которого заключается в измерении величины тока ионизации, полученного при введении в пламя водорода органических веществ. Этот метод отличают высокая чувствительность, широкий диапазон измеряемых концентраций, незначительные колебания чувствительности для различных органических веществ.

Электропроводность чистого водородного пламени чрезвычайно низка. Молекулы органических веществ, вводимые в пламя водорода, ионизируются, в результате чего электропроводность пламени резко возрастает. В зоне горения протекают такие реакции [1]: реакция горения, термическая диссоциация (пиролиз), хемиионизация, реакция рекомбинации. Интенсивность и равновесие этих реакций зависят от температуры пламени, расхода водорода и от скорости диффузии кислорода воздуха.

Реакция горения:  $\text{H} + \text{O}_2 \rightarrow \text{O} + \text{OH}$   $\text{H}_2 + \text{O} \rightarrow \text{H} + \text{OH}$   $\text{H}_2 + \text{OH} \rightarrow \text{H}_2\text{O} + \text{H}$

Термическая диссоциация (на примере бензола):  $\text{C}_6\text{H}_6 \rightarrow 6 \text{C} + \text{H}_2$

Хемиионизация:  $\text{CH} + \text{O} \rightarrow \text{CHO}^+ + \text{e}^-$

В дальнейшем  $\text{CHO}^+$  реагирует с молекулами воды:  $\text{CHO}^+ + \text{H}_2\text{O} \rightarrow \text{H}_3\text{O}^+ + \text{CO}$

Именно ионы гидроксония ( $\text{H}_3\text{O}^+$ ) и обуславливают электропроводность пламени.

Далее ионы  $\text{H}_3\text{O}^+$  вступают в реакцию рекомбинации:  $\text{H}_3\text{O}^+ + \text{e}^- \rightarrow \text{H}_2\text{O} + \text{H}$

Если такое пламя поместить между электродами, к которым приложено постоянное напряжение, то между ними появится ток ионизации.

Показанный механизм ионизации объясняет пропорциональность сигнала детектора числу атомов углерода в молекуле органического соединения.

Чувствительность пламенно-ионизационного детектора —  $10^{-12} \dots 10^{-9}$  г/с, линейный диапазон —  $10^7 \dots 10^8$ .

Пламенно-ионизационные детекторы широко используются при построении образцовых и рабочих газоанализаторов, компараторов, хроматографов,

различных измерительных преобразователей. Основной проблемой при создании портативных приборов на основе этого метода является сложность газовой схемы, другая проблема — обеспечение приборов высокоэффективным источником водорода.

В мире рядом фирм выпускаются портативные пламенно-ионизационные газоанализаторы. К лучшим из них следует отнести: AUTOFIM [2], PORTAFID [3], MICROFID [4]. Масса приборов колеблется от 3,7 до 5 кг. Все они в качестве источника водорода используют баллон с водородом, накачанным под высоким давлением.

В Украинском НИИ аналитического приборостроения разработан, прошел государственные испытания и выпускается портативный пламенно-ионизационный газоанализатор 623ПИ05 (рис. 1). Отличительной особенностью прибора является использование в качестве источника водорода аккумулятора водорода на основе гидридов редкоземельных металлов. Это позволило перейти на низкое рабочее давление и существенно уменьшить габариты встроенного источника водорода.



Рис. 1. Газоанализатор 623ПИ05

На рис. 2 показана функциональная схема газоанализатора 623ПИ05. Он состоит из газовой части, пламенно-ионизационного детектора и электрической части.

Газовая часть прибора предназначена для очистки от механических примесей, формирования и стабилизации газовых потоков водорода, анализируемой пробы и воздуха для горения водородного пламени.

В пламенно-ионизационном детекторе (ПИД) происходит преобразование информативного параметра концентрации органических веществ в пробе в ток ионизации, пропорциональный этой концентрации.

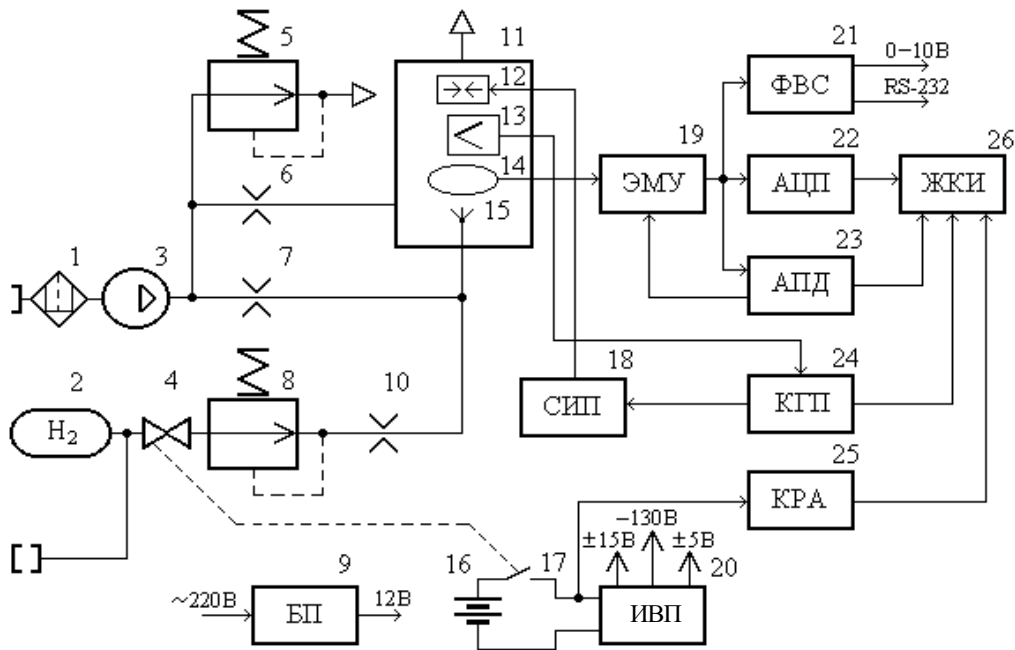


Рис. 2. Функциональная схема газоанализатора:

1 — пылевой фильтр; 2 — аккумулятор водорода; 3 — компрессор; 4 — запорный вентиль; 5 — стабилизатор давления; 6, 7, 10 — пневмосопротивления; 8 — стабилизатор давления; 9 — сетевой блок питания; 11 — пламенно-ионизационный детектор; 12 — электроды искрового поджигания; 13 — термопара; 14 — коллектор; 15 — горелка; 16 — электрический аккумулятор; 17 — выключатель; 18 — схема искрового поджигания; 19 — электрометрический усилитель; 20 — источник вторичного питания; 21 — формирователь выходных сигналов; 22 — аналого-цифровой преобразователь; 23 — автоматический переключатель диапазонов; 24 — схема контроля горения пламени; 25 — схема контроля разряда аккумулятора; 26 — жидкокристаллический индикатор

Электрическая часть газоанализатора выполняет такие функции:

- преобразование и усиление выходного сигнала ПИД;
- индикацию измерительной информации и формирование выходных сигналов;
- контроль за горением и автоматическое поджигание пламени водорода;
- контроль напряжения аккумуляторной батареи.

Анализируемый газ закачивается на вход газоанализатора через пылевой фильтр 1 компрессором 3. Забор пробы может осуществляться либо непосредственно из окружающей среды, либо с помощью пробозаборного зонда из мест отбора пробы.

Далее поток анализируемого газа, стабилизированный по давлению стабилизатором 5, делится с помощью пневматических сопротивлений 6, 7 на два потока: первый (с расходом 30 мл/мин) поступает в горелку ПИД 11 как проба, а второй (с расходом 200 мл/мин), коаксиально горелке, — как воздух для горения.

В качестве источника водорода в приборе применен аккумулятор водорода 2, представляющий собой емкость, заполненную порошком на основе гидридов интерметаллических соединений, способных активно и в больших количествах поглощать водород, а затем выделять его без дополнительного нагрева. Аккумулятор емкостью 50 мл, используемый в приборе, позволяет накапливать свыше 40 л водорода.

Аккумулятор перекрывается при помощи шарового крана 4, конструктивно объединенного с выключателем электрического питания 17. Поворот шарового крана в различные положения обеспечивает работу прибора от встроенного аккумулятора водорода или от внешнего источника водорода, а также режим зарядки встроенного аккумулятора.

Далее давление водорода понижается и стабилизируется стабилизатором 8. При помощи пневмосопротивления 10 поток во-

дорода ограничивается до значения 30 мл/мин и подается вместе с пробой в горелку ПИД.

Пламенно-ионизационный детектор 11 представляет собой герметичную конструкцию и включает в себя такие основные элементы:

- горелку 15, к которой подводится смешанный поток водорода и анализируемой пробы. Горелка служит также электродом, к которому приложено поляризующее напряжение (-130 В). Воздух для горения поступает коаксиально горелке;

- коллекторный электрод 14 в виде полого цилиндра с подключенным к нему электрическим выводом с изоляцией высокого сопротивления для съема измерительного сигнала;

- термопару 13 для контроля горения пламени;

- электроды искрового поджигания 12. Для образования искры к выводам электродов от повышающего трансформатора подводится напряжение порядка 6 кВ.

В корпусе датчика, в нижней его части, имеется отверстие для выброса воздушного потока с продуктами горения.

Измерительный токовый сигнал с ПИД преобразовывается электрометрическим усилителем (ЭМУ) 19 в сигнал напряжения. Электрометрический усилитель — трехдиапазонный. В конце каждого диапазона выходному напряжению усилителя 2 В соответствуют:

- на первом диапазоне — ток ПИД  $2 \cdot 10^{-10}$  А при концентрации метана в анализируемом воздухе 20 мг/м<sup>3</sup>;

- на втором диапазоне — ток ПИД  $2 \cdot 10^{-9}$  А при концентрации метана в анализируемом воздухе 200 мг/м<sup>3</sup>;

Технические характеристики газоанализатора  
623ПИИ05

Диапазоны измерения, мг/м <sup>3</sup>	0—20—200—2000
Пороговая чувствительность, мг/м <sup>3</sup>	0,2
Быстродействие, с	10
Погрешность, %, не более	15
Воспроизводимость показаний, %	1,5
Расход пробы, л/мин, не более	1
Источники электрического питания:	
— встроенная аккумуляторная батарея напряжение, В	12
— внешний источник постоянного тока напряжение, В	12
потребляемая мощность, Вт	2,5
— сеть переменного тока 220 В, 50 Гц потребляемая мощность, ВА	10
Источники газового питания:	
— встроенный аккумулятор водорода время непрерывной работы, ч	16
— внешний источник водорода давление, МПа	2,5
расход, мл/мин	35
Время непрерывной работы, ч	8
Диапазон рабочих температур, °С	5—40
Габаритные размеры, мм	120×240×200
Масса, кг	4,6

— на третьем диапазоне — ток ПИД  $2 \cdot 10^{-8}$  А при концентрации метана в анализируемом воздухе 2000 мг/м<sup>3</sup>.

Выбор диапазона измерения осуществляется автоматически с помощью схемы автоматического переключения диапазонов (АПД) 23.

Выходной сигнал ЭМУ преобразовывается аналого-цифровым преобразователем 22 в цифровой вид и отображается с учетом выбранного диапазона измерения жидкокристаллическим индикатором (ЖКИ) 26. Он также поступает в формирователь (ФВС) 21, где формируются нормированные аналоговые и цифровые выходные сигналы газоанализатора.

Контроль горения и автоматическое поджигание водорода в ПИД осуществляются схемой контроля горения пламени (КГП) 24. При включении прибора (или при погасании пламени во время работы) по сиг-

налу термопары 13 схема формирует управляющие сигналы, по которым вырабатывается высокое напряжение в схеме искрового поджигания (СИП) 18. Отсутствие пламени в датчике индицируется на ЖКИ.

Контроль напряжения аккумуляторной батареи осуществляется схемой контроля разряда аккумулятора (КРА) 25. Снижение напряжения ниже 10 В также индицируется на ЖКИ. Все необходимые напряжения для работы электрической части газоанализатора вырабатываются источником вторичного питания (ИВП) 20 от электрического аккумулятора 16. Зарядка аккумулятора и работа прибора в лабораторных условиях осуществляются от сетевого блока питания (БП) 9.

Технические характеристики газоанализатора приведены в **таблице**.

Основное назначение прибора — измерение концентрации органических веществ в атмосферном воздухе населенных пунктов, а также в воздухе санитарно-защитных и рабочих зон промышленных предприятий. Прибор с успехом может быть применен для контроля технологического и выбрасываемого воздуха различных производств. С его помощью можно эффективно определять места утечек газа и нефтепродуктов, места загрязнения остатками пролившихся нефтепродуктов, концентрацию углеводородов при сертификации рабочих мест, качество работы газоочистных сооружений на предприятиях и пр.

В настоящее время на базе газоанализатора 623ПИИ05 разрабатывается портативный хроматограф для раздельного измерения концентрации органических веществ, что позволит проводить анализ многокомпонентных газовых смесей непосредственно на объекте.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Nunnikhoven R. Research of high-sensitivity flame-ionization detector // Analytical chemistry.— 1968.— Vol. 236.— P. 79—96.
2. Газоанализатор AUTOFIM (проспект ф. Sensotran, Испания).
3. Газоанализаторы PORTAFID (проспект ф. Intereng Meb-technic, Германия).
4. Газоанализатор MICROFID (проспект ф. Perkin Elmer, США).

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

**Грачев А. А., Мельник А. А., Панов Л. И. ПОВЕРХНОСТНЫЙ МОНТАЖ ПРИ КОНСТРУИРОВАНИИ И ПРОИЗВОДСТВЕ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ.— Одесса: ЦНТЭПИ, 2003.**

Книга содержит материалы по вопросам конструирования, характеристики компонентов, печатных плат и применяемых материалов, описание технологических процессов и оборудования — все аспекты, касающиеся монтажа компонентов на поверхность печатных плат при сборке современной электронной аппаратуры.

Эта книга является первой в нашей стране монографией по технике поверхностного монтажа и предназначена для инженерно-технических работников и организаторов вновь создаваемых и возрождающихся предприятий по производству электронной аппаратуры, она может быть полезна студентам ВУЗов и техникумов.



К. ф.-м. н. А. Б. КОЗИН, к. т. н. Л. А. ДОВНАРОВИЧ,  
к. т. н. И. А. ДАНИЛЮК, к. ф.-м. н. О. Б. ПАПКОВСКАЯ

Украина, Одесский институт Сухопутных войск, Одесский  
национальный политехнический университет  
E-mail: leodov@mail.ru

Дата поступления в редакцию  
25.07—31.10 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. В. КОВАЛЬЧУК  
(ЮГПУ им. К. Д. Ушинского, г. Одесса)

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ В СЛОЖНЫХ ДИСКРЕТНО-НЕПРЕРЫВНЫХ КОНСТРУКЦИЯХ

*Предложена методика решения дискретно-непрерывной граничной задачи для проведения точных тепловых расчетов в нерегулярных и композиционных средах.*

Значительный рост мощности электронных, энергетических и других устройств характеризуется одновременным уменьшением их габаритов. Вместе с тем надежность работы, стабильность функционирования различных устройств напрямую определяется точностью задания их тепловых режимов. Это обусловило актуальность исследования тепловых процессов в сложных системах и повышения точности их расчетов при ограничении ресурсов ЭВМ.

Особую актуальность приобретает исследование дискретно-непрерывных граничных задач, которые являются математической моделью теплопереноса в тех случаях, когда физические параметры исследуемой среды не являются постоянными для всей области ее определения, а зависят от координат.

В данной работе предполагается, что в исследуемой однородной среде (пластине) имеются расположенные произвольным образом непересекающиеся криволинейные неоднородности (дефекты) общего вида, т. е. вызывающие скачки как температуры, так и теплового потока.

Предлагается общий подход к решению таких задач, основанный на применении метода обобщенных интегральных преобразований.

### 1. Теплопроводность пластины с тонким криволинейным и произвольно ориентированным источником (включением). Общая теория метода

Рассмотрим краевую задачу теплопроводности пластины с тонким криволинейным и произвольно ориентированным источником. Изложим общую теорию метода решения задачи методом обобщенных интегральных преобразований.

Для вывода разрешающего уравнения без ограничения общности полагаем, что рассматриваемая область бесконечная, а искомая функция  $W(x, y)$  и ее первая производная равны нулю, когда  $x$  и  $y$  стремятся к бесконечности.

Вне источника задача формулируется следующим образом.

$$\Delta W(x, y) = 0 \quad (-\infty < x, y < \infty); \quad (1)$$

$$\text{при } x \rightarrow \infty \quad \frac{\partial^i w}{\partial x^i} \rightarrow 0 \quad (i = 0, 1); \quad (2)$$

$$\text{при } y \rightarrow \infty \quad \frac{\partial^i w}{\partial y^i} \rightarrow 0 \quad (i = 0, 1). \quad (3)$$

Внутри области на линии  $y=f(x)$  ( $c_1 \leq x \leq c_2$ ), или, что то же самое,  $x=f^{-1}(y)$  ( $c_3 \leq y \leq c_4$ ), имеется тепловой источник общего вида. Под последним будем понимать линию  $L$ , на которой терпит разрыв сама функция  $W$  и ее производные  $\frac{\partial w}{\partial x}$  и  $\frac{\partial w}{\partial y}$  вдоль осей  $x$  и  $y$ , соответственно:

$$w_1(x) = w(x, f(x)-0) - w(x, f(x)+0);$$

$$\mu_1(x) = \frac{\partial w}{\partial y}(x, f(x)-0) - \frac{\partial w}{\partial y}(x, f(x)+0);$$

$$w_1(x) = \mu_1(x) = 0, \text{ если } x \notin [c_1, c_2]; \quad (4)$$

$$w_2(y) = w(f^{-1}(x)-0, y) - w(f^{-1}(x)+0, y);$$

$$\mu_2(y) = \frac{\partial w}{\partial x}(f^{-1}(y)-0, y) - \frac{\partial w}{\partial x}(f^{-1}(y)+0, y);$$

$$w_2(y) = \mu_2(y) = 0, \text{ если } y \notin [c_3, c_4]. \quad (5)$$

Применим теперь к (1) преобразование Фурье по переменной  $y$  с ядром  $\exp(i\beta y)$ . С учетом граничных условий (3) и равенств (4) получим:

$$\left( \frac{d^2}{dx^2} - \beta^2 \right) w_\beta(x) + \mu_1(x) \exp(i\beta f(x)) - i\beta w_1(x) \exp(i\beta f(x)) = 0, \quad (6)$$

где  $w_\beta(x)$  — трансформанта Фурье функции  $w(x, y)$ .

Применяя формулу обращения этого преобразования к (6), приходим к следующему уравнению:

$$\Delta \bar{w}(x, y) + \mu_1(x) \delta(y - f(x)) + w_1(x) \delta'(y - f(x)) = 0.$$

То есть получено уравнение относительно функции  $\bar{w}(x, y)$ , совпадающей с  $w(x, y)$  при  $(x, y) \notin L$  и непрерывной во всей области определения вместе со своей первой производной по переменной  $y$ .

Аналогично применим к последнему уравнению преобразование Фурье по переменной  $x$ . В результате получаем искомое дифференциальное уравнение, описывающее гармоническую задачу с криволинейным дефектом по линии  $y=f(x)$  или  $x=f^{-1}(y)$  для функции

$w(x, y)$ , непрерывной по обоим переменным во всей области вместе со своими первыми производными и совпадающей с  $\bar{w}(x, y)$  при  $(x, y) \in L$ :

$$\begin{aligned} \Delta \bar{w}(x, y) = & -\mu_1(x)\delta(y - f(x)) - \\ & -w_1(x)\delta'(y - f(x)) - \mu_2(y)\delta(x - f^{-1}(y)) - \\ & -w_2(y)\delta'(x - f^{-1}(y)). \end{aligned} \quad (7)$$

**2. Вывод интегрального представления задачи теплопроводности пластины с тонким криволинейным и произвольно ориентированным источником для прямоугольной области**

С помощью полученного выше разрешающего уравнения получим интегральное представление для функции  $w(x, y)$ , удовлетворяющей уравнению (7) в прямоугольной области  $0 \leq x \leq a, 0 \leq y \leq b$ , граничным условиям

$$\begin{aligned} w(x, y) = 0, 0 \leq y \leq b \text{ при } x = 0, a; \quad (8) \\ w(x, y) = 0, 0 \leq x \leq a \text{ при } y = 0, b \quad (9) \end{aligned}$$

и имеющей скачки (4), (5).

Для этого применим синус-преобразование Фурье по переменной  $y$ , определяемое формулой (6), к уравнению (7) и граничным условиям (9). С учетом (8), получим:

$$\begin{aligned} \left( \frac{d^2}{dx^2} - \beta^2 \right) w_\beta(x) = & -\mu_1(x)\sin(\beta f(x)) + \\ & + \beta w_1(x)\cos(\beta f(x)) - \int_0^b \delta(x - f^{-1}(\eta)) \mu_2(\eta) \sin \beta \eta d\eta - \\ & - \int_0^b w_2(\eta) \delta'(x) \sin \beta \eta d\eta; \end{aligned} \quad (10)$$

$$w_\beta(0) = w_\beta(a) = 0. \quad (11)$$

Функцию Грина краевой задачи (10) — (11) строим по методу, изложенному в [1]. В результате приходим к следующему представлению:

$$G_\beta(x, \xi) = \Phi_\beta(x - \xi) - \sum_{i=0}^1 \Psi_i(x) \mu_i(\xi), \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} \Phi_\beta(x - \xi) = & \frac{\exp(-\beta|x - \xi|)}{2\beta}; \\ \Psi_0(x) = & \frac{\text{sh } \beta(a - x)}{\text{sh } 2\beta}; \Psi_1(x) = \frac{\text{sh } \beta x}{\text{sh } 2\beta}; \rho = \frac{\pi k}{2}; \\ u_0(\xi) = & \frac{-\exp(-\beta|\xi|)}{2\beta}; u_1(\xi) = \frac{-\exp(-\beta|a - \xi|)}{2\beta}. \end{aligned}$$

Решение задачи (10) — (11) при помощи построенной функции Грина (12) запишется таким образом:

$$w_\beta(x) = \int_{c_1}^{c_2} F_1(\xi) G_\beta(x, \xi) d\xi + \int_{c_3}^{c_4} F_2(x, \eta) \sin \beta \eta d\eta, \quad (13)$$

где

$$F_1(\xi) = \mu_1(\xi) \sin(\beta f(\xi)) + w_1(\xi) \beta \cos(\beta f(\xi));$$

$$F_2(x, \eta) = -G_\beta(x, f^{-1}(\eta)) \mu_2(\eta) + G_\beta^{0,1}(x, f^{-1}(\eta)) w_2(\eta).$$

Здесь

$$G_\beta^{i,j}(x, f^{-1}(\eta)) = \frac{\partial^{i+j}}{\partial x^i \partial \xi^j} G_\beta(x, \xi) \Big|_{\xi=f^{-1}(\eta)}$$

После обращения преобразования Фурье находим искомую функцию:

$$w(x, y) = \frac{2}{b} \sum_{n=1}^{\infty} w_\beta(x) \sin \beta y, \quad \beta = \frac{\pi n}{b}. \quad (14)$$

**3. Построение приближенного решения задачи теплопроводности для прямоугольной пластины**

Решим теперь конкретно задачу теплопроводности прямоугольной пластины  $0 \leq y \leq b, 0 \leq x \leq a$  с тонким источником на криволинейном отрезке:

$$y = \gamma \left( x - \frac{a}{2} \right) + \frac{b}{2}, \quad c_1 \leq x \leq c_2, \quad c_3 \leq y \leq c_4, \quad l = 2i + 1; \quad i \in N.$$

Здесь  $c_1 + c_2 = a, c_3 + c_4 = b$ .

По всему контуру, т. е. на границе, выполняются условия

$$\begin{aligned} \text{при } x=0, a \quad w(x, y) = 0; \\ \text{при } y=0, b \quad w(x, y) = 0. \end{aligned} \quad (15)$$

Нагрев пластины происходит за счет действия источника с количеством тепла  $P$ , на источнике поддерживается постоянная температура  $W_0$ , поэтому на включении выполняется условие

$$w \left( x, \gamma \left( x - \frac{a}{2} \right) + \frac{b}{2} \right) = w \left( \frac{1}{\gamma} \left( y - \frac{b}{2} \right) + \frac{a}{2}, y \right) = W_0, \quad (16)$$

где  $W_0 = \text{const}$ .

Условие теплового равновесия включения запишется следующим образом:

$$P = T \int_{c_1}^{c_2} \mu_1(x) dx + T \int_{c_3}^{c_4} \mu_2(y) dy. \quad (17)$$

Распределение температуры пластины удовлетворяет уравнению (7), которое в данном случае принимает вид

$$\begin{aligned} \Delta w(x, y) = & -\mu_1(x) \delta \left( y - \gamma \left( x - \frac{a}{2} \right) + \frac{b}{2} \right) - \\ & - \mu_2(y) \delta \left( x - \frac{1}{\gamma} \left( y - \frac{b}{2} \right) + \frac{a}{2} \right). \end{aligned} \quad (18)$$

Кроме того, выполняются условия (4) и (5).

Учитывая, что при переходе через линию расположения включения по прямым, параллельным как  $x_1$ , так и  $y_1$ , температура пластины не терпит скачков, в (4) и (5) получаем:

$$w_i = 0, \quad i = 1, 2. \quad (19)$$

Для решения задачи используем полученное выше интегральное представление (14) функции распреде-

ления температуры  $w(x, y)$  через скачки с учетом (18). В результате получим:

$$w(x, y) = \frac{2}{b} \sum_{k=1}^{\infty} w_{\beta}(x) \sin \beta y, \quad (20)$$

где

$$w_{\beta}(x) = - \int_{c_1}^{c_2} \mu(\xi) \sin \beta \left[ \gamma \left( \xi - \frac{a}{2} \right)^l + \frac{b}{2} \right] G_{\beta}(x, \xi) d\xi;$$

$$\mu_3 = \mu_1(\xi) + \gamma \mu_2 \left( \gamma \left( \xi - \frac{a}{2} \right)^l + \frac{b}{2} \right) \left( \xi - \frac{a}{2} \right)^{l-1}.$$

Используя теперь первое из условий на включении (16), приходим к интегральному уравнению, которое после перехода к промежутку  $[-1; 1]$  с помощью замены —

$$\begin{cases} \xi \\ x \end{cases} = \frac{c_2 - c_1}{2} \begin{cases} \tau \\ z \end{cases} + \frac{a}{2}; \quad \mu_3(\xi) = \frac{W_0 \mu_4(\tau)}{\varepsilon_1 a};$$

$$\varepsilon_1 = \frac{c_2 - c_1}{a}; \quad \varepsilon_2 = \frac{c_4 - c_3}{b}$$

может быть записано в виде

$$\int_{-1}^1 \mu_4(\tau) S(z, \tau) d\tau = -1, \quad -1 \leq z \leq 1. \quad (21)$$

Здесь

$$S(z, \tau) = \sum_{k=1}^{\infty} \sin \frac{\pi k}{2} (\varepsilon_2 \tau^l + 1) \sin \frac{\pi k}{2} (\varepsilon_2 z^l + 1) \tilde{G}_{\beta}(z, \tau);$$

$$\tilde{G}_{\beta}(z, \tau) = \tilde{\Phi}(z - \tau) - \sum_{i=0}^l \tilde{\Psi}_i(z) \tilde{u}_i(\tau);$$

$$\tilde{\Phi}(z - \tau) = - \frac{\exp(-\omega |z - \tau|)}{2\pi k}; \quad \omega = \rho \varepsilon_1; \quad \rho = \frac{\pi k}{2\lambda}; \quad \lambda = \frac{b}{a};$$

$$\tilde{\Psi}_{0,1}(z) = \frac{\operatorname{sh} \rho (1 \mp \varepsilon_1 z)}{\operatorname{sh} 2\rho}; \quad \tilde{u}_{0,1}(\tau) = - \frac{\exp(-\rho |1 \pm \varepsilon_1 \tau|)}{2\pi k}.$$

Выделим сингулярную часть ядра  $S(z, \tau)$  уравнения (21).

Представим  $S(z, \tau) = S_0 + S_1$ , где

$$S_0 = - \sum_{k=1}^{\infty} \left( \sin \frac{\pi k}{2} (\varepsilon_2 \tau^l + 1) \sin \frac{\pi k}{2} (\varepsilon_2 z^l + 1) \frac{e^{-\omega |z - \tau|}}{2\pi k} \right);$$

$$S_1 = - \sum_{k=1}^{\infty} \left( \sin \frac{\pi k}{2} (\varepsilon_2 \tau^l + 1) \sin \frac{\pi k}{2} (\varepsilon_2 z^l + 1) \sum_{i=0}^l \tilde{\Psi}_i(z) \tilde{u}_i(\tau) \right).$$

Обозначим

$$\omega^* = \frac{\omega}{k}; \quad t = \frac{\omega^* |z - \tau|}{2}.$$

С учетом формулы 1.462 [2] получим:

$$S_0 = - \frac{1}{8\pi} \ln \frac{\sin^2 \frac{\pi}{4} (\varepsilon_2 (z^l + \tau^l) + 2) + \operatorname{sh}^2 \frac{\omega^* |z - \tau|}{2}}{\sin^2 \frac{\pi}{4} \varepsilon_2 (z^l - \tau^l) + \operatorname{sh}^2 \frac{\omega^* |z - \tau|}{2}} =$$

$$= - \frac{1}{8\pi} \left[ \ln \frac{\sin^2 \frac{\pi}{4} (\varepsilon_2 (z^l + \tau^l) + 2) + \operatorname{sh}^2 \frac{\omega^* |z - \tau|}{2}}{\sin^2 \frac{\pi}{4} \varepsilon_2 (z^l - \tau^l) + \operatorname{sh}^2 \frac{\omega^* |z - \tau|}{2}} - \ln(z - \tau)^2 - \ln(z + \tau)^2 \right].$$

Представим  $S = S_1 + S_2 + S_3$ ,

$$\text{где } S_3 = \frac{1}{8\pi} \ln(z - \tau)^2,$$

$$S_2 = \begin{cases} - \frac{1}{8\pi} \ln \frac{\sin^2 \frac{\pi}{4} (\varepsilon_2 (z^l + \tau^l) + 2) + \operatorname{sh}^2 \frac{\omega^* |z - \tau|}{2}}{\sin^2 \frac{\pi}{4} \varepsilon_2 (\tau^l - z^l) + \operatorname{sh}^2 \frac{\omega^* |z - \tau|}{2}} - (z - \tau)^2, & \text{когда } z \neq \tau; \\ - \frac{1}{8\pi} \ln \frac{\sin^2 \frac{\pi}{4} (\varepsilon_2 z + 1)}{\frac{\pi^2 \varepsilon_2^2}{16} \left( \sum_{i=0}^l x^{l-i} y^{i-1} \right) + \frac{\omega^*}{4}}, & \text{когда } z = \tau. \end{cases}$$

Окончательно находим:

$$\frac{1}{4\pi} \int_{-1}^1 [\ln |z - \tau| + R(z, \tau)] \mu_4(\tau) d\tau = -1, \quad (22)$$

где

$$R(z, \tau) = \frac{1}{2} (S_1(z, \tau) + S_2(z, \tau)).$$

Тогда, согласно [1, 3], следует взять:

$$\mu_4(\tau) = (1 - \tau^2)^{\frac{1}{2}} \tilde{\mu}_4(\tau), \quad (23)$$

где  $\tilde{\mu}_4(\tau)$  удовлетворяет условию Гельдера.

Уравнение (22) будем решать методом ортогональных многочленов.

Исходя из (23) и учитывая четность  $\mu_4(\tau)$ , решение уравнения (22) ищем в виде следующего ряда:

$$\mu_4(\tau) = \frac{1}{\sqrt{1 - \tau^2}} \sum_{j=0}^{\infty} \mu_j^* T_{2j}(\tau). \quad (24)$$

Здесь  $T_m(\tau)$  — многочлены Чебышева первого рода,  $\mu_j^*$  — неизвестные постоянные.

Умножая потом обе части (22) на  $(1 - \tau^2)^{\frac{1}{2}} T_{2m}(z)$  и интегрируя (16) по  $z$  от  $-1$  до  $+1$ , получаем бесконечную систему линейных алгебраических уравнений относительно  $\mu_j^*$ :

$$\sum_{j=0}^{\infty} \mu_j^* C_{mj} = f_m, \quad (m = 0, \infty). \quad (25)$$

Здесь

$$C_{mj} = C_{mj}^{(1)} + C_{mj}^{(2)};$$

$$C_{mj}^{(1)} = - \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \frac{T_{2m}(z) T_{2j}(\tau)}{\sqrt{1-z^2} \sqrt{1-\tau^2}} R(z, \tau) dz d\tau;$$

$$C_{mj}^{(2)} = \frac{\pi}{16} \begin{cases} 4 \ln 2, m = j = 0; \\ j^{-1}, m = j \neq 0; \\ 0, m \neq j; \end{cases}$$

$f_m = \pi \delta_{от}$ ,  $\delta_{от}$  — символ Кронекера.

При этом используются формулы А.6.10, 1.1.1, 1.1.6 из [1].

Используя условие равновесия (17), получаем искомую формулу определения зависимости между величиной количества тепла  $P$  и температурой источника  $w_0$ :

$$w_0 = \frac{P}{T} \alpha(\varepsilon, \lambda, \tilde{\gamma}),$$

где

$$\alpha = \frac{2}{\pi \mu_0^*}; \quad \tilde{\gamma} = \frac{c_4 - c_3}{c_2 - c_1}; \quad \varepsilon = \sqrt{(c_2 - c_1)^2 + (c_4 - c_3)^2} / a.$$

Распределение тепла в пластине находится по формуле (20).

#### 4. Доказательство разрешимости полученной системы

Докажем, что система (25) является квазирегулярной для любых  $\varepsilon_1, \varepsilon_2 \in (0, 1)$ , т. е. когда длина включения  $(\sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2})$  меньше  $\sqrt{2}$ . Рассмотрим

$$S_2(z, \tau) = S_{21}(z, \tau) + S_{22}(z, \tau),$$

где

$$S_{21}(z, \tau) = -\frac{1}{8\pi} \ln \left[ \sin^2 \frac{\pi}{4} (2 + \varepsilon_2(z, \tau)) + \text{sh}^2 \frac{\omega^*}{2}(z, \tau) \right];$$

$$S_{21}(z, \tau) = -\frac{1}{8\pi} \ln \left[ (z - \tau)^2 / \sin^2 \frac{\pi}{4} \varepsilon_2(z - \tau) + \text{sh}^2 \frac{\omega^*}{2}(z - \tau) \right].$$

Преобразуем  $S_{21}(z, \tau)$ .

$$S_{21}(z, \tau) = -\frac{1}{8\pi} \ln \frac{1}{2} \left[ \text{ch} \frac{\pi}{2} \varepsilon_1(z - \tau) + \cos \frac{\pi}{2} \varepsilon_2(z + \tau) \right].$$

Обозначим  $\varepsilon = \varepsilon_1 + i\varepsilon_2$ , тогда

$$S_{21}(z, \tau) = -\frac{1}{8\pi} \left[ \ln \text{ch} \frac{\pi}{2} \frac{\bar{\varepsilon}z + \varepsilon\tau}{2} + \ln \text{ch} \frac{\pi}{2} \frac{\varepsilon z - \bar{\varepsilon}\tau}{2} \right].$$

Несложно показать, что

$$\max_{-1 \leq z, \tau \leq 1} \left| \frac{\varepsilon z - \bar{\varepsilon}\tau}{2} \right| = \max_{-1 \leq z, \tau \leq 1} \left| \frac{\bar{\varepsilon}z - \varepsilon\tau}{2} \right| = \max(\varepsilon_1, \varepsilon_2).$$

Введем обозначение  $G(u) = \text{ch} \frac{\pi}{2} u$ .

Рассмотрим  $G'(u)/G(u)$ :

$$\frac{G'(u)}{G(u)} = \frac{\pi \text{sh} \frac{\pi}{2} u}{2 \text{ch} \frac{\pi}{2} u}.$$

Из 1.421(2) [2] получим:

$$\frac{\pi \text{sh} \frac{\pi}{2} u}{2 \text{ch} \frac{\pi}{2} u} = 2u \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{(2m-1)^2 + u^2}.$$

Преобразовав последнее, имеем:

$$\frac{G'(u)}{G(u)} = 2u \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{(2m-1)^2 \left[ 1 + \frac{u^2}{(2m-1)^2} \right]} =$$

$$= 2u \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{(2m-1)^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n u^{2n}}{(2m-1)^{2n}} =$$

$$= 2u \sum_{n=0}^{\infty} u^{2n} (-1)^n \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{(2m-1)^{2(n+1)}} = 2u \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n u^{2n} \alpha_n, \quad (26)$$

где  $\alpha_n \rightarrow 1$  при  $n \rightarrow \infty$  и  $\alpha_n \leq \alpha_0$ .

Так как

$$\ln G(u) = \ln G(0) + \int_0^u \frac{G'(v)}{G(v)} dv, \quad (27)$$

то

$$\ln G(u) = \ln \text{ch} \frac{\pi}{2} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{u^{2(n+1)}}{n+1} (-1)^n \alpha_n.$$

Последний ряд сходится равномерно при  $|u| < 1$ . Отсюда следует, что

$$\ln \frac{1}{2} \left[ \text{ch} \frac{\pi}{2} \varepsilon_1(z - \tau) + \cos \frac{\pi}{2} (z + \tau) \right] =$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \alpha_n}{n+1} \left[ \left( \frac{\varepsilon z - \bar{\varepsilon}\tau}{2} \right)^{2(n+1)} + \left( \frac{\bar{\varepsilon}z - \varepsilon\tau}{2} \right)^{2(n+1)} \right].$$

Используя свойства ортогональности многочленов Чебышева, имеем:

$$\alpha_{mj}^{(1)} = \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \frac{T_{2m}(z)}{\sqrt{1-z^2}} \frac{T_{2m}(\tau)}{\sqrt{1-\tau^2}} \times$$

$$\times \ln \left[ \text{ch} \frac{\pi}{2} \varepsilon_1(z - \tau) + \cos \frac{\pi}{2} \varepsilon_2(z + \tau) \right] dz d\tau =$$

$$= \sum_{n=\max(m+j-1, 0)}^{\infty} \frac{(-1)^n \alpha_n}{n+1} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \frac{T_{2m}(z)}{\sqrt{1-z^2}} \frac{T_{2m}(\tau)}{\sqrt{1-\tau^2}} \times$$

$$\times \left[ \left( \frac{\varepsilon z - \bar{\varepsilon}\tau}{2} \right)^{2(n+1)} + \left( \frac{\bar{\varepsilon}z - \varepsilon\tau}{2} \right)^{2(n+1)} \right] d\tau dz.$$

Оценим  $|\alpha_{mj}^{(1)}|$ .

$$|\alpha_{mj}^{(1)}| \leq 4\pi^2$$

$$\sum_{n=\max(m+j-1,0)}^{\infty} \frac{(\max(\varepsilon_1, \varepsilon_2))^{2(n+1)}}{n+1}$$

Обозначим  $\varepsilon_{\max} = \max(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$ .

$$|\alpha_{mj}^{(1)}| \leq 4\pi^2$$

$$\sum_{n=\max(m+j-1,0)}^{\infty} \frac{\varepsilon_{\max}^{2(n+1)}}{n+1} \leq 4\pi^2$$

$$\sum_{n=m+j-1}^{\infty} \varepsilon_{\max}^{2(n+1)} \leq 4\pi^2 \frac{\varepsilon_{\max}^{2(\max(m+j,1))}}{1-\varepsilon_{\max}^2} \leq A_1(\varepsilon_{\max}) \varepsilon_{\max}^{2(\max(m+j,1))}$$

где  $|A_2(\varepsilon_{\max})| < \text{const } 2$ .

Рассмотрим

$$S_1(z, \tau) = - \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \sin \frac{\pi k}{2} (\varepsilon_2 \tau + 1) \sin \frac{\pi k}{2} \times \right.$$

$$\left. \times (\varepsilon_2 z + 1) (\tilde{\psi}_0(z) \tilde{u}_0(\tau) + \tilde{\psi}_1(z) \tilde{u}_1(\tau)) \right],$$

где  $\rho_k = \frac{\pi k}{2}, k \in z$ ;

$$\tilde{\psi}_{0,1}(z) = \frac{\text{sh} \rho_k (1 \mp \varepsilon_1 z)}{\text{sh} 2\rho_k}; \quad \tilde{u}_{0,1}(\tau) = - \frac{e^{-\rho_k |1 \pm \varepsilon_1 \tau|}}{2\rho_k}$$

Так как

$$\frac{1}{\text{sh} 2\rho_k} = \frac{2}{e^{2\rho_k} (1 - e^{-4\rho_k})} = 2e^{-2\rho_k} \sum_{m=0}^{\infty} e^{-4\rho_k m}$$

то

$$S_1(z, \tau) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} e^{-4\rho_k m} \left[ e^{\rho_k (1 - \varepsilon_1 z - 1 - \varepsilon_1 \tau)} - \right.$$

$$\left. - e^{\rho_k (-1 + \varepsilon_1 z - 1 - \varepsilon_1 \tau)} + e^{-\rho_k (1 + \varepsilon_1 z - 1 + \varepsilon_1 \tau)} - \right.$$

$$\left. - e^{\rho_k (-1 - \varepsilon_1 z - 1 + \varepsilon_1 \tau)} \right] \frac{e^{2\rho_k}}{\rho_k} \sin \rho_k (\varepsilon_2 \tau + 1) \times$$

$$\times \sin \rho_k (\varepsilon_2 z + 1) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} e^{-4\rho_k m} \left[ e^{-\rho_k (2 + \varepsilon_1 (z + \tau))} + \right.$$

$$\left. + e^{-\rho_k (2 - \varepsilon_1 (z + \tau))} - e^{-\rho_k (4 + \varepsilon_1 (\tau - z))} - e^{-\rho_k (4 + \varepsilon_1 (z - \tau))} \right] \times$$

$$\times \frac{1}{\rho_k} \sin \rho_k (\varepsilon_2 \tau + 1) \sin \rho_k (\varepsilon_2 z + 1).$$

Используя формулу 1.462 из [2], после преобразований получим:

$$S_1(z, \tau) = \sum_{m=0}^{\infty} \ln \left[ \frac{\left[ \text{ch} \frac{\pi}{2} [2(1+2m)] + \text{ch} \frac{\pi}{2} \varepsilon (z + \tau) \right]}{\left[ \text{ch} \frac{\pi}{2} [2(1+2m)] - \text{ch} \frac{\pi}{2} (\varepsilon z + \varepsilon \tau) \right]} \right] \times$$

$$\times \left[ \frac{\left[ \text{ch} \frac{\pi}{2} [2(1+2m)] + \text{ch} \frac{\pi}{2} \bar{\varepsilon} (z + \tau) \right]}{\left[ \text{ch} \frac{\pi}{2} [2(1+2m)] - \text{ch} \frac{\pi}{2} (\bar{\varepsilon} z + \varepsilon \tau) \right]} \right] +$$

$$+ \ln \left[ \frac{\left[ \text{ch} \frac{\pi}{2} [4(1+m)] + \text{ch} \frac{\pi}{2} (\varepsilon \tau - \bar{\varepsilon} z) \right]}{\left[ \text{ch} \frac{\pi}{2} [4(1+m)] - \text{ch} \frac{\pi}{2} \varepsilon (\tau - z) \right]} \right] \times$$

$$\times \left[ \frac{\left[ \text{ch} \frac{\pi}{2} [2(1+m)] + \text{ch} \frac{\pi}{2} (\bar{\varepsilon} \tau - \varepsilon z) \right]}{\left[ \text{ch} \frac{\pi}{2} [4(1+m)] - \text{ch} \frac{\pi}{2} \bar{\varepsilon} (\tau - z) \right]} \right], \quad (28)$$

где  $\varepsilon = \varepsilon_1 + i\varepsilon_2$ .

Рассмотрим выражение

$$F_m(u) = \ln(\text{ch} \pi \alpha_m + \text{ch} \pi u) = \ln f_m(u).$$

$$\frac{d}{du} F_m(u) = \frac{d}{du} \ln f_m(u) = \frac{\pi \text{sh} \pi u}{\text{ch} \pi \alpha_m + \text{ch} \pi u}$$

Найдем корни функции:

$$f_m(u) = \text{ch} \pi \alpha_m + \text{ch} \pi u = 2 \text{ch} \frac{\pi}{2} (\alpha_m + u) \text{ch} \frac{\pi}{2} (\alpha_m - u);$$

$$\frac{\pi}{2} (\alpha_m \pm u) = i \frac{\pi}{2} (1 + 2k), \quad k \in z;$$

$$u_{km}^{\pm} = \mp \alpha_m + i(1 + 2k), \quad k \in z.$$

Рассмотрим первый множитель числителя первого слагаемого из (28):

$$\left[ \text{ch} \frac{\pi}{2} [2(1+2m)] + \text{ch} \frac{\pi}{2} \varepsilon (z + \tau) \right].$$

Пусть  $\alpha_m = 1 + 2m$ ,

$$S_{mk} = \mp (1 + 2m) + i(1 + 2k), \quad m = 0, \infty, k \in z.$$

Учитывая формулу 2.102 из [2], получим:

$$\frac{f'_m(u)}{f_m(u)} = +2u \sum_{k=0}^{\infty} \left( \frac{1}{u^2 - S_{mk}^2} + \frac{1}{u^2 - \bar{S}_{mk}^2} \right).$$

Аналогично (26), после преобразований получим:

$$\frac{f'_m(u)}{f_m(u)} = -2u \sum_{k=0}^{\infty} u^{2n} \left( \frac{1}{S_{mk}^{2(n+1)}} + \frac{1}{\bar{S}_{mk}^{2(n+1)}} \right).$$

Учитывая (27), имеем:

$$\ln[\text{ch} \pi (1 + 2m) + \text{ch} \pi u] = \ln[\text{ch} \pi (1 + 2m)] + 1 -$$

$$- \sum_{n=0}^{\infty} \frac{u^{2n+2}}{n+2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \left( \frac{1}{S_{mk}^{2(n+1)}} + \frac{1}{\bar{S}_{mk}^{2(n+1)}} \right).$$

Аналогично можно преобразовать все сомножители в каждом из слагаемых выражения (28).

Обозначим

$$\gamma_n = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \left( \frac{1}{S_{mk}^{2(n+1)}} + \frac{1}{S_{mk}^{-2(n+1)}} \right); \gamma_n \leq \gamma_0.$$

Используя свойство ортогональности многочленов Чебышева, по аналогии с ранее изложенным получим:

$$\left| a_{mj}^{(3)} \right| = \left| \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \frac{T_{2m}(z)}{\sqrt{1-z^2}} \frac{T_{2j}(\tau)}{\sqrt{1-\tau^2}} S_1 dz d\tau \right| \leq$$

$$\leq A_3 (\max(\epsilon_1, \epsilon_2)) (\max(\epsilon_1, \epsilon_2))^{2(\max(m+j, 1))}.$$

Здесь учтено, что

$$\max_{z, \tau \in [-1; 1]} \left| \frac{\epsilon z \pm \bar{\epsilon} \tau}{2} \right| = \max_{z, \tau \in [-1; 1]} \left| \frac{\epsilon \tau - \bar{\epsilon} z}{2} \right| =$$

$$= \max_{z, \tau \in [-1; 1]} \left| \frac{\bar{\epsilon}(\tau \pm z)}{2} \right| = \max_{z, \tau \in [-1; 1]} \left| \frac{\epsilon(\tau \pm z)}{2} \right| = \max_{z, \tau \in [-1; 1]} (\epsilon_1, \epsilon_2) = \epsilon_{\max}.$$

Итак,  $\left| a_{mj}^{(3)} \right| \leq A_3 (\epsilon_{\max}) \epsilon_{\max}^{2(\max(m+j, 1))}.$

Окончательно получаем следующие оценки:

$$r_m = \sum_{j=0}^{\infty} \left( \left| a_{mj}^{(1)} \right| + \left| a_{mj}^{(2)} \right| + \left| a_{mj}^{(3)} \right| \right) \leq M \cdot \epsilon_{\max}^{2(\max(m, 1))}.$$

Для достаточно больших  $m$  и  $\epsilon_{\max} < 1$  получаем, что  $r_m < 1$ . Следовательно, система (25) является квазирегулярной, и приближенное решение ее может быть получено методом редукции.

**5. Результаты численного анализа**

Численная реализация задачи проводилась для случаев  $l=1; 3$ . Исследовались значения  $W_0$  при различных параметрах  $\epsilon, \lambda, \tilde{\gamma}$ . Результаты расчетов отражены на графиках **рис. 1** для  $l=1$ , **рис. 2** — для  $l=3$ .

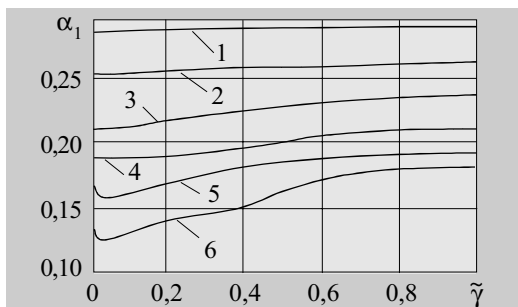


Рис. 1. График зависимости  $\alpha_1 = \alpha(\epsilon; 2; \tilde{\gamma})$  от  $\tilde{\gamma}$

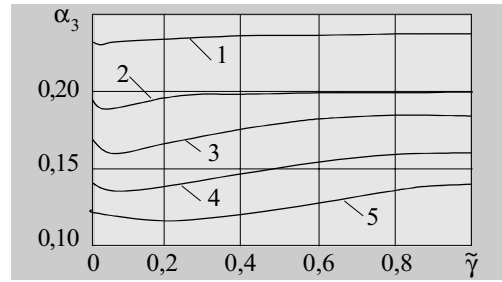


Рис. 2. График зависимости  $\alpha_3 = \alpha(\epsilon; l; \tilde{\gamma})$  от  $\tilde{\gamma}$

На рис. 1 представлена зависимость  $\alpha_1 = \alpha(\epsilon; 2; \tilde{\gamma})$  от  $\tilde{\gamma}$ . Кривые 1, 2, ..., 6 соответствуют  $\epsilon=0,4; 0,5; \dots; 0,9$ . При малых значениях относительной длины включения наименьшее значение провисания мембраны  $\alpha_1$  достигается, когда угол поворота  $\tilde{\gamma} = 0$ . При больших значениях относительной длины включения ( $\epsilon > 0,6$ ) наименьшее значение провисания мембраны достигается, когда угол поворота  $0 < \tilde{\gamma} < 0,2$ . Это обусловлено влиянием границ.

На рис. 2 представлена зависимость  $\alpha_3 = \alpha(\epsilon; l; \tilde{\gamma})$  от  $\tilde{\gamma}$ . Кривые 1, 2, ..., 5 соответствуют  $\epsilon=0,4; 0,5; 0,6; 0,8; 0,9$ . В этом случае (для криволинейного включения) наименьшее значение провисания мембраны достигается, когда угол поворота  $0 < \tilde{\gamma} < 0,4$ .

**Выводы**

Таким образом, с помощью обобщенного метода интегральных преобразований получено разрешающее дифференциальное уравнение, описывающее математическую модель для решения двумерных задач теплопроводности с расположенными произвольным образом непересекающимися криволинейными неоднородностями (дефектами) общего вида.

Предложенный метод позволяет решать задачи исследования тепловых процессов в сложных дискретно-непрерывных конструкциях. В отличие от других методов, он не требует значительных затрат ресурсов ЭВМ. Итоговая система линейных алгебраических уравнений (25) решалась на ЭВМ методом редукции.

Обоснованность решения этим методом строго математически доказана, что обуславливает высокую точность решения задач предложенным методом. Требуемая для решения данной задачи точность вычислений 4—5 значащих цифр достигалась при сохранении в системе 6—7 уравнений.

**ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ**

1. Попов Г. Я. Концентрация упругих напряжений возле штампов, разрезов, тонких включений и подкреплений.— М.: Наука, 1982.
2. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблица интегралов, сумм, рядов и произведений.— М.: Наука, 1971.
3. Гахов Ф. Д. Краевые задачи.— М.: Наука, 1977.



**замеченные опечатки**

В номере 5 журнала за 2003 год в статье «Исследование эффективности проволочного радиатора новой конструкции» (стр. 28—31) неверно указана дата поступления статьи — должно быть 20.03 2003 г. Также допущена ошибка в табл. 3 на стр. 31 — в колонке «%увеличения» должно быть 27 вместо 29.



**замеченные опечатки**

К. т. н. В. М. БАТУРКИН

Украина, НТУУ “Киевский политехнический институт”  
E-mail: baturkin@carrier.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
12.05 2003 г.

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

## ТЕПЛОВОЙ РЕЖИМ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО БЛОКА С ИЗОТЕРМИЧЕСКОЙ ПОДЛОЖКОЙ И РЕГУЛИРУЕМОЙ ТЕМПЕРАТУРОЙ

*Проведено исследование тепловых характеристик электронного блока негерметичного исполнения с подложкой, выполненной в виде плоской тепловой трубы.*

Тенденции в развитии принципов конструирования радиоэлектронных блоков научных приборов направлены на увеличение плотности монтажа элементов и объема выполняемых ими функций на единицу площади. Связанные с этим проблемы отвода тепла рассеяния требуют разработки новых перспективных способов обеспечения теплового режима, особенно для блоков научной космической аппаратуры внешнего расположения с негерметичным исполнением.

Для поддержания заданного температурного режима необходимо решить следующие задачи: отвод тепла от элементов; передача тепла к системе теплоотвода; сброс тепла в окружающую среду; регулирование температуры элементов и выравнивание температурного поля. Существующие литературные данные [1, с. 155—195; 2, с. 10] свидетельствуют о перспективности решения указанных задач с помощью тепловых труб постоянного и переменного термического сопротивления.

Настоящая работа посвящена разработке электронного блока негерметичного исполнения с подложкой, выполненной в виде плоской тепловой трубы и соединенной с системой отвода тепла и регулирования температуры на основе газонаполненных тепловых труб [3].

**П**ри разработке блока приняты следующие исходные данные:

— печатная плата для блока имеет односторонний монтаж. Размеры платы 180×130 мм, толщина платы — от 5 мм и меньше;

— уровень температуры элементов не должен превышать +70°C в условиях эксплуатации. Выделяемая суммарная мощность на плате меняется от 1 до 7 Вт. Источники тепловыделения — 25 радиоэлементов цилиндрической формы с размерами от Ø2×6 мм до Ø5,5×12 мм, соотношение максимального и минимального теплорассеяния на элементах — 10:1;

— температура посадочных мест прибора от -20 до +50°C;

— отвод теплоты от блока осуществляется в космическое пространство;

— система термостатирования (СТР) должна обеспечить стабилизацию температуры изотермической подложки при воздействии внутренних и внешних возмущений, в частности, при изменении внешнего лучистого теплового потока, поглощенного радиатором СТР, в диапазоне 100—300 Вт/м<sup>2</sup>;

— СТР функционирует в двух режимах: с обратной электрической связью по температуре изотермической подложки и без нее;

— конструкция прибора должна позволять отсоединение подложки от СТР.

При разработке конструкции по методике [4, с. 91—95] был проведен анализ теплового режима элементов платы при использовании традиционных способов охлаждения, в которых отвод тепла осуществляется: 1) на посадочные места прибора; 2) на корпус прибора (радиационную поверхность).

На основе анализа, а также с учетом того, что размеры платы и мощности рассеяния в перспективе могут возрасти в 1,5—3 раза, сделан вывод о целесообразности разработки других способов отвода тепла и термостабилизации элементов, в частности, на основе тепловых труб.

Была предложена следующая конструкция автономного электронного блока с изотермической подложкой и системой терморегулирования (рис. 1).

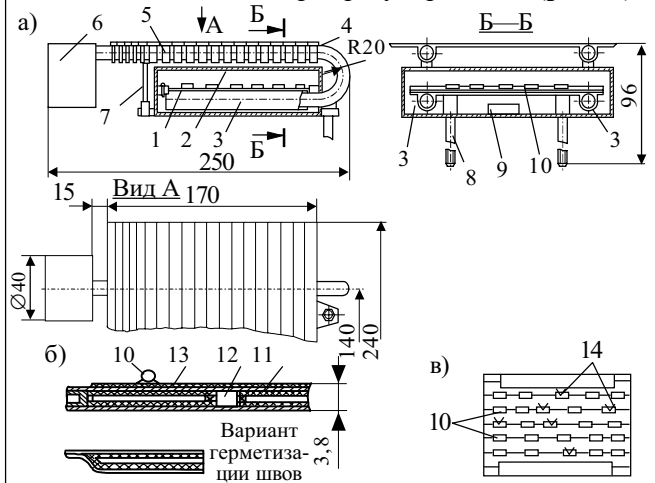


Рис. 1. Автономный электронный блок с изотермической подложкой и системой терморегулирования:

а — электронный блок; б — изотермическая подложка; в — схема размещения тепловыделяющих элементов

1 — изотермическая подложка; 2 — корпус блока; 3 — фланец; 4 — газорегулируемая тепловая труба; 5 — секционный радиатор-излучатель; 6 — баллон; 7, 8 — опоры; 9 — регулятор температуры; 10 — резисторы; 11 — пористая структура; 12 — стержень; 13 — плата; 14 — термопары

Изотермическая подложка 1 — плоская тепловая труба, установленная в корпусе 2 блока, соединяется с СТР, состоящей из двух газорегулирующих тепловых труб (ГРТТ) 4. Контакт ГРТТ с подложкой осуществляется по фланцам 3. Зоны конденсации тепловых труб соединены с секционным радиатором-излучателем 5. В конце зоны конденсации расположены баллоны 6 для аккумуляции неконденсирующегося газа. Для разгрузки зоны изгиба ГРТТ конец радиатора укреплен на двух стеклопластиковых опорах 7. Корпус 2 блока устанавливается на посадочных местах объекта с помощью четырех стеклопластиковых опор 8. Поверхность блока и обращенная к нему поверхность радиатора покрываются экранно-вакуумной теплоизоляцией (ЭВТИ).

Изотермическая подложка (ИП) представляет собой плоскую тепловую трубу размером 180×130×3,8 мм. На одну из ее поверхностей наклеена плата 13 из диэлектрика ФДМЭ 1-0,13 с резисторами 10, имитирующими радиоэлементы (рис. 1, б, в).

Теплота рассеяния, выделяемая резисторами 10, воспринимается изотермической подложкой 1. Образующиеся при этом пары теплоносителя осуществляют теплоперенос от элементов к зонам конденсации ИП, где осуществляется конденсация теплоносителя и передача тепла к зонам нагрева ГРТТ 3. Расстояние теплопереноса (размеры ИП) принципиальных ограничений не имеет, что отличает эту схему от цельнометаллической платы. ГРТТ осуществляют отвод тепла к радиатору-излучателю 5 и регулирование уровня температуры подложки. Для повышения точности стабилизации температуры в СТР предусмотрен малогабаритный регулятор температуры 9, управляющий температурой баллонов ГРТТ. Регулятор установлен в корпусе блока [5, с. 67].

Рассмотрим схему термических сопротивлений предложенной конструкции (рис. 2). Тепловой поток от каждого  $i$ -го элемента ( $i=1, 2, \dots, N$ )  $Q_1, Q_2, \dots, Q_N$  через термические сопротивления перехо-

да “элемент—подложка”  $R_1, R_2, \dots, R_N$  воспринимается тепловой трубой — подложкой. (Температура подложки под каждым элементом обозначена  $T_{п,1}, T_{п,2}, \dots, T_{п,N}$ .) Далее тепловой поток за счет процессов парообразования (испарения или кипения) воспринимается паровой средой. (Термические сопротивления процесса обозначены  $R_{н,1}, R_{н,2}, \dots, R_{н,N}$ .) Температура парового пространства  $T_{п}$  под каждым элементом постоянна, что обеспечивает одинаковую температуру каждого элемента. Сброс тепла производится на две зоны конденсации — А и В. (Сопротивления при конденсации паров обозначены  $R_{к,А}$  и  $R_{к,В}$ .) Наименьшая температура подложки определяется температурами  $T_{к,А}$  и  $T_{к,В}$  в области контакта с зоной нагрева ГРТТ. (Теплоемкость каждого  $i$ -го элемента обозначена  $C_1, C_2, \dots, C_N$ , корпуса —  $C_{кор}$ , радиатора —  $C_{р}$ , баллона —  $C_б$ , суммарная теплоемкость зоны нагрева и транспортной зоны —  $C_{н+тр}$ , теплоемкость изотермической подложки —  $C_{ип}$ .)

Значения теплового потока  $Q_{ГРТТ}$ , подводимого к ГРТТ, зависят от влияния корпуса блока. Часть тепла  $\sum_{i=1}^N Q_i$  отводится к корпусу (или наоборот) излучением от элементов (соответствующие сопротивления  $R_{1-кор}, R_{2-кор}, \dots, R_{N-кор}$ ), от поверхности подложки с элементами (сопротивления  $R_{п,1-кор}, R_{п,2-кор}, \dots, R_{п,N-кор}$ ), с поверхности подложки без элементов ( $R'_{п-кор}$ ) и посредством контакта подложки с корпусом ( $R''_{п-кор}$ ). На температуру корпуса  $T_{кор}$  влияет температура посадочных мест прибора  $T_{пм}$ , а также окружающей среды  $T_0$ , через сопротивления  $R_{пм-кор}, R_{кор-о}$  соответственно.

Данные по сопротивлению определяют качество теплоизоляции и используемых тепловых развязок.

Уровень температуры пара в ИП определяется температурой пара в ГРТТ А и В, термическими сопротивлениями контакта между ИП и зоной нагрева ГРТТ ( $R_{конт,А}, R_{конт,В}$ ), сопротивлением зоны нагрева ГРТТ ( $R_{н,А}, R_{н,В}$ ). Отвод тепла от ГРТТ в окружающую среду ( $T_0$ ) осуществляется через переменные сопротивления  $R_{конт,А}, R_{конт,В}$  и  $R_{п-о}$ . Внешние воздействия на радиатор и баллон определяются соответственно потоками  $Q_{вн(т)}$  и  $Q_{б(т)}$ . При работе регулятора на баллоны дополнительно подается мощность  $Q_{б-рег}$  — в зависимости от температуры подложки около  $i$ -го элемента или от температуры пара  $T_{п}$ .

Исходя из схемы термических сопротивлений определены требования для обеспечения стабильности температуры элементов. Ввиду того, что величины  $R_{i-кор}, R_{п,i-кор}$  весьма велики и температуры  $T_{кор}$  и  $T_i$  отличаются ненамного, практически весь поток от каждого элемента  $Q_i$  передается через ИП к ГРТТ. Поэтому температура  $i$ -го элемента определяется как

$$T_i = T_{п} + Q_i(R_{н,i} + R_i).$$

Для обеспечения условия  $T_i = \text{const}$  необходимо, чтобы  $Q_i(R_{н,i} + R_i) \approx \text{const}$ . Из последнего условия можно разработать требования к функциям  $R_{н,i}(Q_i)$  и  $R_i(Q_i)$  для конкретного типа элементов. При  $R_1 = R_2 = R_i$  стабилизирующим фактором

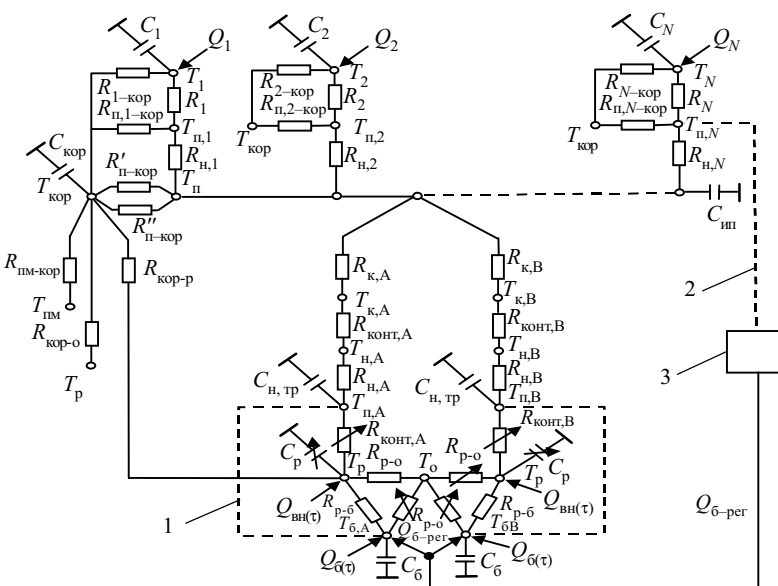


Рис. 2. Схема термических сопротивлений электронного блока: 1 — связь по балансу массы газа; 2 — связь по температуре; 3 — регулятор

является возможность существования различных по интенсивности режимов парообразования в капиллярной структуре ИП. Для режима испарения  $R_{н,i} \neq f(Q_i)$ , для режима кипения  $R_{н,i} \approx Q_i^{0,6} F_i^{-0,4}$  ( $F_i$  — поверхность контакта с подложкой [6]).

При условии  $R_{н,1} = R_{н,2} = R_{н,i} = \text{const}$  стабилизация температуры возможна за счет подбора сопротивления  $R_p$ , значение которого определяется характеристиками тепловой связи между элементом и подложкой. Общим требованием к  $R_p$ ,  $R_{н,i}$  является их малое абсолютное значение, т. к. точность стабилизации температуры каждого элемента  $\Delta T_i$  определяется как

$$\Delta T_i = \Delta T_{п} + \Delta Q_i (R_{н,i} + R_p),$$

где  $\Delta T_{п}$  — колебания температуры пара ИП;  $\Delta Q_i = Q_{i,\text{max}} - Q_{i,\text{min}}$ .

Колебания температуры пара ИП  $\Delta T_{п}$  зависят также от функционирования внешней системы терморегулирования. При использовании активной обратной связи  $\Delta T_{п}$  может быть меньше нуля, что позволяет уменьшить  $\Delta T_i$ . При пассивном регулировании  $\Delta T_{п} > 0$ , и для уменьшения колебаний температуры необходимо понижение сопротивлений  $R_{\text{конт,А}}$ ,  $R_{\text{конт,В}}$ ,  $R_{н,А}$ ,  $R_{н,В}$  и значений  $\Delta T_{п,А}$  и  $\Delta T_{п,В}$ , т. к.

$$T_{п} = \left( \frac{T_{п,А}}{R_{\text{конт,А}} + R_{к,А} + R_{н,А}} + \frac{T_{п,В}}{R_{\text{конт,В}} + R_{к,В} + R_{н,В}} + \sum_{i=1}^N Q_i \right) \times \left[ \frac{R_{к,А} + R_{к,В} + R_{\text{конт,А}} + R_{\text{конт,В}} + R_{н,А} + R_{н,В}}{(R_{к,А} + R_{\text{конт,А}} + R_{н,А})(R_{к,В} + R_{\text{конт,В}} + R_{н,В})} \right].$$

Принятая для повышения надежности система дублирования ГРТТ (конструкции А и В) в номинальном режиме работы уменьшает колебания  $\Delta T_{п}$ . Рассмотрим крайние случаи эксплуатации.

Обе ГРТТ функционируют нормально:

$$(R_{к} + R_{\text{конт}} + R_{н,А}) = (R_{к} + R_{\text{конт}} + R_{н,В}).$$

Тогда

$$T_{п} = 0,5 \sum_{i=1}^N Q_i (R_{к} + R_{\text{конт}} + R_{н,А}) + 0,5(T_{п,А} + T_{п,В}). \quad (1)$$

При выходе из строя одной ГРТТ (например В за счет разгерметизации) вследствие нарушения тепловой цепи  $(R_{\text{конт}} + R_{н,В}) \rightarrow \infty$ . Тогда

$$T_{п} = \sum_{i=1}^N Q_i (R_{к} + R_{\text{конт}} + R_{н,А}) + T_{п,А}. \quad (2)$$

Сравнивая (1) и (2), можно отметить, что т. к.  $T_{п,А} \approx 0,5(T_{п,А} + T_{п,В})$ , значение  $T_{п} - T_{п,А}$  для случая отказа ГРТТ возрастет в два раза, однако уровень стабилизации и возможности регулирования  $T_{п,А}$  сохраняются.

На основе схемы, приведенной на рис. 2, проведены оценки теплового баланса блока в целом при граничных условиях эксплуатации. Установлено, что при полученных в результате конструирования значениях величин  $R_{\text{пм-кор}}$  и  $R_{\text{кор-о}}$  уровень стабилизации температуры ИП составляет  $+30^{\circ}\text{C}$  при минимальной

мощности платы  $\sum_{i=1}^N Q_i = 1 \dots 1,5 \text{ Вт}$ .

Гидродинамический и теплофизический расчет характеристик капиллярно-пористой структуры [3, 7]

позволил определить конструкцию ИП и СТР. ИП представляет собой прямоугольный параллелепипед толщиной 3,8 мм. Наибольшие плоскости ИП из нержавеющей стали толщиной 0,4 мм являются крышками. Внутри ИП покрыта пористой структурой из спеченного нержавеющей волокна пористостью 80% и толщиной 0,5 мм. Соединение структур 11 на крышках (рис.1, б) осуществляется артериями, установленными по периметру ИП, а также у стержней 12, функционирующих в качестве элементов жесткости при воздействии внешнего и внутреннего давления. Схема размещения элементов на ИП представлена на рис. 1, в.

ГРТТ имеют цилиндрический корпус из нержавеющей стали диаметром 8 мм с толщиной стенки 0,3 мм. Капиллярная структура изготовлена из того же материала, что и корпус, имеет одинаковую во всех зонах толщину (0,85 мм) и пористость (80%). Баллон диаметром 50 и длиной 40 мм имеет структуру толщиной 1 мм на кольцевой части и доньшках, а также артерию, соединяющую структуры баллона и зону конденсации. Для уменьшения габаритных размеров баллон углублен за плоскость радиатора. В зоне нагрева ГРТТ размещен фланец шириной 30 и длиной 130 мм. Зоны конденсации ГРТТ впаяны в радиатор-излучатель, изготовленный из дискретных элементов шириной 10 мм (14 шт.) и 5 мм (5 шт.). На неизлучающей стороне радиатора имеются узлы крепления низкотеплопроводных стоек. На радиатор и баллоны устанавливались пленочные нагреватели, а затем они покрывались эмалью АК-573 для достижения соответствующих оптических характеристик.

В состав блока также входил малогабаритный регулятор температуры, который подавал на баллоны ГРТТ электрическую мощность в зависимости от согласования показаний датчика, установленного на ИП, и датчика регулятора.

Конструкция блока с изотермической подложкой и системой термостатирования прошла комплекс термовакuumных и механических испытаний. Для определения теплотехнических характеристик узлов блока были предусмотрены шесть датчиков температур непосредственно на ИП под различными тепловыделяющими элементами, шесть датчиков на стыке зоны конденсации ИП и зон нагрева ГРТТ (по три на каждую ГРТТ), два датчика, измеряющие температуру транспортной зоны ГРТТ, 15 датчиков на радиаторе и два на баллонах.

Имитация внешних возмущений осуществлялась в соответствии с рекомендациями и с методикой [3] с помощью электронагревателей, установленных на баллонах и радиаторе с излучающей стороны. Была выбрана схема, представленная на рис. 3. Здесь  $Q_{\text{ГРТТ}}$  — поток, отводимый ГРТТ;  $Q_{\text{из}}$  — потери через теплоизоляцию.

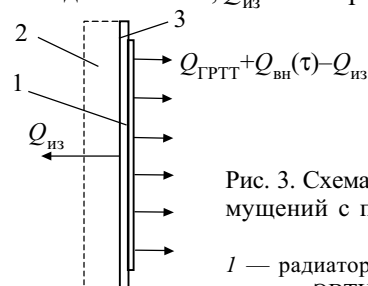


Рис. 3. Схема имитации внешних возмущений с помощью электронагревателей:

1 — радиатор; 2 — тепловая изоляция ЭВТИ; 3 — нагреватель

## ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ АППАРАТУРЫ

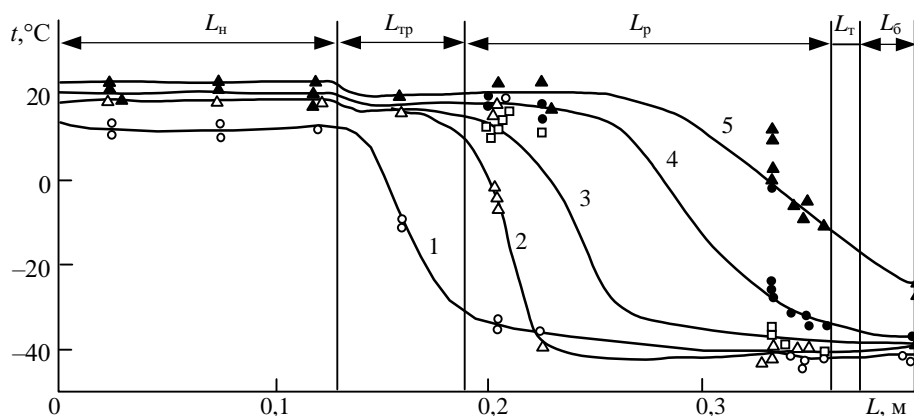


Рис. 4. Распределение температур по длине газорегулируемой тепловой трубы при различной мощности тепловыделения на ИП ( $Q_{ип}$ ):  
1 — при  $Q_{ип}=1$  Вт; 2 — 3 Вт; 3 — 5 Вт; 4 — 7 Вт; 5 — 10 Вт

Перед термовакuumными испытаниями ИП была исследована автономно в нормальных условиях для более детального анализа температурного поля. Отвод тепла осуществлялся от зон конденсации с помощью водяных теплообменников с температурой охлаждающей среды  $+40^{\circ}\text{C}$ . Исследовались влияние положения подложки относительно сил гравитации, особенности функционирования при одностороннем отводе тепла, влияние уровня тепловыделения элементов. Установлено, что изменение положения в горизонтальной плоскости (резисторы сверху или снизу) не оказывает влияния на температуру элементов (с точностью  $\pm 0,2^{\circ}\text{C}$ ). При вертикальном положении ИП (превышение нижней и верхней точек 180 мм) температуры элементов и парового пространства сохраняются на том же уровне. Если отключен верхний конденсатор, сопротивление “пар-конденсатор” несколько возрастает за счет слива избытка жидкости. При функционировании только верхнего конденсатора сопротивление “пар-конденсатор” уменьшается за счет уменьшения толщины пленки жидкости на поверхности структуры. Термическое сопротивление для наиболее горячего резистора между телом резистора и паром составило приблизительно 38 К/Вт.

Испытания в вакуумной камере проводились при вертикальном положении ИП. В этом случае плоскость изгиба ГРТТ находится в горизонтальной плоскости, что приближает условия испытаний к эксплуатации в невесомости. Для ИП это положение является наихудшим из условий теплопереноса, т. к. необходимо осуществлять подъем или удержание теплоносителя в капиллярной структуре на определенной высоте.

На рис. 4 представлены первичные данные — распределение температуры по длине ГРТТ при эффективной температуре радиатора и баллона  $T_{эф} = -40^{\circ}\text{C}$ . Эксперименты проведены также при значениях  $T_{эф} -60^{\circ}\text{C}, 0^{\circ}\text{C}, +15^{\circ}\text{C}$ , соответствующих различным уровням внешних возмущений  $Q_{вн}$ . На рисунке показаны зоны нагрева ГРТТ ( $L_{н}$ ), транспорта ( $L_{тр}$ ), радиатора ( $L_{р}$ ), соединительной трубки ( $L_{т}$ ), баллона ( $L_{б}$ ).

Расхождение температур каждой ГРТТ в зоне нагрева ( $T_{н,А}, T_{н,В}$ ) и транспорта ( $T_{т,А}, T_{т,В}$ ) составляет

1—3 $^{\circ}\text{C}$  и обусловлено неточностями при заполнении неконденсирующимся газом. Термическое сопротивление перехода “стенка—пар” в зоне нагрева для ГРТТ составило 0,4 К/Вт. Минимальная мощность начала регулирования для двух ГРТТ находится в диапазоне 1,0...1,5 Вт, максимальная — по условиям регулирования взаимосвязана со значением внешних возмущений, а по условиям передачи теплового потока составляет 15 Вт на каждую ГРТТ.

На рис. 5 представлены обобщенные характеристики регулирования — зависимости температур наиболее горячего элемента подложки ( $Q_{max}=0,1Q_{ип}$ ), наименее горячего элемента ( $Q_{min}=0,011Q_{ип}$ ), фланцев зоны нагрева от подводимой к ИП мощности при различных уровнях внешних возмущений  $T_{эф} (-60^{\circ}\text{C}, -40^{\circ}\text{C}, 0^{\circ}\text{C})$ .

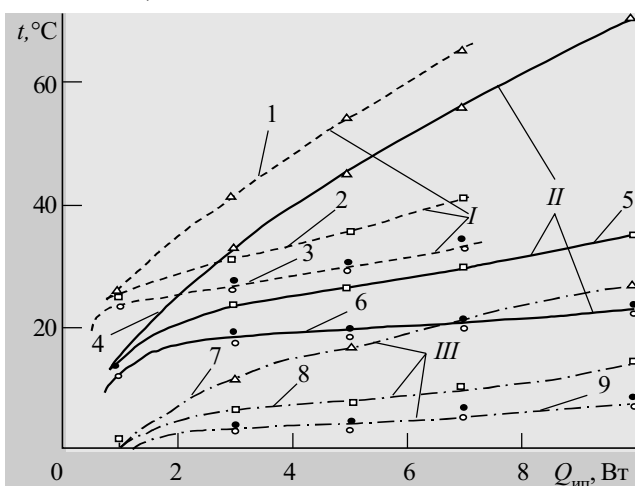


Рис. 5. Характеристики регулирования ИП с СТР:  
I —  $T_{эф} = 0^{\circ}\text{C}$ ; II —  $T_{эф} = -40^{\circ}\text{C}$ ; III —  $T_{эф} = -60^{\circ}\text{C}$   
1, 4, 7 — максимальное значение температуры подложки; 2, 5, 8 — минимальное значение температуры подложки; 3, 6, 9 — средние температуры фланцев ГРТТ (А — светлые кружки, В — черные кружки)

При постоянном значении  $T_{эф}$  чувствительность СТР к изменению нагрузки  $Q_{ип}$  составляет 2 Вт/ $^{\circ}\text{C}$  для фланцев ГРТТ. Для элементов платы это значение существенно уменьшается: до 0,2 Вт/ $^{\circ}\text{C}$  для наиболее горячего элемента и до 0,4 Вт/ $^{\circ}\text{C}$  для наименее горячего элемента. Точность, обеспечиваемая ИП совместно с СТР, функционирующей в пассивном режиме, составит:  $23 \pm 10^{\circ}\text{C}$  для элементов, установленных на фланцах ГРТТ;  $40 \pm 25^{\circ}\text{C}$  для радиоэлементов с тепловыделением  $0,1Q_{ип}$  и плотностью тепловыделения до  $0,9 \text{ Вт/см}^2$ ;  $28 \pm 13^{\circ}\text{C}$  для радиоэлементов с тепловыделением  $0,01Q_{ип}$  и плотностью тепловыделения до  $0,6 \text{ Вт/см}^2$ . При этом температура посадочных мест прибора изменяется в пределах  $-20 \dots +50^{\circ}\text{C}$ , суммарная мощность тепловыделения

на изотермической подложке  $Q_{\text{ип}}=1...7$  Вт, внешние возмущения соответствуют эффективной температуре радиатора в диапазоне  $-40...0^{\circ}\text{C}$ .

Расчетные значения температур в зонах ГРТТ и на корпусе плоской ТТ согласуются между собой в пределах  $4^{\circ}\text{C}$ . Большие отклонения, достигающие  $10^{\circ}\text{C}$ , наблюдаются для температур тепловыделяющих элементов из-за неопределенности в оценке контактного сопротивления “элемент-подложка”.

Расчетные соотношения для составляющих теплового баланса всего блока при минимальных и максимальных значениях мощности и температуры посадочных мест подтверждены экспериментом.

На рис. 6 представлены некоторые результаты исследования функционирования СТР с включением обратной электрической связи по температуре подложки.

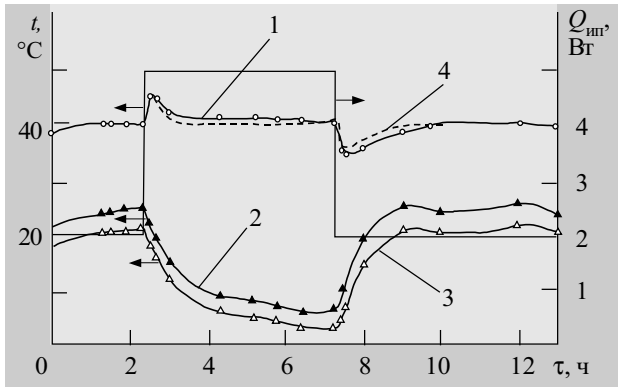


Рис. 6. Работа системы терморегулирования совместно с регулятором при изменении мощности тепловыделения подложки:

1 — средняя температура ИП; 2, 3 — температура баллонов ГРТТ; 4 — расчет по [8] ( $T_{\text{эф}} \approx 0^{\circ}\text{C}$ ,  $T_{\text{пм}} = 50^{\circ}\text{C}$ )

В конструкции ИП предусмотрен датчик, установленный в центре подложки. Он фиксирует температуру, среднюю между температурой окружающих элементов и парового канала подложки. При включении регулятора происходит подъем уровня температуры подложки до установленного (с  $28$  до  $40^{\circ}\text{C}$ ) за счет увеличения температуры баллонов ГРТТ. При увеличении мощности на плате с  $2$  до  $5$  Вт температура подложки повышается и отключается нагрев баллонов. При понижении их температуры уменьшается температура пара в ГРТТ  $T_{\text{п,А}}$ ,  $T_{\text{п,В}}$  на значение порядка  $\Delta Q(R_{\text{н,А}} + R_{\text{конт,А}} + R_{\text{к,А}})0,5$  (рис. 2) — с тем, чтобы средняя температура подложки оставалась постоянной.

Если датчик установлен на наиболее ответственном элементе, то температура подложки будет меняться с учетом термического сопротивления  $R_i + R_{\text{н,и}}$ . Температурный диапазон компенсации этим способом ограничен затратами энергии на изменение температуры баллонов, максимальной температурой баллона, определяемой внешними возмущениями. В соответ-

ствии с теорией [8, с. 198—202], изменение температуры источника тепла определяется по зависимости

$$T_{\text{ип,т}} - T_{\text{ип,нач}} = \Delta T_{\text{п,ГРТТ}} (1 - \tau_{\text{ип}} / \tau_0)^{-1} [\exp(-\tau / \tau_0) - \exp(-\tau / \tau_{\text{ип}})], \quad (5)$$

где  $\Delta T_{\text{п,ГРТТ}}$  — требуемое изменение температуры пара в ГРТТ;  $\tau_{\text{ип}}$ ,  $\tau_0$  — постоянные времени ИП и баллона ГРТТ, соответственно.

Расчет по зависимости (5) показал достаточно хорошее совпадение с экспериментом. Значения имеющихся локальных экстремумов в температуре ИП согласуются с теоретическим расчетом по [8].

Экспериментальные исследования блока проведены также для режима циклического воздействия внешних возмущений по методике [3, с. 56].

Разработанная конструкция ИП совместно с СТР была подвергнута комплексным механическим испытаниям. Характеристики всех узлов сохранились.

\*\*\*

Проведенный комплекс исследований показал эффективность радиоэлектронных блоков, охлаждение элементов которых осуществляется с помощью тепловых труб. Соединение изотермических подложек с системой терморегулирования позволяет существенно сузить диапазон колебаний температур элементов, уменьшить уровень их рабочей температуры, что благоприятно сказывается на повышении надежности и стабильности их характеристик.

Дальнейшее развитие систем данного типа может быть связано с улучшением технических характеристик системы, с решением задач по термостабилизации элементов с существенно отличающимся тепловыделением.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Воронин В. Г., Ревякин А. В., Сасин В. Я., Тарасов В. С. Низкотемпературные тепловые трубы для летательных аппаратов.— М.: Машиностроение, 1976.
2. Алексеев В. А., Арефьев В. А. Тепловые трубы для охлаждения и термостатирования радиоэлектронной аппаратуры.— М.: Энергия, 1979.
3. Батуркин В. М., Дудеев А. А., Гречина Н. К., Шкода К. Н. Исследование характеристик системы терморегулирования электронного блока с применением тепловой трубы переменного термического сопротивления / В кн.: Конструирование и технология изготовления космических приборов.— М.: Наука, 1987.— С. 44—57.
4. Дульнев Г. Н., Семяшкин Э. М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах.— Л.: Энергия, 1968.
5. Дульнев Г. Н., Беляков А. П. Тепловые трубы в электронных системах стабилизации температуры.— М.: Радио и связь, 1985.
6. Семена М. Г., Зарипов В. К., Шаповал А. А. Интенсивность теплообмена при кипении на поверхности с пористыми покрытиями в условиях капиллярного транспорта // Инж.-физ. журн.— 1987.— Т. 52, № 4.— С. 592—597.
7. Семена М. Г., Колосовский М. О., Малкина И. Э. Максимальная теплопередающая способность артериальных труб // Пром. теплотехника.— 1980.— Т. 2, № 4.— С. 66—71.
8. Дан П. Д., Рей Д. А. Тепловые трубы.— М.: Энергия, 1979.

А. М. АХИЕЗЕР, к. т. н. В. И. МЕЩЕРЯКОВ

Украина, Одесская государственная академия холода  
E-mail: oniitt@te.net.ua

Дата поступления в редакцию  
27.03 2003 г.

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

## ЭФФЕКТИВНЫЙ АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ТЕРМОСТАТОМ

*Алгоритм позволяет при заданной конструкции термостата оптимизировать точность стабилизации температуры на основе собранных калибровочных данных.*

Существует целый ряд задач, для которых важно обеспечение определенного температурного режима. Для этих целей разработано большое количество термостатов. В простых стабилизация производится при помощи нагревателя, термодатчика и компаратора, сравнивающего опорное значение температуры с получаемым от термодатчика (т. н. линейные аналоговые термостаты). Однако в таких системах часто возникает перегрев или переохлаждение термостата за счет конечной скорости распространения тепла по его объему [1, с. 12], что приводит к низкой точности стабилизации температуры [2, с. 18; 3].

В более сложных термостатах эти недостатки частично устраняются следующими способами:

- подбором мощности нагревателя таким образом, чтобы тепло успевало распространяться по всему объему термостата;

- установкой двух компараторов для упреждения перенагрева и переохлаждения, обеспечивающих два порога: один компаратор выключает нагреватель раньше, чем термостат успеет нагреться до стабилизируемой температуры, второй — включает нагрев до того, как термостат остыл до стабилизируемой температуры.

Однако в таких термостатах эффект дрейфа температуры устраняется незначительно, что не позволяет достичь высокой точности стабилизации температуры. Так, например, если термодатчик находится в непосредственной близости от нагревателя (менее 1 см), то в лучшем случае может достигаться точность стабилизации 0,01—0,005°C [4, 5], в остальном эта величина будет составлять около 0,1—0,05°C.

Существуют также сложные цифровые термостаты на основе персональных компьютеров и микроЭВМ, обеспечивающие достаточно высокую точность стабилизации температуры, что достигается:

- за счет учета тепла, отдаваемого термостатом в окружающую среду;

- путем применения аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей;

- применением алгоритмов табличной обработки и определением составляющих величины регули-

рования, пропорциональных рассогласованию, интегралу и производной от изменения температуры, а также рассеиваемой мощности нагревателя [5].

В таких термостатах предполагается их настройка под конкретный нагреватель, геометрию термостата, расположение термодатчика и прочие данные, которые необходимо внести в таблицы. Использование же дорогостоящих микросхем дополнительно ограничивает их применение.

Вместе с тем широкое внедрение в электронную аппаратуру микропроцессорной техники стимулирует создание термостата на основе микропроцессора с заложенными в него сложными алгоритмами, которые способны:

- самостоятельно и автоматически проводить калибровку термостата;

- учитывать внешние факторы, влияющие на термостат;

- используя данные предварительно рассчитанной температуры термостата, а также собранные и обработанные данные, постепенно повышать точность стабилизации до максимально возможной.

В таких термостатах производится адаптация к системе «нагреватель—термостабилизируемое тело—термодатчик».

В целях уменьшения стоимости и габаритов электронной части термостата предлагается использовать «гибридный» метод термостабилизации, т. е. в качестве основного элемента, осуществляющего сравнение опорной температуры с заданной, использовать высокоточный и стабильный компаратор, а совместно с ним применять дешевый АЦП и аналоговый коммутатор, встроенный в микроконтроллер, осуществляющий все остальные функции управления. В этом случае в алгоритме управления термостатом во время режима стабилизации используются только данные от прецизионного компаратора и данные замера времени. Данные же, поступающие с АЦП, используются только для приблизительной оценки точности термостабилизации и для калибровки, и в этом случае погрешность АЦП в 1—5% не играет существенной роли.

Основным достоинством термостата такого типа является использование алгоритма, адаптирующегося к работе термостата. С каждой итерацией «перенагрев—переохлаждение» режим работы нагревателя изменяется таким образом, чтобы цикл становился

все более длительным и равномерным (время нахождения термостата в состоянии перенагрева и переохлаждения должно быть как можно более равным). Как следствие, температура стабилизируется более точно.

Основу алгоритма составляют следующие положения:

— при расчете параметров нагрева и охлаждения алгоритм должен учитывать несоответствие динамики нагрева динамике охлаждения. Так как при работе термостат взаимодействует с внешней средой посредством конвективного теплообмена, то количество тепла, передаваемое в процессе конвективного теплообмена, определяется законом Ньютона—Рихмана. При этом интенсивность теплоотдачи зависит от вида конвекции, условий движения газа и его физических свойств, формы и размеров теплоотдающей поверхности. В случае регулярного режима охлаждения [6, с. 164] (нагрева) для двух произвольных моментов времени  $(\ln\theta_1 - \ln\theta_2)/(\tau_2 - \tau_1) = \text{const}$  (где  $\tau$  — время,  $\theta$  — избыточная температура);

— алгоритм должен обеспечивать вычисление требуемой мощности нагревателя с учетом времени распространения тепла по объему термостата;

— алгоритм должен адаптироваться к работе термостата, чтобы обеспечить максимально возможную стабилизацию температуры.

Структурная схема предлагаемого термостата изображена на рис. 1. Сигнал от термодатчика внешней температуры 5 через операционный усилитель (ОУ) 7 подается на аналоговый коммутатор 11. Сигнал от термодатчика 2, закрепленного на термостабилизируемом теле 3, подается на прецизионный компаратор 8, который сравнивает сигнал термодатчика с опорным сигналом от источника опорного напряжения 6. Результат сравнения попадает на микроконтроллер для дальнейшего анализа.

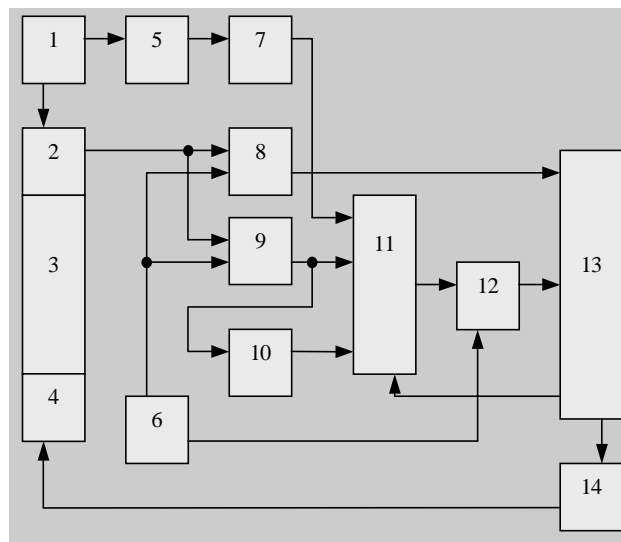


Рис. 1. Структурная схема термостата:

1 — источники стабильного тока; 2 — термоэлемент термостабилизируемого тела; 3 — термостабилизируемое тело; 4 — нагреватель; 5 — термоэлемент контроля внешней температуры; 6 — источник опорного напряжения; 7, 9, 10 — операционные усилители; 8 — прецизионный компаратор; 11 — коммутатор; 12 — аналого-цифровой преобразователь; 13 — микроконтроллер; 14 — усилитель мощности

Помимо компаратора, сигнал с термодатчика поступает на ОУ 9, усиливающий сигнал до уровня, обеспечивающего замер абсолютной температуры с точностью  $\pm 0,1^\circ\text{C}$ . Кроме того, чтобы обеспечить относительное измерение температуры с дискретностью  $0,00025^\circ\text{C}$  в диапазоне  $0,2^\circ\text{C}$ , сигнал усиливается ОУ 10. Сигналы с обоих ОУ поступают на коммутатор 11, затем под управлением микроконтроллера производится поочередное коммутирование входных сигналов с последующим кодированием их на 10-разрядном низкоскоростном АЦП 12.

Данные из АЦП поступают в микроконтроллер 13. На основании полученных и накопленных данных с использованием заложенного в микроконтроллер алгоритма последний вырабатывает широтно-импульсно-модулированный сигнал управления нагревателем, который через усилитель мощности 14 попадает на нагреватель 4. Управление нагревателем происходит при помощи широтно-импульсной модуляции с частотой 500—1000 Гц.

Следует отметить, что поскольку не требуется большая точность и линейность АЦП и коммутатора, можно использовать в схеме микроконтроллер, в состав которого уже входит АЦП и коммутатор, например микроконтроллеры фирмы Atmel AT90S4433, ATMega103, ATMega603 и др. Однако необходимо иметь в виду, что термодатчики, компаратор, источник постоянного тока и опорного напряжения должны обладать высокой временной и температурной стабильностью и не зависеть от изменения напряжения питания.

Укрупненно, на уровне подпрограмм, алгоритм работы термостата выглядит следующим образом (см. рис. 2).

1) При включении термостата на нагреватель подается напряжение (рис. 2, 1) и происходит начальный разогрев термостата на  $1\text{--}2^\circ\text{C}$  (рис. 2, 2).

2) На нагреватель продолжает подаваться напряжение, температура измеряется с точностью до  $0,1^\circ\text{C}$ , фиксируется время, за которое происходит нагрев термостата на  $3^\circ\text{C}$  (рис. 2, 3).

3) Снимается напряжение с нагревателя, делается пауза до момента начала остывания термостата на  $0,1\text{--}0,2^\circ\text{C}$  (рис. 2, 4).

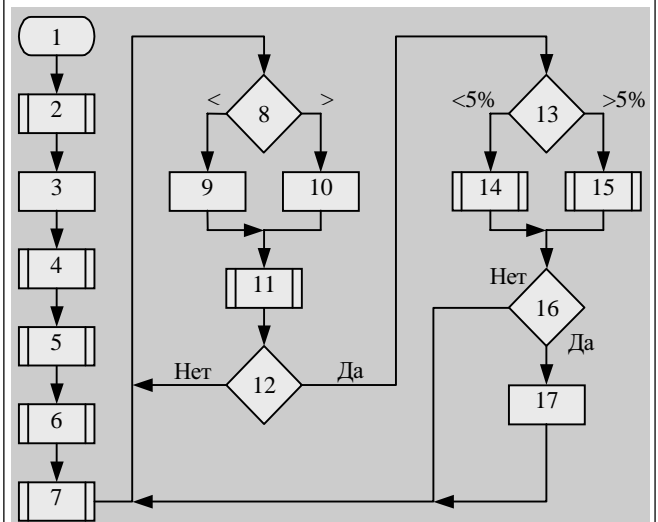


Рис. 2. Алгоритм работы термостата

4) Фиксируется время, за которое термостат остынет на  $3^{\circ}\text{C}$  (рис. 2, 5).

5) Одновременно с нагревом и охлаждением замеряется температура среды, окружающей термостат, с точностью до  $0,1^{\circ}\text{C}$ .

6) На термостат подается напряжение и производится быстрый нагрев до рабочей температуры (рис. 2, 6). Во избежание перегрева, заранее, не достигая заданной температуры на  $0,1^{\circ}\text{C}$ , с нагревателя снимается напряжение и микропроцессор переводится в режим стабилизации температуры.

7) На основе калибровочной информации о мощности нагревателя (пп. 2, 5) и поверхности, через которую термостат отдает тепло в окружающую среду, (пп. 4, 5) вычисляется доля мощности, которую нужно подавать на нагреватель относительно максимальной (рис. 2, 7). Этот коэффициент обратно пропорционален отношению времени нагрева (п. 2) к времени остывания (п. 4).

8) Задаются начальные значения процента мощности нагрева и остывания относительно рассчитанной в п. 7, равные 105% и 95%, соответственно. Например, если рассчитано, что мощность нагрева (скважность импульсов, подаваемых на нагреватель) должна составлять 1,210, то для нагрева на нагреватель должна подаваться мощность  $1,210 \cdot 105\% = 1,270$ , а для остывания —  $1,210 \cdot 95\% = 1,150$ .

9) Проверка сигнала от компаратора (температура меньше или больше заданной), микропроцессор выдает соответствующий сигнал управления на нагреватель (рис. 2, 8, 9, 10).

10) Одновременно процессор все время производит замер времени, в течение которого сигнал от компаратора находится в состоянии логических «1» и «0» (рис. 2, 11, 12). Если время отличается более чем на 3—5% (13), то производится коррекция значения мощности нагрева или охлаждения — чтобы время перегрева и недогрева стало одинаковым (15).

11) В случае если это время (п. 10) одинаково, производится приближение мощности нагрева и охлаждения к их среднему значению на 10% (рис. 2, 14). Например, если мощность нагрева составляет 1,275, а охлаждения — 1,198, и среднее значение — 1,2365, то 10% приближения составят  $(1,2365 - 1,198) \cdot 10\% = 0,004$ . Следовательно, мощность нагрева составит 1,271, а охлаждения — 1,202. Одновременно необходимо следить за тем, чтобы оба значения не приближались друг к другу более чем на 2 единицы младшего учитываемого разряда. В данном случае они должны отличаться на 0,002 единицы (14).

12) Коэффициенты мощности корректируются также на основе данных, получаемых от термодатчика, измеряющего температуру воздуха рядом с термостатом (рис. 2, 15).

13) Во время каждой итерации приближения мощности нагрева к мощности остывания следует контролировать сигнал, поступающий от дополнительного ОУ, чтобы определить степень стабилизации температуры, а также проверить, не ухудшилось ли это значение относительно предыдущего замера (рис. 2, 16). Ухудшение стабилизации может произойти, если вдруг резко изменится температура окружающей сре-

ды или в случае каких либо других неучтенных факторов. Тогда следует расширить диапазон между мощностью нагрева и охлаждения на 50% (рис. 2, 17) — таким образом, как это делалось в п. 11.

14) Сигнал переключения с пониженной мощности на повышенную вырабатывается процессором с опережением во времени относительно предыдущей итерации на 25%.

15) Процессор повторяет описанные выше действия начиная с п. 9.

При каждом уменьшении диапазона между долями мощности нагрева и остывания термостата существует опасность просчета доли подводимой мощности, особенно в случае изменения внешних условий. Поэтому для сужения этого диапазона выбрано значение 10%. В случае если температура внешней среды изменяется быстрее, чем процессор успеет ее учесть, или результаты расчета коэффициента коррекции доли мощности нагрева и охлаждения окажутся не точны, точность стабилизации будет понижаться на 50% на каждый цикл нагрева-охлаждения. Точность стабилизации температуры будет понижаться до тех пор, пока ошибка вычисления коэффициентов доли мощности нагрева и охлаждения не станет меньше самого диапазона этих коэффициентов, после чего диапазон коэффициентов снова начнет сужаться.

На основе данного алгоритма было разработано устройство управления термостатом (см. рис. 1). В качестве управляющего микроконтроллера был выбран микроконтроллер фирмы Atmel AT90S4433, содержащий в своем составе 10-разрядный АЦП, аппаратное устройство широтно-импульсной модуляции, аналоговый коммутатор на 6 входов, ОЗУ, ПЗУ (Flash и EEPROM). Производительность его составляет 8 млн. оп./с при цене менее 7 дол. США. В качестве аналогового компаратора использовался прецизионный ОУ 140УД24, термодатчик полупроводникового типа К1019ЕМ1, в качестве источника опорного напряжения — стабилизатор КС191Ф (стабильность  $0,0005 \text{ В}\cdot\% / ^{\circ}\text{C}$ ). Габариты управляющего модуля составили  $80 \times 50 \times 15 \text{ мм}$ . Потребление тока (без учета нагревателя) — менее 15 мА. Выходная мощность каскада составляет 15 Вт (12 В, 1,25 А).

Организованный внешний интерфейс позволяет выводить на индикатор или персональный компьютер значение температурной стабильности, а также текущую абсолютную и относительную температуру.

Управляющее устройство было испытано в термостате, имеющем следующие характеристики:

- мощность нагревательного элемента (из нихромовой нити) — 3 Вт;
- термостабилизируемое тело — медь,  $6,75 \text{ см}^3$  ( $30 \times 15 \times 15 \text{ мм}$ );
- расположение нагревателя и термодатчика — на противоположных сторонах термостабилизируемого тела.

На рис. 3 показаны режимы работы термостата. Время выхода на режим составляет менее 10—15 мин при точности стабилизации температуры  $0,001^{\circ}\text{C}$ . Точность стабилизации определялась по выходу ОУ 10 (рис. 1) при помощи осциллографа и данных от АЦП. Изменение температуры на термостабилизиру-

## ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ АППАРАТУРЫ

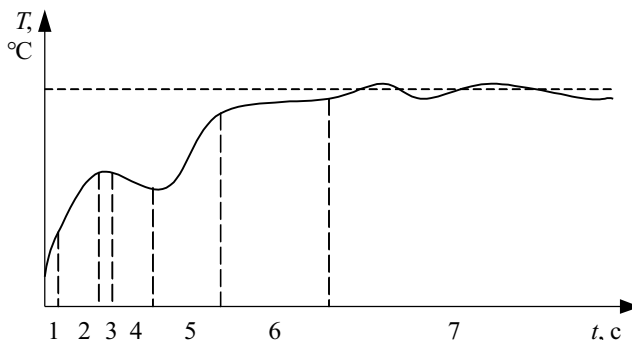


Рис. 3. Режим работы термостата:

1 — начальный нагрев; 2 — калибровочный нагрев; 3 — начало остывания; 4 — калибровочное остывание; 5 — быстрый нагрев до температуры стабилизации ( $0,1^\circ\text{C}$ ); 6 — выход на рабочий режим; 7 — режим стабилизации

емом теле на  $0,1^\circ\text{C}$  соответствует изменению напряжения на выходе ОУ на 2,5 В. При выходе термостата на режим изменение напряжения на выходе ОУ составляло не более 2,5 мВ, что соответствует изменению данных на АЦП в пределах 5 уровней квантования.

Измерения проводились в закрытом отапливаемом помещении при температуре от 15 до  $21^\circ\text{C}$ , при этом

термостабилизируемое тело было защищено от прямого воздействия окружающего воздуха.

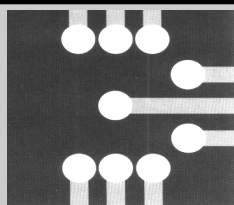
\*\*\*

Таким образом, отличающие предложенный алгоритм свойства автоматического приспособления ко многим типам термостатов, автоматического приближения к наилучшим показателям стабильности температуры без использования высокоточного АЦП позволяют считать его перспективным для создания высокоточных термостатов.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Зигель Р., Хауэл Дж. Теплообмен излучением.— М.: Мир, 1975.
2. Герашенко О. А., Гордов А. Н., Еремина А. К. Температурные измерения. Справочник.— К.: Наукова думка, 1989.
3. Левченко В. И., Клименко В. П., Система термостагирования опорных спаев // Приборы и техника эксперимента.— 1995.— № 6.— С. 164—167.
4. Скаржинюк Ф. К. Точный регулятор-стабилизатор температуры // Там же.— 1985.— № 3.— С. 208—210.
5. Замрий В. Н., Роганов А. Б., Сиротин А. П. Прецизионный регулятор температуры со встроенным микропроцессором // Там же.— 1991.— № 2.— С. 229.
6. Погорелов А. И. Тепломассообмен (Основы теории и расчета).— Одесса: Черноморье, 1999.

## ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ



5–7 октября  
2004

вторая  
международная  
выставка

**ЭЛЕКТРОНИКА**  
КОМПОНЕНТЫ • ОБОРУДОВАНИЕ • ТЕХНОЛОГИИ

РОССИЯ, МОСКВА  
ЦЕНТРАЛЬНЫЙ ДОМ ХУДОЖНИКА



Организатор выставки  
компания "ЧипЭкспо"  
Россия, 111141, Москва  
ул. Перовская 19/2, стр. 3  
тел/факс: (095) 368-1039  
e-mail: info@chipexpo.ru  
http://www.chipexpo.ru

Д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ, к. ф.-м. н. В. Г. ОХРЕМ

Украина, г. Черновцы, Институт термоэлектричества  
E-mail: anatyshuk@ite.cv.ua

Дата поступления в редакцию  
20.10 2003 г.

Оппонент д. т. н. А. А. ДРУЖИНИН  
(НУ "Львовская политехника")

## РАДИАЦИОННЫЙ АНИЗОТРОПНЫЙ ОПТИКОТЕРМОЭЛЕМЕНТ С БОКОВЫМ ТЕРМОСТАТИРОВАНИЕМ

*Предложены выражения для расчета характеристик и конструкция приемника, не искажающего амплитудно-фазовые характеристики проходящего лучистого потока.*

В настоящее время для регистрации лучистых потоков используются анизотропные оптикотермоэлементы (АОТ) [1—3]. На их основе созданы приемники лучистой энергии проходящего типа, содержащие оптически прозрачные теплоотводы, к которым с помощью клеевой диэлектрической прослойки прикреплена АОТ [4—7]. Такой теплоотвод, обеспечивая надежный съем отработанного в термоэлементе тепла, приводит, тем не менее, к значительному искажению амплитудно-фазовых характеристик проходящего лучистого потока, ограничивая тем самым энергетические и временные характеристики приемников. Поэтому задача создания такой конструкции приемника, которая была бы лишена указанных недостатков, является актуальной.

В настоящей статье предлагается конструкция радиационного приемника лучистой энергии на основе АОТ с боковым теплообменом и приведены его основные характеристики.

Рассмотрим АОТ, который выполнен из оптически прозрачного в заданном спектре частот термоэлектрически-анизотропного материала в виде круглого цилиндра радиусом  $a$  и высотой  $b$  с термостатированной при температуре  $T_0$  боковой поверхностью (рис. 1). Кристаллографические оси с максимальной и минимальной термо-эдс расположены в плоскости  $(x, y)$ . Направление кристаллографической оси (на рис. 1 показано штриховкой) выбирается так, чтобы величина поперечной термо-эдс была максимальной [7].

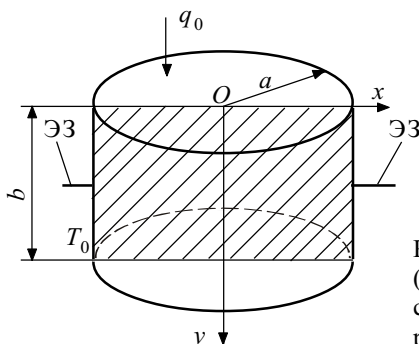


Рис. 1. Схема АОТ (ЭЗ — электрические зонды для измерения термо-эдс)

Пренебрегая отражением падающего монохроматического лучистого потока  $q_0$  на границах АОТ ( $y=0$  и  $y=b$ ), представим обобщенное уравнение теплопроводности с учетом закона Бугера—Ламберта в следующем виде:

$$\frac{d^2T}{dx^2} + \frac{d^2T}{dy^2} + \frac{q_0\gamma}{\chi} e^{-\gamma y} = 0, \quad (1)$$

где  $\chi, \gamma$  — коэффициенты теплопроводности и поглощения, соответственно, которые считаются постоянными.

Это уравнение справедливо для любого сечения  $(x, y)$ , поскольку  $\chi$  изотропно. В такой постановке изотермические линии для каждой из плоскостей  $y=\text{const}$  — концентрические окружности. Третий член в (1) отражает наличие источника тепла [1, 2].

Уравнение (1) необходимо рассматривать совместно с граничными условиями

$$T(-a, y) = T(a, y) = T_0; \quad (2)$$

$$\frac{dT(x, 0)}{dy} = \frac{dT(x, b)}{dy} = 0. \quad (3)$$

Условия (3) вытекают из требований непрерывности теплового потока на границах ( $y=0$  и  $y=b$ ).

Запишем решение уравнения (1) в виде разложения в ряд Фурье:

$$T(x, y) = T_0 + f_0(x) + \sum_{n=1}^{\infty} f_n(x) \cos(\delta_n y), \quad (4)$$

где  $\delta_n = n\pi/b, f_0$  — нулевой член разложения.

Подставив (4) в (1), получим:

$$f_0''(x) + C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (f_n''(x) - \delta_n^2 f_n(x) + C_n) \cos(\delta_n y) = 0, \quad (5)$$

где  $C_0, C_n$  — коэффициенты разложения в ряд Фурье по косинусам функции  $(q_0\gamma/\chi)\exp(-\gamma y)$ , которые имеют вид:

$$C_0 = \frac{2q_0}{\gamma b} (1 - e^{-\gamma b});$$

$$C_n = \frac{2q_0\gamma}{\chi b} \frac{1}{\gamma^2 + \delta_n^2} [\gamma - e^{-\gamma b} (\gamma \cos(\delta_n b) - \delta_n \sin(\delta_n b))], \quad n \geq 1.$$

Выберем  $f_0(x)$  и  $f_n(x)$  так (см. (5)):

$$f_0''(x) + C_0 = 0;$$

$$f_n''(x) - \delta_n^2 f_n(x) + C_n = 0.$$

Материал	Область оптического пропускания, $\lambda$ , мкм	Коэффициент оптического поглощения, $\gamma$ , см <sup>-1</sup>	Коэффициент поперечной термо-эдс, $\Delta\alpha$ , мкВ/К	Коэффициент теплопроводности, $\chi$ , Вт/(см·К)	Коэффициент электропроводности, $\sigma$ , (Ом·см) <sup>-1</sup>
CdSb	2,6—40,0	0,1—0,3	100—300	$1,5 \cdot 10^{-2}$	0,3
ZnSb	2,4—27,0	0,4—0,8	100—200	$1,1 \cdot 10^{-2}$	1,5
CdAs <sub>2</sub>	1,25—16,0	0,5—1,0	250—450	$3 \cdot 10^{-2}$	0,03
ZnAs <sub>2</sub>	1,36—21,0	0,8—1,2	180—360	$6 \cdot 10^{-2}$	0,01
CdS	0,5—18,0	0,2—0,8	120—220	$2 \cdot 10^{-1}$	0,6

Из этих двух уравнений получим

$$\bar{f}_n(x) = \frac{C_n}{\delta_n^2} + A_n e^{\delta_n x} + B_n e^{-\delta_n x}; \quad (6)$$

$$\bar{f}_0(x) = -\frac{1}{2} C_0 x^2 + Gx + F, \quad (7)$$

где  $A_n, B_n, G, F$  — постоянные интегрирования.

Используя граничные условия (2) и выражения (4), (6), (7), запишем:

$$\frac{C_n}{\delta_n^2} + A_n e^{\delta_n a} + B_n e^{-\delta_n a} = 0;$$

$$\frac{C_n}{\delta_n^2} + A_n e^{-\delta_n a} + B_n e^{\delta_n a} = 0;$$

$$-\frac{1}{2} C_0 a^2 - Ga + F = 0;$$

$$-\frac{1}{2} C_0 a^2 + Ga + F = 0.$$

Из первых двух уравнений найдем:

$$A_n = B_n = -\frac{C_n}{\delta_n^2} \frac{1}{2\text{ch}(\delta_n a)},$$

из последних двух —

$$G=0, F=C_0 a^2/2.$$

Таким образом, распределение температуры будет следующим:

$$T(x, y) = T_0 + \frac{1}{2} C_0 (a^2 - x^2) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_n}{\delta_n^2} \frac{\text{ch}(\delta_n a) - \text{ch}(\delta_n x)}{\text{ch}(\delta_n a)} \cos(\delta_n y).$$

Разность потенциалов между точками с координатами  $(a, b/2)$  и  $(-a, b/2)$  (зонды на рис. 1) составляет величину

$$\Delta\phi = 2\alpha_{12} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_n}{\delta_n^2} \left( \delta_n a - \frac{\text{sh}(\delta_n a)}{\text{ch}(\delta_n a)} \right) \sin \frac{\delta_n b}{2}.$$

Здесь  $\alpha_{12}$  — коэффициент термо-эдс.

Подставив вместо  $C_n$  и  $\delta_n$  их значения, запишем:

$$\Delta\phi = \frac{4\alpha_{12} q_0 \gamma^2 b^2}{\pi^2 \chi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n e^{-\gamma b}}{n^2 (\pi^2 + b^2 \gamma^2)} \frac{\pi a \text{ch} \frac{\pi a}{b} - b \text{sh} \frac{\pi a}{b}}{\text{ch} \frac{\pi a}{b}} \sin \frac{\pi b}{2}.$$

Разность потенциалов  $\Delta\phi$  представляет собой термо-эдс, которая обусловлена наличием лучистого теплового потока.

В случае использования рассматриваемого АОТ в качестве датчика приемника проходящей мощности при условиях  $a > b, \gamma b \ll 1$  с большой точностью можно записать, что

$$\Delta\phi = \frac{8}{\pi} \frac{\alpha_{12}}{\chi} q_0 a (\gamma b)^2.$$

Теперь можем записать выражения для расчета характеристик данного приемника:

— вольт-ваттная чувствительность

$$S = 8 \cdot 10^{-2} \alpha_{12} \gamma^2 b^2 (\chi a)^{-1};$$

— мощность эквивалентного шума

$$MЭШ = 2,5 \cdot 10^{-2} \chi a (\alpha_{12} \gamma)^{-1} (k_0 T \sigma b);$$

— постоянная времени

$$\tau = 4a^2 (\pi a_0)^{-1};$$

— максимальная плотность контролируемой энергии

$$q_{\max} = 2\Delta T \chi (\gamma a^2)^{-1}.$$

В приведенных выражениях  $k_0$  — постоянная Стефана—Больцмана;  $\Delta T, a_0, \sigma$  — допустимая температура перегрева, коэффициенты температуропроводности и электропроводности материала АОТ, соответственно.

В таблице приведены параметры оптически прозрачных материалов, обладающих анизотропией коэффициента термо-эдс при температуре 300 К [4].

На основе этих материалов созданы различные конструкции стабильных во времени анизотропных термоэлектрических приемников проходящего типа с

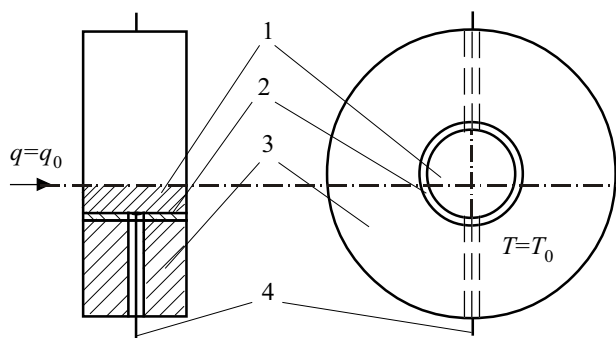


Рис. 2. Приемник теплового излучения на основе АОТ с боковым теплоотводом:

1 — АОТ; 2 — теплопроводящее электроизоляционное кольцо; 3 — термостат; 4 — электровыводы

вольт-ваттной чувствительностью  $S=10^{-6}...10^{-3} \text{ В/Вт}$ , рабочей площадью  $0,1—5,0 \text{ см}^2$  при максимальном значении плотности регистрируемой энергии  $q_{\text{max}}=10^{-3}...10^1 \text{ Вт/см}^2$  в широком спектральном диапазоне. Один из вариантов конструкции показан на **рис. 2**. Такой приемник не искажает амплитудно-фазовые характеристики лучистого потока и позволяет одновременно использовать их в качестве фильтра, выходного окна, а при необходимости — в качестве полупрозрачных зеркал оптических резонаторов.

## ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ащеулов А. А., Кондратенко В. М., Пилявский Ю. Б., Раренко И. М. Эдс анизотропного термоэлемента в режиме проходной мощности // УФЖ.— 1984.— Т. 29, № 9.— С. 1427—1429.
2. Ащеулов А. А., Кондратенко В. М., Пилявский Ю. Б., Раренко И. М. Эдс анизотропного термоэлемента в режиме оптического пропускания // ФТП.— 1984.— Т. 18, вып. 7.— С. 1330—1331.

3. Ащеулов А. А., Гуцул И. В., Раренко И. М. Анизотропный термоэлемент внутреннего оптического отражения // УФЖ.— 1993.— Т. 38, № 6.— С. 923—927.

4. Ащеулов А. А. Анизотропный радиационный термоэлемент для измерений проходной мощности // Оптико-механическая промышленность.— 1989.— № 12.— С. 48—49.

5. Ащеулов А. А., Гуцул И. В., Раренко И. М. Анизотропный радиационный термоэлемент, действующий в режиме внутреннего отражения // Оптический журнал.— 1993.— № 4.— С. 78—79.

6. Гуцул И. В., Ащеулов А. А., Гуцул В. И. Електроорушійна сила і вольт-ватна чутливість анізотропного оптикотермоелемента при опроміненні бокової грані // Наук. вісник Чернівецького університету.— 2002.— Вип. 132.— С. 70—73.

7. Гуцул І. В., Ащеулов А. А., Гуцул В. І. Особливості розподілу температури, термоелектрорушійної сили і вольт-ватної чутливості анізотропного термоелемента // УФЖ.— 2003.— Т. 48, № 3.— С. 238—243.

## ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

R L N S 2 0 0 4



## ЮБИЛЕЙНАЯ

## 10-я МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

# РАДИОЛОКАЦИЯ НАВИГАЦИЯ СВЯЗЬ

Общие проблемы передачи и обработки информации.  
Цифровая обработка сигналов.  
Системы радиосвязи и передачи дискретных сообщений.  
Мобильная связь.  
Передача изображений.  
Радиолокация.  
Навигация.  
Морская локация и навигация. Гидроакустика.  
Методы обработки радиолокационных и навигационных сигналов.  
Авиационно-космические радиоэлектронные системы.

Оптические системы и устройства.  
Электродинамика, распространение радиоволн, антенны.  
Техника СВЧ.  
Электромагнитная совместимость.  
Радиоэлектронная разведка и радиоэлектронное подавление.  
Радиотехнические устройства.  
Электроника.  
Современные материалы в радиоэлектронике.  
Прикладная радиоэлектроника в медицине.  
Радиотехнические методы в исследованиях и контроле.

13—15 апреля 2004 г.

Воронеж  
РОССИЯ

Osipov@vnicom.comch.ru  
rlnc@comch.ru

К. т. н. Б. А. ДЕМЬЯНЧУК

Украина, Одесский национальный университет им. И. И. Мечникова  
E-mail: p-e@tm.odessa.ua

Дата поступления в редакцию  
04.08 2003 г.

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

## КОРРЕКЦИЯ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ ФЕРРИТОПОЛНЕННЫХ КОМПОЗИТОВ ПУТЕМ СВЧ-ВОЗДЕЙСТВИЯ

*Предлагается отверждение композитов в СВЧ-поле. Снижение порога перколяции улучшает их наполняемость без потери прочности.*

Получение качественных полимерных покрытий с заданными радиофизическими свойствами, как правило, связано с проблемой длительности процесса их отверждения. Более того, степень полимеризации (объемная доля образованной полимерной сетки), обычно не превышающая 85%, оказывается недостаточной даже при многочасовом конвективном нагреве [1].

Из-за большой доли (в составе покрытия) реакционноспособных областей такое покрытие, как правило, недолговечно. Под воздействием влаги и кислорода воздуха в процессе эксплуатации оно корродирует и растрескивается.

Если же нагрев является объемным, например, с помощью энергии высокочастотного электромагнитного поля, результат существенно улучшается. Скорость отверждения возрастает в десятки раз, а доля реакционноспособных областей покрытия уменьшается в три раза и более.

Однако при отработке технологии изготовления покрытий либо формованных материалов с заданными электродинамическими свойствами (например, токопроводящих, экранирующих или радиозащитных), наполняемых электропроводящими порошкообразными смесями, прочность полимерной сетки существенно уменьшается, особенно при попытках значительного (50—70%-ного) увеличения концентрации наполнителя.

Способ достижения требуемого уровня удельной электропроводности саженарполненных полиэтиленов при одновременном уменьшении концентрации наполнителя путем электростатического воздействия на отверждаемую смесь предложен в [2].

Целью данной статьи является обсуждение физической сущности и технологических особенностей применения способа микроволнового воздействия на отверждаемую смесь ферромагнетика и связующего. Эффективность этого воздействия зависит от рационального сочетания трех параметров: напряженности поля, его частоты и температуры микроволнового нагрева композиции. Предлагаемые ниже приемы отыскания этого сочетания являются эффективной альтернативой методу проб и ошибок.

В ситуации, когда в качестве наполнителя необходимо применение высокодисперсных ферромагнитных материалов (например, сложных оксидов переходных металлов с полупроводниковой проводимостью) в смеси с термостойкими полимерами (например, кремнийорганическими, эпокси-диановыми или полиимидными связующими) более целесообразно воздействие на отверждаемую композиционную смесь электромагнитным полем сверхвысокой частоты. Объемный нагрев даже толстослойного покрытия на частоте этого диапазона за счет высоких диссипирующих свойств наполнителя приводит к более интенсивному контактированию токопроводящих частиц и, как следствие, к заметному уменьшению перколяционного порогового уровня концентрации наполнителя.

Микродиполи и магнитные домены частиц наполнителя, а также микродиполи полимерных звеньев, ориентирующиеся в направлении переменного поля и имеющие релаксационные свойства, диссипируют энергию электромагнитного поля, превращают ее в тепловую энергию внутреннего нагрева отверждаемой композиции и увеличивают степень полимеризации.

Здесь важно подчеркнуть принципиальную необходимость применения для рассматриваемых целей равномерного микроволнового нагрева, а именно, недопустимость локальных перегревов и недогревов в объеме материала смеси, которые присущи микроволновым резонансным камерам традиционной конструкции из-за "стоячих" волн в объеме их рабочей камеры [3, 4]. В качестве альтернативы здесь необходимо либо щадящее воздействие на отверждаемую смесь в традиционной камере, либо применение новых камер нерезонансного типа [5, 6].

Равномерный по объему одновременный микроволновой нагрев отверждаемой среды (композиции) ускоряет реакцию образования более качественной сетчатой полимерной структуры за счет уменьшения доли низкомолекулярных фракций. При этом за счет влияния поля заданной частоты достигается более высокая электропроводность и магнитопроводимость отверждаемой композиции при существенно меньшей концентрации наполнителя: изменение условий образования кластеров полимерной смеси приводит к снижению порога перколяции системы более чем в два раза (в зависимости от состава композиции) при одновременном сохранении ее механической прочности и обеспечении эксплуатационной долговечности.

Учитывая, что при этом существенную роль играют несколько параметров управляющего воздействия на систему, а именно, напряженность электромагнитного поля  $E$ , его частота  $f$  и температура нагрева смеси  $T$ , задача далее сводится к отысканию наилучшего сочетания этих частных показателей воздействия, направленного на уменьшение требуемого уровня концентрации дисперсного ферромагнитного наполнителя  $q$ .

Ориентиром для определения соответствующего уровня концентрации наполнителя, который является порогом перколяции смеси, может служить наибольшее значение скорости роста удельной электропроводности  $\sigma$  отвержденного материала композиции при изменении концентрации наполнителя и значений параметра конкретного воздействия на отверждаемую смесь. Естественно, механическая прочность полученной таким образом композиционной системы должна оставаться на уровне не ниже заданного, например, в виде степени отверждения композиции  $\gamma$ , обычно задаваемой  $\gamma_0 \approx 0,95$ .

Согласованный выбор компромиссного уровня концентрации наполнителя  $q^*$  при ограничении

$$\gamma[E(q^*), f(q^*), T(q^*)] \geq \gamma_0$$

базируется на применении принципа “гибкого приоритета” и включает несколько приемов.

Вначале экспериментально устанавливаются зависимости  $\partial\sigma_E/\partial q$ ,  $\partial\sigma_f/\partial q$ ,  $\partial\sigma_T/\partial q$ , из которых находятся значения параметров  $q_E$ ,  $q_f$ ,  $q_T$  в виде (см. рисунок, где  $\sigma_m$  — проводимость наполнителя)

$$q_E \Leftrightarrow \max \frac{\partial\sigma_E}{\partial q}; \quad q_f \Leftrightarrow \max \frac{\partial\sigma_f}{\partial q}; \quad q_T \Leftrightarrow \max \frac{\partial\sigma_T}{\partial q}.$$

Эти концентрации определяются при следующих условиях согласованного поиска частных порогов перколяции композиции:

$$q = q(E) \text{ при } f = \frac{f_{\min} + f_{\max}}{2}; \quad T = \frac{T_{\min} + T_{\max}}{2}; \\ \Rightarrow q = q(E^*) = q_E;$$

$$q = q(f) \text{ при } E = E^*; \quad T = \frac{T_{\min} + T_{\max}}{2}; \Rightarrow q = q(f^*) = q_f; \quad (1)$$

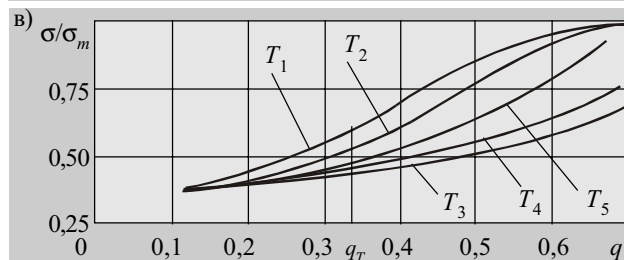
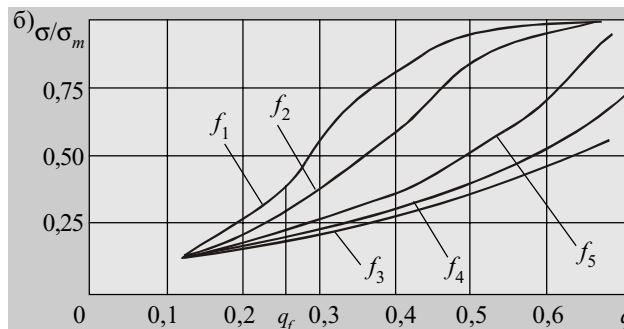
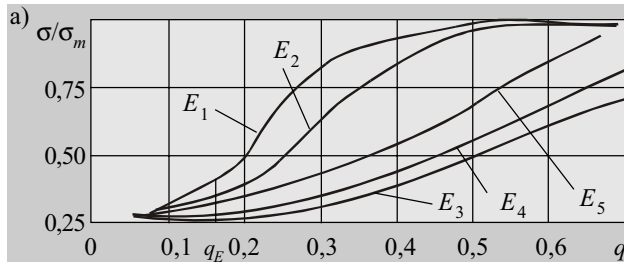
$$q = q(T) \text{ при } E = E^*; \quad f = f^*; \Rightarrow q = q(T^*) = q_T.$$

Далее составляется вектор приоритета  $V = (V_1, V_2, V_3)$ , компонентами которого являются бинарные соотношения весов важности  $\lambda_j$ ,  $j \in \{1, 2, 3\}$  частных концентраций (1), полученных при разных воздействиях (напряженности поля, частоты электромагнитных колебаний и температуры микроволнового нагрева). Эти отношения определяются степенью превосходства одного из рациональных значений уровня концентрации наполнителя над другими, полученными согласно (1).

Если в результате эксперимента установлено, что имеют место соотношения рациональных уровней концентрации в виде

$$q_E < q_f < q_T$$

то бинарные отношения весов важности  $\lambda_j$  (с учетом большей предпочтительности наименьшего уровня, в



Зависимости удельной электропроводности композиции от концентрации наполнителя при микроволновом воздействии в процессе отверждения:

а — при изменении напряженности поля; б — при изменении частоты; в — при изменении температуры нагрева

данном случае —  $q_E$ ), т. е. проекции вектора приоритетов, равняются

$$V_1 = \frac{\lambda_1}{\lambda_2}; \quad V_2 = \frac{\lambda_2}{\lambda_3}; \quad V_3 = \frac{\lambda_3}{\lambda_3} = 1; \quad \lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3. \quad (2)$$

Тогда компоненты вектора весовых коэффициентов  $\bar{\Lambda} = \bar{\Lambda}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$  для взвешенного учета значений уровней концентрации (1), связанные соотношениями

$$\begin{cases} 0 \leq \lambda_j \leq 1; & \forall j \in \{1, 2, 3\}; \\ \sum_{j=1}^3 \lambda_j = 1, \end{cases} \quad (3)$$

в процессе отыскания результирующего компромиссного уровня  $q^*$  являются функциями проекций вектора приоритета в следующем виде:

$$\lambda_j = \frac{\prod_{i=j}^3 V_i}{\sum_{j=1}^3 \prod_{i=j}^3 V_i}; \quad j = \overline{1, 3}. \quad (4)$$

В результате, согласно (2), получаем искомым согласованный (компромиссный) уровень концентрации

дисперсного ферромагнитного наполнителя, определяемый по формуле

$$q^* = q_T \lambda_1 + q_f \lambda_2 + q_E \lambda_3 = \frac{V_1 V_2 V_3 q_E + V_2 V_3 q_f + V_3 q_T}{V_1 V_2 V_3 + V_2 V_3 + V_3} \quad (5)$$

Обобщая результаты решения задачи согласованной коррекции электропроводности материала путем выбора предпочтительного уровня концентрации отбираемой полимерной композиции по трем параметрам управляющего воздействия, можно получить формулу, подобную (5), для случая коррекции свойств с помощью воздействия, характеризуемого производным числом  $n$  параметров воздействия.

Такая формула для компромиссного значения концентрации наполнителя имеет следующий вид:

$$q^* = \sum_{j=1}^n q_j \frac{\prod_{i=j}^n V_i}{\sum_{j=1}^n \prod_{i=j}^n V_i} \quad (6)$$

Таким образом, предложенная методика выбора рациональной концентрации наполнителя позволяет отдать наибольшее предпочтение уровню концентрации, минимальному из альтернативных. Методика также значительно сокращает время экспериментального отыскания приемлемого варианта за счет много-

кратного уменьшения размерности решаемой многокритериальной задачи.

\*\*\*

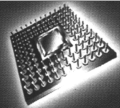
Предлагаемый способ увеличения электропроводности композитов оказывается эффективным не только при механическом смешении наполнителя со связующим, но и при применении полимеризационного, химически связанного, наполнения, предложенного акад. Н. С. Ениколоповым [7, с. 15].

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Штурман А. А., Черкашина А. Н. Ускоренное отверждение эпоксидных компаундов в поле ТВЧ // Пластические массы. Синтез. Свойства. Переработка. Применение.— 1987.— № 6.— С. 30—32.
2. Будтов В. П., Василенок Ю. И., Войтылов В. В., Трусов А. А. Влияние электрических и магнитных полей на перколяционные характеристики саженасыщенных полиэтиленов // Физика твердого тела.— 1989.— Т. 31, вып. 8.— С. 262—264.
3. Княжевская Г. С., Фирсова М. Г., Килькеев Р. Ш. Высокочастотный нагрев диэлектрических материалов.— Л.: Машиностроение, 1989.
4. Кингстон Г. М., Джесси Л. Б. Пробоподготовка в микроволновых печах.— М.: Мир, 1991.
5. Пат. 2126606 России. Установка для СВЧ-обработки диэлектрических материалов / Б. А. Демьянчук, В. Ю. Полищук.— 20.02. 99.
6. Пат. 34517 Украины. Спосіб мікрохвильового нагріву / Б. О. Дем'янюк, Б. Л. Бахчеван.— 15.03. 01.
7. Барашков Н. Н. Полимерные композиты: получение, свойства, применение.— М.: Наука, 1984.

Весь мир электронных компонентов ▶▶▶▶▶▶

**E·X·P·O**  
**ELECTRONICA**



экспоэлектроника

7-я МЕЖДУНАРОДНАЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ  
ВЫСТАВКА ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ  
И ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

[www.expoelectronica.ru](http://www.expoelectronica.ru)

**ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ**

18-21 мая  
2004

РОССИЯ, МОСКВА  
СК "ОЛИМПИЙСКИЙ"

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

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

Д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ, А. Х. ДУНАЕНКО, В. И. ПУНДИК,  
И. С. РОМАНЮК, к. ф.-м. н. В. Д. ФОТИЙ

Дата поступления в редакцию  
01.07 2003 г.

Оппоненты В. Б. ОРЛЕЦКИЙ  
(ЧО ИПМ НАНУ, г. Черновцы),  
В. Д. ЛЕМЗА (НИТИ "Темп", г. Одесса)

Украина, г. Черновцы, КТБ "Фотон-Кварц", ЦКБ "Ритм", ОАО "Кварц"  
E-mail: photon@argocom.cv.ua, photon@unicom.cv.ua

## ПОЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОКОММУТАЦИОННЫХ СЛОЕВ КЕРАМИЧЕСКИХ ТЕПЛОПЕРЕХОДОВ МЕТОДОМ ДЕТОНАЦИОННОГО НАПЫЛЕНИЯ

*Полученные электрокоммутационные слои характеризуются повышенной адгезией, малым электрическим контактным сопротивлением и удовлетворительной пористостью.*

Одним из наиболее узких мест в производстве термоэлектрических модулей Пельтье в настоящее время является технология получения электрокоммутационных слоев керамических теплопереходов [1]. Как известно, их металлизация, например теплопереходов из корундовой керамики ВК 94-1 (22ХС), чаще всего осуществляется с помощью паст на основе молибденового, марганцевого и стеклянного порошков и органической связки, отжигаемых в азотно-водородной смеси [2, 3]. Однако получаемые при этом слои характеризуются относительно слабой адгезией и малой механической прочностью.

Целью настоящей работы является исследование возможности создания таких слоев методом детонационного напыления. Особый интерес к этому методу [4] обусловлен возможностью создания высококачественных покрытий, характеризующихся, в частности, высокой прочностью сцепления с основой и малой пористостью по сравнению с покрытиями, полученными другими методами. Кроме того, химический и фазовый состав получаемых этим методом покрытий незначительно отличается от состава исходных порошковых материалов. Преимуществом этого метода является также то, что изделие не перегревается ( $T = 600$  К), т. е. не происходит изменения физико-механических свойств используемых материалов.

Для создания деталей и конструкций в некоторых случаях в электронике применяется псевдосплав на основе системы "молибден—медь" [5, 6], обладающий способностью качественно смачивать и заполнять поры. Такие материалы обычно спекают при температурах, превышающих температуру плавления низкотемпературной фазы. В случае, когда объемный состав жидкой фазы достаточно высокий (до 30% и более), уплотнение при спекании осуществляется по механизму жидкотекучести с определенной перегруппировкой. Это свойство системы "молибден—медь" и использовано в данной работе для пропитывания молибденсодержащей подложки медью и получения медьмолибденового псевдосплава необходимого состава на поверхности керамического теплоперехода.

Операция смачивания молибдена жидкой медью осуществляется в среде водорода. Температурная зависи-

мость скорости уплотнения при жидкофазном спекании, как правило, определяется температурой краевого угла смачивания при угле  $\theta = 0^\circ$ , наблюдаемого при  $T = 1620$  К. Проведенные исследования показывают, что в условиях жидкофазного спекания при указанной температуре практически все поры заполняются медью.

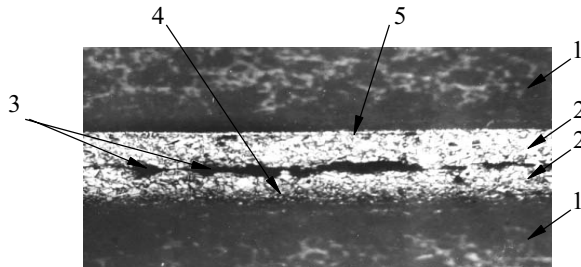
Отработка данной технологии в нашем случае осуществлялась на установке «Перун». Схематически процесс детонационного нанесения покрытия (ДНП) представляется следующим образом: закрытый с одной стороны ствол детонационной установки заполняют взрывчаткой (например, пропан-бутаново-кислородной смесью) и необходимым количеством медного порошка. Вокруг дульного среза ствола располагают керамические подложки. После этого инициируют взрыв газовой смеси электрическим током. Высокотемпературный газовый поток продуктов детонации с большой скоростью выделяется из ствола, вызывая нагревание и ускорение частиц напыляемого порошка материала. Вследствие последующего ударного взаимодействия частиц с подложкой происходит их закрепление, т. е. формирование слоя детонационного покрытия.

Как известно, детонация — это процесс химического преобразования взрывного вещества при распространении в нем детонационной волны с максимально возможной для данных условий скоростью, которая превышает скорость звука в данном веществе. Выделение тепла, которым сопровождается реакция, вызывает нагревание (до 3000—5300 К) и расширение газообразных продуктов детонации, вследствие чего они под давлением, которое достигает величины  $(15 \dots 30) \cdot 10^5$  Па, вытекают из ствола. Нагревание напыляемого порошка происходит вследствие конвективного теплообмена между частицами и высокотемпературным газовым потоком, а также обмена излучением.

Закрепление частичек порошка на подложке происходит вследствие возникновения между контактирующими материалами разного рода связей. В частности, оно объясняется возникновением диффузных зон на границе детонационного покрытия с подложками. Такие зоны при ДНП получают значительно быстрее, чем в условиях отжига, в связи с активизацией процессов диффузии большим импульсным давлением, которое возникает при ударе частичек о подложку. Особенностью этого процесса является его малое время. Так, детонация взрывной смеси, заполняющей ствол, завершается приблизительно через  $0,5 \cdot 10^{-2}$  с после ее инициирования; продолжительность динамического и теплового влияния газового потока на порошок обычно не превышает  $3 \cdot 10^{-3}$  с; время ударной деформации напыляемых частичек в момент формирования покрытия составляет  $10^{-7}$  с.

После напыления пластины подвергались отжигу при температуре 1300 К в среде водорода.

Исследования медного слоя, нанесенного на керамические пластины, проводились на отожженном и неотоженном образцах (см. рисунок). Для сохранения медного слоя эти образцы были зажаты в струбцине слоями друг к другу.



Вид медного слоя, нанесенного на керамические пластины с молибденовым покрытием (×105):

1 — слой керамики; 2 — слой меди; 3 — граница раздела между слоями меди; 4 — граница слоев меди и керамики (образец отожженный); 5 — граница слоев меди и керамики (образец неотоженный)

В результате исследования установлено, что полученные медные слои плотные, микроструктура зернистая, величина зерен соответствует № 9 шкалы ГОСТ 21073.1—75. На более четкой поверхности первого образца просматривается тонкая (0,005 мм) светлая, более блестящая полоса с молибденосодержащей пленкой.

Вследствие того, что температура плавления меди существенно ниже температуры полного смачивания молибдена медью, режим нагревания осуществляется в две стадии:

- нагревание до температуры 1408±25 К в течение 2—2,5 ч;
- выдержка при температуре 1408±25 К в течение 40 мин;
- нагревание до температуры 1608±25 К в течение 30—40 мин;
- выдержка при температуре 1608±25 К в течение 30 мин;
- отключение печи, охлаждение заготовок в среде водорода при температуре 373 К (1,5—2 ч).

Такая технология позволяет при первой температурной остановке достигать полного рассасывания меди. Вторая температурная выдержка ведет к перераспределению меди в объеме, создавая однородную структуру. Толщина медного слоя зависит от количества медного порошка и числа проведенных детонационных взрывов и в нашем случае составляет 0,06—0,31 мм. Для предотвращения разрывов и короблений вследствие температурных напряжений заготовки медленно охлаждаются в атмосфере водорода вместе с печью.

Измерение толщины полученных пленок проводилось с помощью интерферометра Линка типа МПИ-4. Для проведения измерений использовались контрольные образцы-"свидетели" из ситалла, расположенные рядом с керамическими подложками, с целью получения ступеньки металлического слоя на отражающей поверхности. Измерения длины и ширины коммутационных слоев осуществлялись измерительным микроскопом, а электрическое сопротивление слоев — с помощью моста переменного тока Р-556. Адгезия медьмолибденовых слоев определялась на разрывной машине типа МР-50 при медленно нарастающей нагрузке. Площадь сечения определялась при помощи планиметра.

Характеристики пленок Mn—Mo—Cu, полученных методом детонационного напыления

Толщина пленки	Адгезия, кгс/см <sup>2</sup>	Контактное сопротивление, Ом·см <sup>2</sup> ×10 <sup>6</sup>	Примечание
0,171	12	5,6	Без отжига
0,168	10	6	"
0,170	11	5,8	"
0,168	176	3,2	С отжигом
0,169	172	3,1	"
0,170	165	2,9	"
0,170	175	2,3	"
0,171	163	2,6	"
0,170	175	2,8	"

Характеристики полученных слоев приведены в таблице. Анализ их показывает, что максимальная величина адгезии наблюдается в случае медьмолибденовых слоев после отжига. В этом же случае наблюдается и минимальное электрическое сопротивление слоев, величина которого составляет 105—110% от величины сопротивления объемных медных проводников такого же сечения. Пригодность полученных пленок к пайке определялась методом растекания дозированной навески припоев ПОС-61 и оловянисто-висмутового при температурах 423 и 473 К, соответственно [6]. Для случая медьмолибденовых слоев величина коэффициентов растекания для ПОС-61 составила 2,1, для припоя "висмут—олово" — 2,2.

\*\*\*

Таким образом, предлагаемая технология позволяет получать электрокоммутационные слои на керамических подложках ВК 94-1, характеризующиеся высокой адгезией, малым переходным электрическим сопротивлением и удовлетворительной паяемостью.

В случае большеточных термоэлектрических модулей Пельтье (более 3 А) к коммутационным слоям, предварительно облуженным сплавом "олово—висмут", припаиваются никелированные медные шины соответствующей толщины. Это обеспечивает минимальные тепловые потери при высоких прочностных и временных характеристиках охлаждаемых приборов [7, 8].

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Анатыхчук Л. И. Термоэлементы и термоэлектрические устройства.— Киев: Наукова думка, 1979.
2. А. с. 564293 СССР. Способ металлизации керамики / В. П. Кручинин, А. С. Метелкин.— 1977.
3. А. с. 1098926 СССР. Паста для металлизации керамики / О. М. Андреева, Н. О. Бобылева, Ю. Д. Васильев и др.— 1986.
4. Ашеулов А. А. Исследование технологических возможностей термоэлектрических модулей с целью автоматизации процессов их изготовления/ Отчет по НИР № 01900067959.— Черновцы: ЧГУ, 1991.
5. А. с. 990742 СССР. Способ активирования керамической поверхности / Л. С. Горкер, И. Г. Бертоик, Г. Н. Начинов.— 1983.
6. Зайцев А. П. Пути развития методов коммутации полупроводников для термоэлектрических преобразователей // Физика и химия обработки материалов.— 1968.— № 5.— С. 137—141.
7. Ашеулов А. А., Добровольский Ю. Г., Фотий В. Д. та ін. Термоелектричні модулі Пельтьє підвищеної надійності // Фізика і хімія твердого тіла.— 2002.— Т. 3, № 3.— С. 508—514.
8. Ашеулов А. А., Добровольский Ю. Г., Фотий В. Д. и др. Охлаждатели Пельтье повышенной надежности для фотоприемников // Прикладная физика.— 2003.— № 2.— С. 114—117.

А. А. ВОРОНЬКО, П. А. МЕРЖВИНСКИЙ, д. т. н. В. И. ОСИНСКИЙ,  
К. Б. КАРПИНСКИЙ, д. т. н. В. Г. ВЕРБИЦКИЙ

Украина, г. Киев, Центр оптоэлектронных технологий НИИ МП,  
Институт кибернетики им. В. М. Глушкова  
E-mail: merg@carrier.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
09.07—17.11 2003 г.  
Оппонент к. т. н. В. И. КОРНЕЙЧУК  
(ОНАС им. А. С. Попова, г. Одесса)

## КОМПАКТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АКТИВНЫХ И ПАССИВНЫХ КОМПОНЕНТ ВОЛС

Приведены характеристики разработанных приборов, блок-схема измерителя ИТ1701, описаны работа и особенности применения функциональных подсистем.

В настоящее время высокими темпами идет развитие оптоволоконных цифровых систем передачи информации (телефонная связь, локальные и глобальные компьютерные сети, телевизионные сети). Соответственно становится актуальной задача измерения параметров и настройки активных и пассивных компонент оптоволоконного тракта. Для решения одного из сегментов данной задачи разработаны приборы, функциональные особенности которых рассмотрены ниже.

Измеритель средней мощности оптического излучения ИТ1701 (базовая модель с InGaAs/InP-фотодиодом). Опишем основные элементы его функциональной схемы (см. рис. 1).



Рис. 1. Функциональная блок-схема прибора ( $I_\phi$  — ток фотодиода)

1. *Фотодиод.* В зависимости от нужного спектрального диапазона используется Ge-, Si- или InGaAs/InP-фотодиод. Результаты измерений для InGaAs/InP-фотодиодов с разными размерами фоточувствительной области приведены на рис. 2 [1].

Одним из основных критериев выбора фотодиода для измерителя оптической мощности является минимальное значение темнового тока  $I_t$  и линейность ватт-амперной характеристики фотодиода во всем требуемом динамическом и температурном диапазоне. При этом нужно отметить, что фотодиод практически работает в фотовольтаическом режиме при сопротивлении нагрузки, близкой к нулевому значению, что затрудняет выполнение условия линейности ватт-амперной характеристики при большой мощности оптического сигнала ( $P > 1...2$  мВт). Для компенсации температурной зависимости применяют различные

Авторы благодарны сотрудникам ЦСП КГД ВАТ «Укртелеком», особенно В. А. Ходкову, за активное сотрудничество во время разработки и испытаний приборов.

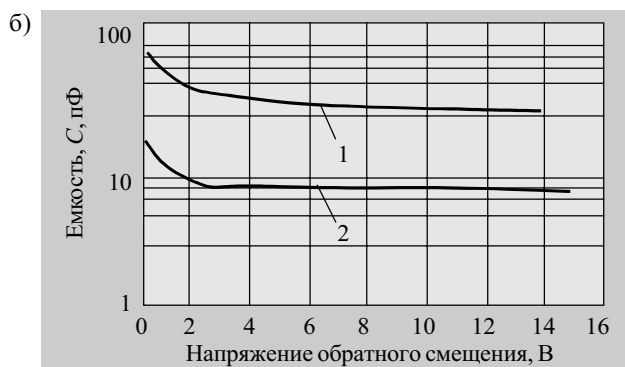
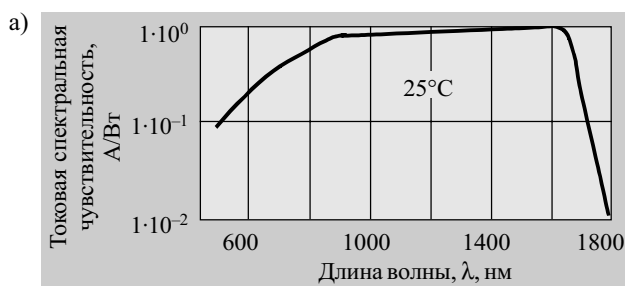


Рис. 2. Спектральная (а) и вольт-фарадная (б) характеристики InGaAs/InP-фотодиода:

1 — фоточувствительная область  $\varnothing 1,12$  мм; 2 —  $\varnothing 0,8$  мм

программные и схемотехнические методы, особенно это актуально при использовании Ge-фотодиода.

2. *Логарифмический усилитель.* Основные требования: обеспечение прецизионности преобразования  $u = k \lg(I_\phi)$  в большом динамическом (7 декад) и температурном ( $-10...+45^\circ\text{C}$ ) диапазоне.

Не проводя детального анализа работы схемы усилителя, остановимся на некоторых трудностях, связанных с реализацией процесса прецизионного логарифмирования.

В данной схеме процесс логарифмирования входного сигнала происходит благодаря нелинейности  $p-n$ -перехода, включенного в цепь обратной связи операционного усилителя (ОУ) — рис. 3. Для данной схемы (при напряжении база-эмиттер  $U_{\text{бэ}} > 100$  мВ) справедливо соотношение

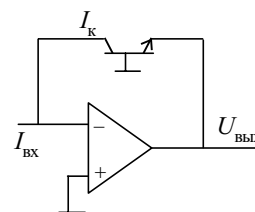


Рис. 3 ( $I_k$  — коллекторный ток транзистора;  $I_{\text{вх}}$  — входной ток;  $U_{\text{ввых}}$  — выходное напряжение)

$$U_{\text{вых}} = \varphi_T \ln \left( \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{кт}}} \right) \quad (1)$$

где  $\varphi_T = kT/q$  — температурный потенциал;  
 $k$  — постоянная Больцмана;  
 $T$  — температура;  
 $q$  — заряд электрона;  
 $I_{\text{кт}}$  — темновой ток  $p-n$ -перехода (обратный ток).

Таким образом, в (1) входят две составляющие, зависящие от температуры  $t$ , —  $\varphi_T = f(t)$  и  $I_{\text{кт}} = f(t)$ . Применяв два идентичных транзистора (т. е. на одном кристалле), как показано на рис. 4, с учетом выражения (1) и закона Кирхгофа получим следующее выражение для  $U_{\text{вых}}$ :

$$U_{\text{вых}} = -2,303 \left( \frac{R_2 + R_3}{R_3} \right) \left( \frac{kT}{q} \right) \lg \left( \frac{I_{\text{вх}}}{I_1} \right) \quad (2)$$

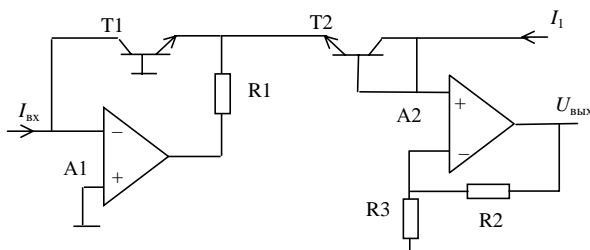


Рис. 4

Анализ уравнения (2) показывает, что транзистор T2 компенсирует изменение падения напряжения  $U_{\text{бэ}}$  в транзисторе T1, связанное с изменением температуры, но наклон данной зависимости (множитель  $kT/q$ ,  $I_{\text{к}} = f(U_{\text{бэ}})$ ) не компенсируется. Это довольно существенно, т. к. изменение температуры на  $10^\circ\text{C}$  приводит к изменению наклона графика на  $I_{\text{к}} = f(U_{\text{бэ}})$  примерно на 10%. Для компенсации данной температурной зависимости необходимо обеспечить выполнение условия

$$\left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \approx \frac{1}{T}, \quad (3)$$

которое реализуется путем подбора терморезистора с соответствующим температурным коэффициентом сопротивления [2].

Основные требования для выбора ОУ А1 (рис. 4) — это низкие значения входного тока ( $I_{\text{вх}} < 1 \text{ нА}$ ) и напряжения смещения  $U_{\text{см}}$ , с одной стороны, и их минимальный температурный дрейф ( $U_{\text{см}}(t)$ ,  $I_{\text{вх}}(t)$ ), с другой стороны. Поэтому не следует сразу отдавать предпочтение ОУ с полевыми транзисторами на входе, учитывая, что у них входные токи гораздо ниже, чем у биполярных ОУ.

Диапазон точного логарифмирования при низких значениях входного тока ( $< 10^{-9} \text{ А}$ ), особенно при изменении температуры, ограничен параметрами применяемого ОУ А1, а при больших уровнях  $I_{\text{вх}}$  ( $10^{-3} \text{ А}$ ) — соответственно действием напряжения  $I_{\text{к}} r_{\text{б}}$  ( $r_{\text{б}}$  — сопротивление области базы транзистора, зависит от типа транзистора и лежит в пределах  $0,25\text{—}10 \text{ Ом}$ ) [3].

3. Аналого-цифровой преобразователь. Основные параметры — разрядность и частота дискретизации. Предпочтительным является использование 12-разрядного преобразователя с частотой дискретизации до сотен кГц, однако могут применяться более высокочастотные либо с большей разрядностью, например дельта-сигма-преобразователи. Поскольку частота входно-

го сигнала не критична, удобнее использовать АЦП с последовательным интерфейсом передачи данных.

4. Блок индикации — 4-разрядный семисегментный жидкокристаллический индикатор (ЖКИ) или матрица ЖКИ. Основное требование: достаточно большие цифры (для удобства работы), наличие подсветки, надежность работы в условиях заданного температурного диапазона, малое энергопотребление.

5. Микропроцессорный контроллер. Выполняет формирование сигналов управления на АЦП, обработку данных с АЦП, включает в себя также драйвер клавиатуры и ЖКИ, формирует опорные сигналы на внешние устройства. На его основе реализованы все сервисные функции прибора (автоматическое отключение, звуковая индикация, обработка нажатий кнопок клавиатуры).



Рис. 5  
 Конструктивно измеритель средней мощности оптического излучения IT1701 (рис. 5) выполнен в противоударном пластиковом корпусе и помещен в защитный кожаный чехол. Основные технические параметры приведены в табл. 1.

Таблица 1

Основные технические параметры прибора IT1701

Длина волны калибровки, нм	850, 1310, 1550
Диапазон измерения, дБм	-70,0...+ 3,0
Полная погрешность измерения абсолютного уровня мощности (в диапазоне -60,0 дБм ...+ 3,0 дБм), дБ, не более	± 0,5
Разрешение цифровой индикации прибора, дБ	0,1
Оптический интерфейс	Сменные адаптеры типа FC, ST, SC, Лист-Х
Габаритные размеры, мм	150×80×40

В сравнении с выпускаемыми в настоящее время приборами данного класса прибор IT1701 обладает более низким током потребления ( $< 4 \text{ мА}$ ), лучшими массогабаритными характеристиками, малой инерционностью измерений, имеет более расширенный диапазон рабочих температур и меньшую стоимость. Хорошо рекомендовал себя за 7 лет работы.

Приборы IT1702, IT1703 имеют аналогичные характеристики, кроме спектральных, т. к. в них используются Ge- и Si-фотодиоды, соответственно.

Прибор IT1704 специально разработан для измерения параметров оптического тракта кабельного телевидения, т. е. с диапазоном измеряемой мощности оптического излучения +25...-40 дБм.

На базе IT1701 разработан оптический тестер IT1705 с одним или двумя источниками излучения, стабилизированными по оптической выходной мощности (по выбору потребителя). Основные параметры источников излучения приведены в табл. 2.

IT1707 — измеритель средней мощности оптического излучения с более расширенными, по сравнению с базовой моделью, сервисными функциями (пять значений длины волны калибровки, наличие встроен-

Таблица 2

Параметры источников излучения

Тип излучателя	СД	ЛД	ЛД	ЛД
СД — светодиод				
ЛД — лазерный диод				
Длина волны излучения, нм	850	850	1310	1550
Выходная оптическая мощность, дБм (мВт)	-20 (-0,01)	0 (1)	0 (1)	0 (1)

ной энергонезависимой памяти для сохранения результатов измерений, встроенный порт RS-232, отображение в дБ или Вт, а также измерение среднего значения по выбранному количеству измерений относительно выбранного уровня мощности). Это позволяет использовать прибор для тестирования параметров передающих модулей во времени, а при необходимости — и при воздействии внешних факторов (температуры и др.). В данной модели, в отличие от предыдущих, существенно расширено функциональное применение микроконтроллера при анализе оптического сигнала, что позволило повысить точность измерений.

Для данного прибора разработано программное обеспечение, позволяющее выполнять запись и обработку результатов измерений на персональном компьютере. Программное обеспечение позволяет также моделировать проведение виртуальных измерений, задавая программно виртуальные генераторы, аттенюаторы, измерительные преобразователи. Пользователь имеет возможность наблюдать все этапы промежуточных преобразований (прямое и логарифмическое усиление, аналого-цифровое преобразование, расчет коэффициентов компенсации, преобразование форматов числовых данных), осуществлять ввод сигналов посредством стандартных интерфейсов RS-232, Centronix и выполнять передачу команд управления приборами и макетными образцами по последовательному интерфейсу, что позволяет более наглядно демонстрировать работу прибора в учебных целях. Общий вид ПО для работы с измерителем средней мощности оптического излучения представлен на рис. 6 [4].

Особое место среди рассматриваемых приборов занимает ИТ1709 — измеритель оптической мощности с дополнительным фотодетектором (характеристики некоторые из них приведены ниже), совместно

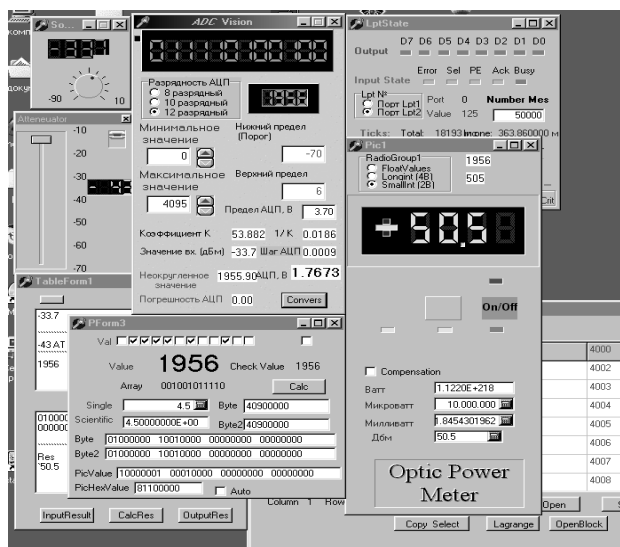


Рис. 6

с осциллографом позволяющий определять импульсные характеристики оптического сигнала. Это необходимо, когда информации о средней мощности оптического излучения недостаточно для оценки интересующих параметров (глубина модуляции оптического излучения, форма импульса, длительность фронта).

Основное назначение данного прибора — это применение для настройки оптимальных электрооптических режимов передающих лазерных модулей при их производстве, настройке и эксплуатации. Как показывает практика, неправильный (неоптимальный) выбор глубины токовой (оптической) модуляции лазерного диода по отношению к ее постоянной составляющей ведет к быстрой деградации лазерного диода.

Для определения импульсных характеристик оптического сигнала, исследования глаз-диаграммы разработан ряд фотодетекторов (оптоэлектрических конвертеров). Они отличаются типами применяемого фотодиода (спектральные характеристики), шириной полосы пропускания (усиления), наличием усилителя и конструктивным исполнением.

Таблица 3

Основные технические параметры фотодетекторов

Тип прибора	Спектральный диапазон, нм	Ширина полосы пропускания, МГц	Коэффициент оптоэлектрического преобразования, В/Вт, при $R_{in}=50$ Ом	$\lambda$ , нм	Тип оптического адаптера
ИТ201	400—1100	10	35	850	FC, ST, ЛИСТ-X
ИТ202	400—1100	50	35	850	FC, ST
ИТ102	650—1750	50	40	1300	FC, ST
ИТ304	900—1700	350	40	1300	FC, ST
ИТ305	900—1700	800	35	1300	FC, ST

Учитывая, что для выполнения некоторых измерений достаточно применение фотодетекторов без усилителя (unamplified detector), приведем характеристики только для данного класса приборов (табл. 3). Один из возможных вариантов конструктивного исполнения показан на рис. 7.



Рис. 7

В настоящее время ведется разработка фотодетекторов (как с усилителем, так и без него) с шириной полосы пропускания 2 ГГц (InGaAs/InP-детектор) и 5 ГГц (GaAs МПМ-структура, интегрированная с GaAs-усилителем) [1, 5].

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

- Осинский В. И., Привалов В. И., Тихоненко О. Я. Оптоэлектронные структуры на многокомпонентных полупроводниках.— Минск: Наука и техника, 1981.
- Титце У., Шанк К. Полупроводниковая схемотехника.— М.: Мир, 1982.
- Алексеев А. Г., Коломбат Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых ИС.— М.: Радио и связь, 1981.
- Воронько А. А., Мерзвинский П. А. Разработка измерительного комплекса для активных оптоэлектронных компонент ВОЛС /Мат-лы 11-й междунар. конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии".— Севастополь.— 2001.— С. 409—412.
- Сундучков К. С., Осинский В. И., Воронько А. А. и др. Функциональная и технологическая интеграция в микроволновой оптоэлектронике /Мат-лы 6-й междунар. конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии".— Севастополь.— 1996.— С. 25—33.

К. ф.-м. н. В. В. БРАЙЛОВСКИЙ, к. т. н. О. Е. ИЛАРИОНОВ,  
П. М. ШПАТАР

Украина, Черновицкий национальный университет им. Ю. Федьковича  
E-mail: rt-dpt@chnu.edu.ua

Дата поступления в редакцию  
24.07 2003 г.

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

## СТАБИЛЬНОСТЬ ХАРАКТЕРИСТИК МЕДНЫХ ПЛЕНОЧНЫХ ТЕРМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СОПРОТИВЛЕНИЯ

*Полученные результаты свидетельствуют о линейной температурной зависимости сопротивления датчика в диапазоне температур от  $-50$  до  $+200^{\circ}\text{C}$ .*

При разработке современных устройств измерения, контроля и регулирования температуры актуален вопрос обеспечения быстродействия, стабильности и надежности датчиков температуры. Объемные термопреобразователи сопротивления характеризуются высокой стабильностью параметров, тем не менее имеют значительную инерционность. Снижение ее возможно при использовании тонкопленочных однородных датчиков и датчиков на основе структур «металл—металл» и «металл—полупроводник». Однако во всех случаях в большей или меньшей мере наблюдается деградация параметров датчиков под воздействием внешних факторов, таких как повышенная температура, агрессивность окружающей среды, высокоэнергетические излучения и т. п.

Проблема надежности термопреобразователей рассматривается, главным образом, относительно вторичных устройств, которые эксплуатируются в нормальных или сложных условиях (повышенная температура, влажность, вибрация). Что же касается первичных устройств, в частности, датчиков температуры, которые работают в условиях высоких температур и агрессивных сред, переменных во времени силовых и тепловых влияний, то исследования их надежности и стабильности параметров недостаточны. Такого рода исследования приведены для платиновых термопреобразователей в [1].

Кроме стабильности и воспроизводимости, необходимо также обеспечение надлежащей прочности конструкции, т. е. способности продолжительное время противодействовать внешним влияниям. Датчики характеризуются различным ресурсом работы, к тому же отсутствуют данные о том, на каком этапе эксплуатации теряется точность, а на каком — механическая прочность, которая, в свою очередь, влияет на возможность вести технологические процессы в оптимальных режимах.

В данной работе проводятся исследования влияния температурных факторов на стабильность параметров медных пленочных термопреобразователей сопротивления, изготовленных по технологии, предложенной в [2]. Важной характеристикой медных пленочных

является удельное сопротивление, величина которого зависит от микроструктурных параметров пленок: размеров зерен, микропримесей, ориентации роста кристаллов и т. п. Значения названных параметров зависят от толщины пленок и особенностей метода их нанесения и всегда несколько хуже, чем у объемных образцов меди [3].

Одним из условий обеспечения стабильности величины сопротивления пленочных датчиков  $R_0$  (сопротивление при температуре таяния льда) является герметизация термочувствительного слоя датчика при сохранении надежного теплового контакта с окружающей средой.

Стабильность  $R_0$  значительно возрастает при нанесении дополнительного слоя сплава «титан—вольфрам» между термочувствительным слоем и изолирующим слоем двуокиси кремния. Шунтирующее влияние сплава «титан—вольфрам» на параметры основного медного терморезистивного слоя незначительно, поскольку удельное сопротивление сплава «титан—вольфрам» ( $\rho_{\text{TiW}} \approx 98,4 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ ) намного выше, чем удельное сопротивление меди ( $\rho_{\text{Cu}} = 1,75 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ ) [4, с. 75].

Нарушение целостности защитного слоя (трещины, проколы) может приводить к образованию поверхностных каналов проводимости между отдельными точками термочувствительного слоя. Наиболее высокой надежностью защитного слоя (отсутствие проколов) характеризовались термопреобразователи, защищенные дополнительно слоем эмали.

Исследования проводились на двенадцати датчиках, произвольно выбранных из партии 200 шт., полученных при разном времени напыления, а значит, с различной толщиной термочувствительного слоя меди. Остальные параметры технологического процесса, в частности, подводимая мощность, вакуум, выдерживались идентичными. При исследовании температурной зависимости сопротивления термопреобразователей использовался четырехзондовый метод [5, с. 86]. Измерения проводились с помощью прибора УППИ-60М. Температура исследуемого датчика задавалась температурой термостата [6]. Действительное значение температуры определялось с помощью контрольного термометра, размещенного рядом с исследуемым датчиком.

Температурная зависимость сопротивления исследуемых пленочных термопреобразователей сопро-

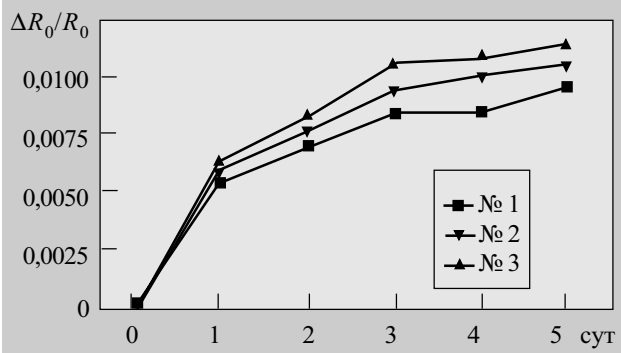


Рис. 1. Относительное изменение сопротивления термопреобразователя при температуре таяния льда

тивления в температурном диапазоне от  $-50$  до  $+200^\circ\text{C}$  описывается линейной функцией  $R(T)=166,8+0,537096 \cdot T$  [7]. Величина температурного коэффициента сопротивления (ТКС) составила  $\alpha_{\text{пл}}=0,00322^\circ\text{C}^{-1}$ , а отношение сопротивлений термопреобразователя соответственно при температурах  $100$  и  $0^\circ\text{C}$  —  $W_{100}=R_{100}/R_0=1,322$ . ТКС пленочного медного термопреобразователя сопротивления, в сравнении с объемным термопреобразователем ( $\alpha_{\text{об}}=0,00428^\circ\text{C}^{-1}$  [8, с. 79]), уменьшился, что объясняется влиянием адгезионного и дополнительного защитного слоя сплава «титан—вольфрам». (Следует считать, что наибольшее влияние на ТКС термопреобразователей оказывает титан, который характеризуется наиболее низким ТКС [2, 7].)

Исследование стабильности характеристик пленочных медных термопреобразователей сопротивления проводили по методике, предложенной в [1].

**Кратковременная стабильность**  $W_{100}$  медных термопреобразователей сопротивления проверена при температурах  $0$  и  $100^\circ\text{C}$ . Величины  $R_0$  и  $R_{100}$  измерялись на протяжении нескольких дней. Во время исследований термопреобразователи сопротивления выдерживали при разных температурах в такой последовательности: азотная температура, нулевая, комнатная,  $150^\circ\text{C}$ ,  $200^\circ\text{C}$ . Временной интервал выдержки при этом выбирался произвольно в пределах  $20$ — $60$  минут.

На рис. 1 и 2 приведены результаты исследований  $R_0$  и  $W_{100}$  трех термопреобразователей сопротивле-

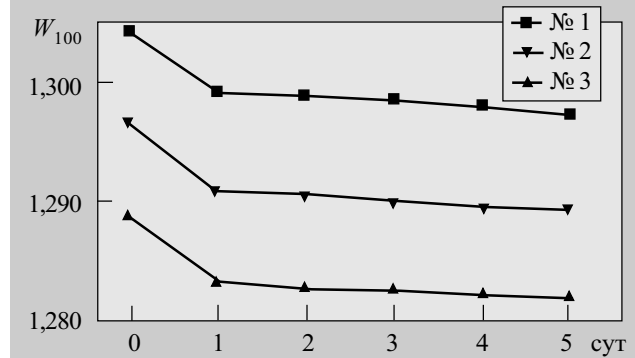


Рис. 2. Кратковременная стабильность  $W_{100}$

ния (№№ 1—3). Анализ результатов свидетельствует, что изменение величин  $R_0$  и  $W_{100}$  не превышает, соответственно,  $1,6$  Ом и  $0,009$ .

**Термоциклирование** осуществлялось по такому алгоритму:

1. Десятиминутное погружение в жидкий азот.
2. Нагрев до комнатной температуры.
3. Десятиминутная выдержка в термостате при температуре  $+200^\circ\text{C}$ .
4. Охлаждение до комнатной температуры.

До и после пяти термоциклов проводилось измерение сопротивлений термопреобразователей при температурах  $0$  и  $100^\circ\text{C}$ . Величины  $R_0$  и  $W_{100}$  термоциклированных датчиков изменились по сравнению с исходными соответственно на  $1,1$  Ом и  $0,009$ .

**Долгосрочная стабильность** медных пленочных термопреобразователей сопротивления проверена при температуре таяния льда и  $100^\circ\text{C}$  после выдержки (свыше  $50$  ч) при температуре  $200^\circ\text{C}$ . Через каждые  $2,5$  ч печь охлаждали со скоростью  $5^\circ\text{C}/\text{мин}$ , измеряли  $R_0$ ,  $R_{100}$  и снова  $R_0$ .

На рис. 3 и 4 приведены временные зависимости изменения  $R_0$  и  $W_{100}$ . Изменение величины  $R_0$  не превышает  $1,7$  Ом после  $50$  ч отжига.

Проведенные дополнительные исследования и анализ причин большего относительного изменения сопротивления термопреобразователя № 3 свидетельствуют о наличии микротрещин в герметизирующем защитном слое, что облегчало доступ кислорода ат-

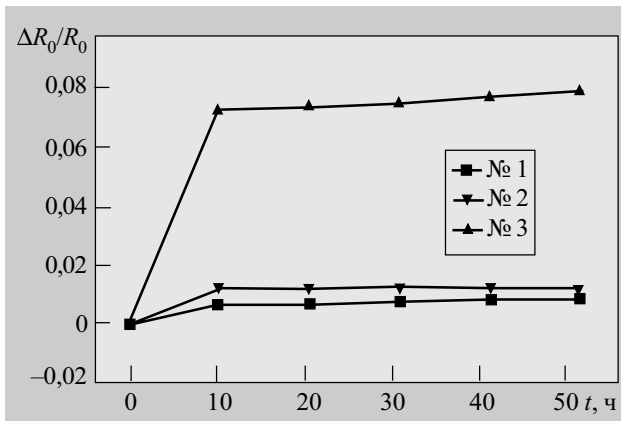


Рис. 3. Долгосрочная стабильность при температуре таяния льда

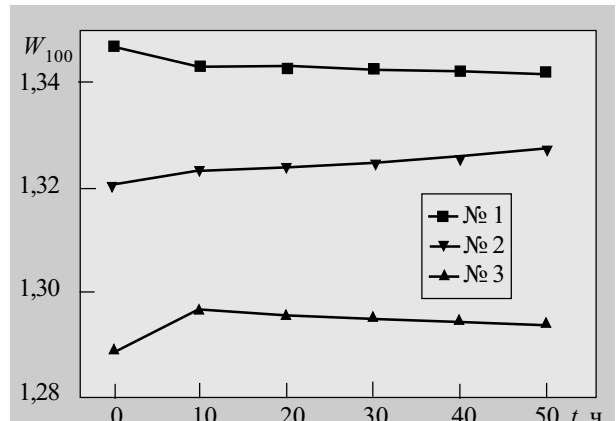


Рис. 4. Долгосрочная стабильность  $W_{100}$

мосферного воздуха к терморезистивному слою. Процессы окисления уменьшали величину токопроводящего канала, с одной стороны, а с другой — формировали окисную пленку, которая играла защитную роль для более глубоких слоев термопреобразователя.

Из рис. 4 видно, что величина  $W_{100}$  быстро изменяется в течение первых 10 часов. После десятичасовой выдержки при температуре 200°C величина  $W_{100}$  слабо изменяется с постоянным коэффициентом. На протяжении последующих 40 часов общее изменение  $W_{100}$  не превышает 0,003. (Резкое изменение величины  $W_{100}$  в течение первых 10 часов может быть объяснено упорядочением кристаллической структуры термочувствительного элемента.)

*Температурный гистерезис.* В работе использовалась методика исследования температурного гистерезиса платиновых термопреобразователей сопротивления, описанная в [9]. Сопротивление исследуемого термопреобразователя сопоставлялось с сопротивлением объемного эталонного медного термометра, который предварительно калибровался в тройной точке воды. Сравнение сопротивлений исследуемого и эталонного датчиков осуществлялось при температурах 20, 30, 50, 30 и 20°C. Относительная величина температурного гистерезиса сопротивления определялась из выражения

$$\gamma = \frac{R_T \uparrow - R_T \downarrow}{R_T \uparrow} \cdot 100\% ,$$

где  $R_T \uparrow$  — сопротивление при температуре  $T$  в процессе нагревания;

$R_T \downarrow$  — сопротивление при температуре  $T$  в процессе охлаждения.

Результаты исследований показывают, что температурный гистерезис для пленочных термопреобразователей сопротивления составляет 0,2 Ом. Величина  $\gamma$  для исследуемых образцов составила 0,043%.

За четыре года хранения пленочные медные термопреобразователи изменили сопротивление  $R_0$  не более чем на 0,05 Ом. Это свидетельствует о достаточно высокой стабильности сопротивления, а соответственно, и о высокой степени защиты термочувствительного элемента датчика.

\*\*\*

Таким образом, в результате проведенных исследований медных пленочных термопреобразователей сопротивления установлено:

— кратковременная нестабильность параметров  $R_0$ ,  $W_{100}$  не превышает, соответственно, 1,6 Ом и 0,009;

— долгосрочная нестабильность параметров  $R_0$ ,  $W_{100}$  — 1,7 Ом и 0,003;

— изменение величины параметров  $R_0$ ,  $W_{100}$  в результате проведенных термоциклов соответственно составляет 1,1 Ом и 0,009;

— относительная величина температурного гистерезиса сопротивления составляет 0,043%.

Экспериментально выявленная нестабильность параметров  $R_0$ ,  $W_{100}$  объясняется процессами понижения термических напряжений, окислением термочувствительного слоя меди и образованием сначала закиси, а потом окиси меди, которые имеют разные температурные характеристики. Кроме этого, процессы окисления уменьшали величину токопроводящего канала основного терморезистивного материала.

Полученные результаты свидетельствуют о линейной температурной зависимости сопротивления датчика в диапазоне температур от -50 до +200°C. Себестоимость медного пленочного термопреобразователя сопротивления составляет 5,16 грн., а себестоимость платинового, в соответствии с данными [10], — 35,3—50,6 грн.

Исследованные датчики нашли применение при разработках дистанционного измерителя температуры [11], адиабатического генератора напряжения [12] и т. д.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Xumo Li, Deming Chen, Mingjian Zhao. An investigation into the stability of industrial platinum resistance thermometers // <ftp://ftp.hartscientific.com/article/aiitsiprt.pdf>.
2. Брайлковский В. В., Иларионов О. Е. Малоинерционный линейный термопреобразователь сопротивления // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2001.— № 2.— С. 47—48.
3. Белевський В. П., Боринець І. Д., Прищеп М. М. Дослідження електропровідності та корозійної стійкості мідних плівок, нанесених термоіонним напиленням // НТУУ «КПІ». — Вісник радіотехнічного факультету. Радіотехніка.— 1998.— Вип. 32.— С. 117—119.
4. Хансен М., Андерко К. Структуры двойных сплавов.— М.: Metallurgizdat, 1962.
5. Атамалян Э. Г., Портной Ю. В., Чепунова Ю. Ю. Методы и средства измерения электрических величин.— М.: Высшая школа, 1974.
6. Жук О. П., Іларіонов О. Є., Шпатар П. М. Термостат діапазону 30—200°C // Труды 4-го Международного молодежного форума “Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке”.— Харьков, 2000.— С. 117—118.
7. Брайлковский В. В., Іларіонов О. Е., Шпатар П. М. Мініатюрний мідний термоперетворювач опору // Фізичний збірник НТШ.— 2001.— Т. 4.— С. 307—310.
8. Давачі: Довідник/ З. Ю. Готра, Л. Я. Ільницький, Є. С. Поліщук.— Львів: Каменярь, 1995.
9. Curtis D. J. Thermal hysteresis and stress effects in platinum resistance thermometers // Temperature: Its Measurement and Control in Science and Industry.— 1982.— Vol. 5, N 1.— P. 803—812.
10. [http://www.rtdcompany.com/items/item\\_detail.cfm?ITEM\\_ID=6&CAT\\_ID=13](http://www.rtdcompany.com/items/item_detail.cfm?ITEM_ID=6&CAT_ID=13).
11. Брайлковский В. В., Іларіонов О. Є., Шпатар П. М. Безконтактний вимірювач температури // Наук. вісник Чернівецького ун-ту. Фізика. Електроніка.— 2002.— Вип. 133.— С. 62—63.
12. Брайлковский В. В., Ластівка Г. І., Штефюк І. В., Шпатар П. М. Адиабатичний генератор напруги // Дев'ята міжнар. наук.-техн. конф. “Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах”.— Хмельницький, 2002.— Т 1.— С. 74—75.

К. ф.-м. н. В. А. БАЛИЦКАЯ, к. т. н. Н. М. ВАКИВ,  
д. ф.-м. н. О. И. ШПОТЮК

Украина, г. Львов, Научно-производственное предприятие "Карат"  
E-mail: Shpotyuk@novas.com.ua

Дата поступления в редакцию  
13.11 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. А. П. КОВАЛЬСКИЙ  
(НУ "Львовская политехника")

## ДЕГРАДАЦИОННЫЕ ПРЕВРАЩЕНИЯ В ТОПОЛОГИЧЕСКИ РАЗУПОРЯДОЧЕННЫХ ТВЕРДЫХ ТЕЛАХ: 2. МОНОМОЛЕКУЛЯРНАЯ МОДЕЛЬ КИНЕТИКИ

*Решение задачи способствует созданию функциональных материалов электронной техники с наперед заданными и стабильными эксплуатационными свойствами.*

Мономолекулярная релаксационная кинетика, описываемая простой экспоненциальной зависимостью контролируемого параметра  $k$  от времени  $t$ , является одной из наиболее распространенных для топологически разупорядоченных твердых тел [1]. Ей соответствуют деградационные превращения, определяющиеся одним преобладающим значением активационной энергии.

К числу таких превращений относится, в частности, эффект затухания электронно-индуцируемого дихроизма, наблюдаемый в халькогенидных стеклообразных полупроводниках (ХСП) на основе сульфида мышьяка  $As_2S_3$ . Это явление отчетливо проявляется в монокристаллических ХСП при определенных условиях высокоэнергетического (3 МэВ) электронного облучения [2, 3]. Оно выражается разностью коэффициентов пропускания линейно-поляризованного зондирующего света с параллельной и перпендикулярной ориентацией плоскости поляризации относительно направления ортогонального пучка ускоренных электронов.

В настоящей работе исследуется эффект затухания электронно-индуцируемого дихроизма (ЭИД) в ХСП псевдобинарной системы  $(As_2S_3)_x(Sb_2S_3)_{1-x}$ . Монокристаллические образцы, составы которых определялись параметром  $x$ , равным 0,7, 0,8, 0,9 и 1,0, были синтезированы из высокочистых компонентов (99,999%) методом закалки в вакуированных кварцевых ампулах (максимальная температура синтеза не превышала 1050 К). Все исследуемые образцы имели форму кубика с длиной ребра около 10 мм.

Облучение одной из граней кубика производилось потоком направленных электронов с энергией 2,8 МэВ и флюэнсом  $5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$ . Смежная грань кубика выбиралась в качестве исследуемой. Пробный пучок линейно поляризованного света диаметром около 3 мм попадал на исследуемую грань на расстоянии 2 мм от облучаемой грани. Ориентация плоскости поляризации света (параллельная  $\parallel$  и перпендикулярная  $\perp$ ) определялась относительно направления потока электронов, глубина проникновения которых составляла 5–6 мм [4, с. 72]. Таким образом, вся исследуемая часть образца ХСП полностью подвергалась воздействию высокоэнергетического облучения.

Измерения производились на спектрофотометре "Specord M-40" в области края фундаментального оптического поглощения ХСП (в диапазоне от 200 до 900 нм). Величина ЭИД выражалась контролируемым параметром  $k$  [5]:

$$k = \Delta\alpha \cdot d = (\alpha_{\parallel} - \alpha_{\perp})d = \frac{2(\tau_{\perp} - \tau_{\parallel})}{(\tau_{\perp} + \tau_{\parallel})}, \quad (1)$$

где  $\Delta\alpha = \alpha_{\parallel} - \alpha_{\perp}$  ( $\Delta\tau = \tau_{\perp} - \tau_{\parallel}$ ) — разность коэффициентов оптического поглощения  $\alpha$  (или пропускания —  $\tau$ ) для пробного пучка света с перпендикулярной и параллельной ориентацией плоскости поляризации.

Спектральные характеристики ЭИД для исследуемых ХСП, полученные в форме зависимостей  $\Delta\tau(h\nu)$ , показаны на рис. 1. Кривая 1, соответствующая стехиометрическому трисульфиду мышьяка  $As_2S_3$ , имеет асимметричную колоколообразную форму с хорошо выраженным максимумом  $\Delta\tau_{\max} = 0,068$  отн. ед., наблюдаемом при энергии фотонов  $h\nu_{\max} = 1,93$  эВ. Достаточно протяженная левая часть этой кривой, так называемый длинноволновый «хвост» ЭИД, простирается в низкоэнергетическую область до 1,6 эВ, в то время как правая часть (высокоэнергетическая область ЭИД) характеризуется довольно резким наклоном и малым изменением энергии фотонов (не более 0,10—0,15 эВ).

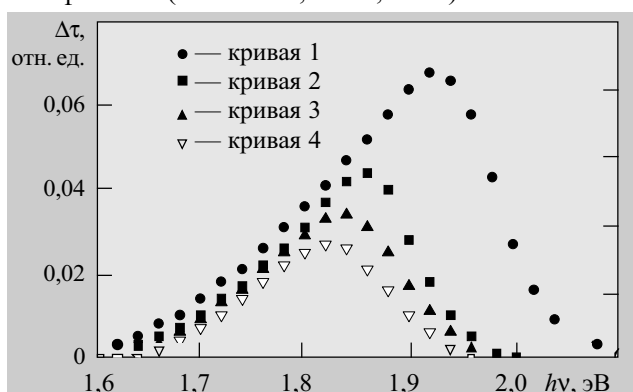


Рис. 1. Спектральные характеристики ЭИД в ХСП системы  $(As_2S_3)_x(Sb_2S_3)_{1-x}$ :  
1 —  $x=1,0$ ; 2 —  $x=0,9$ ; 3 —  $x=0,8$ ; 4 —  $x=0,7$

Величина ЭИД уменьшается в исследуемой системе ХСП при замене атомов As на атомы Sb. Этот процесс сопровождается низкоэнергетическим сдвигом зависимости  $\Delta\tau(h\nu)$  и существенным уменьшением интенсивности  $\Delta\tau_{\max}$ . Так, например, установлено, что

в образцах ХСП состава  $(As_2S_3)_{0,7}(Sb_2S_3)_{0,3}$  (с максимальным содержанием Sb)  $\Delta\tau_{max}=0,028$  отн. ед. при  $h\nu_{max}=1,82$  эВ (рис. 1, кривая 4). Кроме того, наблюдаемые концентрационные изменения в высокоэнергетической части зависимости  $\Delta\tau(h\nu)$  более существенны по сравнению с таковыми в низкоэнергетической, в результате чего по мере уменьшения  $x$  зависимость приобретает более симметричный вид.

Как оказалось, эффект ЭИД нестабилен во времени и при комнатной температуре спустя 10—15 дней после электронного облучения (в зависимости от состава исследуемых ХСП) полностью исчезает. Это затухание сопровождается уменьшением величины  $\Delta\tau_{max}$  и смещением зависимости  $\Delta\tau(h\nu)$  в коротковолновую область (высокоэнергетический сдвиг). Оба процесса близки к линейному на протяжении нескольких дней после облучения, приобретая в последующий период времени более нелинейный характер со слабым насыщением. Эти особенности показаны на рис. 2 для параметров  $\Delta\tau_{max}$  и  $h\nu_{max}$  для образцов ХСП состава  $As_2S_3$  и  $(As_2S_3)_{0,7}(Sb_2S_3)_{0,3}$ .

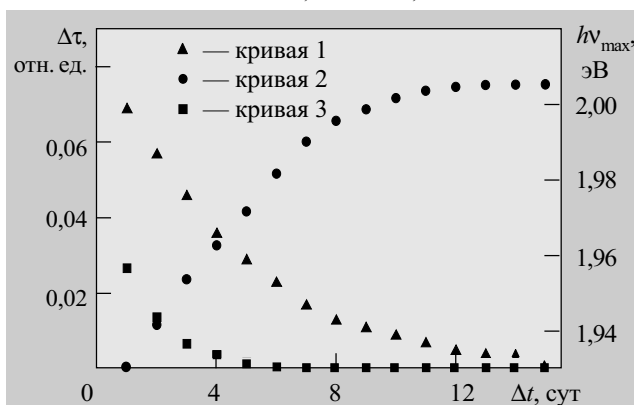


Рис. 2. Временные зависимости величин  $\Delta\tau_{max}$  (1, 3) и  $h\nu_{max}$  (2) в ХСП состава  $As_2S_3$  (1, 2) и  $(As_2S_3)_{0,7}(Sb_2S_3)_{0,3}$  (3)

Как было показано нами ранее, одно из возможных объяснений наблюдаемого эффекта ЭИД — наличие в структурном каркасе облученных ХСП оборванных химических связей или, другими словами, специфических недокоординированных структурных дефектов (недокоординированных атомов) [6]. Поскольку процесс разрыва связей в ХСП носит гомолитический характер, т. е. электроны, изначально формирующие ковалентную связь, после ее разрыва сосредотачиваются на одном из атомов [7, с. 194], то при этом не образуется неспаренных спинов, а созданные дефекты представляют собой, по существу, пары противоположно заряженных недокоординированных атомов. Такие топологические дефекты проявляются в матрице стекла благодаря пороговому смещению ковалентно-увязанных атомов [8]. Они преимущественно ориентируются вдоль направления потока электронов, и, в конечном итоге, их можно рассматривать как ориентированные электрические диполи, вызывающие эффект ЭИД.

С использованием метода ИК-спектроскопии было установлено, что для образцов ХСП состава  $As_2S_3$  такими недокоординированными парами атомов являются  $(As_2^+, S_1^-)$ ,  $(As_2^-, As_2^+)$  и  $(S_1^-, S_1^+)$  [3, 4].

Заряд дефекта обозначен верхним индексом, а число ближайших соседей — нижним.

Отметим, что с увеличением концентрации атомов Sb в исследуемой системе ХСП новые типы топологических дефектов не образуются вследствие низкого энергетического барьера соответствующих им метастабильных состояний [9], а концентрация вышеуказанных дефектов уменьшается благодаря увеличению количества атомов Sb. Данные дефекты нестабильны, они аннигилируют при комнатной температуре на протяжении нескольких дней (в  $Sb_2S_3$ -обогащенных стеклах этот процесс короче) после электронного облучения (рис. 2).

Скорость аннигиляции дефектов, вызывающих ЭИД,  $dn/dt$  (количественное значение ЭИД пропорционально концентрации вышеуказанных дефектных пар  $n$ ) выражается, в самом общем случае, степенной зависимостью концентрации дефектов  $n$  от времени  $t$ :

$$\frac{dn}{dt} = -\lambda n^\alpha t^\beta, \quad (2)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  — показатели степени ( $\alpha > 0, 0 < \beta < 1$ ), а  $\lambda$  — некоторая константа, характеризующая материал [1].

По существу, уравнение (2) описывает убывающую кинетику деградации, выраженную изменением контролируемого параметра  $k$ . Как было показано в [1], существует не менее 5 типов релаксационных функций (РФ), которые отвечают частичным решениям уравнения (2) в зависимости от значений параметров  $\alpha$  и  $\beta$  и удовлетворяют граничным условиям наблюдения эффекта ЭИД:

$$\begin{cases} t \rightarrow 0 \Rightarrow n \rightarrow n_0 = \text{const}; \\ t \rightarrow \infty \Rightarrow n \rightarrow 0. \end{cases} \quad (3)$$

Анализируя эти РФ, мы пришли к выводу, что наиболее вероятными РФ для описания кинетики затухания эффекта ЭИД в исследуемых ХСП являются РФ, представленные в таблице.

Численные значения  $err$  и подгоночных параметров различных РФ, описывающих кинетику деградации ЭИД в ХСП квазибинарной системы  $(As_2S_3)_x(Sb_2S_3)_{1-x}$

$x$	Мономолекулярная РФ		Бимолекулярная РФ		Дроано-экспоненциальная РФ		
	$\tau$	$err$	$\tau$	$err$	$\tau$	$r$	$err$
0,7	1,37	$1,7 \cdot 10^{-5}$	0,002	$2,9 \cdot 10^{-4}$	1,77	0,27	$1,2 \cdot 10^{-5}$
0,8	2,55	$1,72 \cdot 10^{-4}$	0,30	$5,5 \cdot 10^{-4}$	2,89	0,15	$1,6 \cdot 10^{-4}$
0,9	3,16	$7,3 \cdot 10^{-5}$	0,47	$1,3 \cdot 10^{-3}$	3,48	0,11	$5,9 \cdot 10^{-5}$
1,0	4,26	$5,22 \cdot 10^{-4}$	0,97	$5,8 \cdot 10^{-3}$	5,10	0,28	$2,4 \cdot 10^{-4}$
	$err_{av} = 2,0 \cdot 10^{-4}$		$err_{av} = 20,0 \cdot 10^{-4}$		$err_{av} = 1,2 \cdot 10^{-4}$		

$err$  — среднее квадратическое отклонение РФ от экспериментально полученных значений

Было установлено, что для описания исследуемого процесса наиболее приемлема мономолекулярная РФ, т. к. в этом случае довольно низкое значение  $err_{av}$  (около  $2,0 \cdot 10^{-4}$ ) достигается при изменении только одного подгоночного параметра  $\tau$ . Что касается дробно-экспоненциальной РФ, то достаточно малые значения  $err$  не принимаются нами во внимание по двум причинам: во-первых, данная РФ хорошо описывает почти все деградиационные процессы в топологически разупорядоченных твердых телах и, во-вторых, она содержит дополнительный подгоночный параметр  $r$ .

\*\*\*

Таким образом, мы получили еще одно дополнительное подтверждение природы электронно-индуцируемого дихроизма в исследованных халькогенидных стеклообразных полупроводниках. Так как топологические дефекты, вызывающие эффект ЭИД в ХСП, являются парами некоординированных атомов типа  $(As_2^+, S_1^-)$ ,  $(As_2^-, As_2^+)$  и  $(S_1^-, S_1^+)$ , их аннигиляция связана, очевидно, с восстановлением разорванных химических связей. Этот процесс характеризуется преимущественно одним значением энергии активации вследствие доминирования концентрации гетерополярных ковалентных связей As—S, вызывающих эффект ЭИД.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Вакив Н. М., Балицкая В. А., Шпотюк О. И., Буткевич Б. Деградиационные превращения в топологически разупорядочен-

ных твердых телах: 1. Математические модели кинетики // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2003.— № 4.— С. 61—64.

2. Shhpotyuk O. I., Balitska V. O. Electron-induced dichroism in vitreous  $As_2S_3$ : physical features and microstructural mechanism // Physica Status Solidi.— 1998.— Vol. 165.— P. 295—302.

3. Шпотюк О. И., Балицкая В. А. Физические особенности электронно-индуцированного дихроизма в стеклообразном трисульфиде мышьяка // Физика твердого тела.— 1998.— Т. 40, № 1.— С. 52—56.

4. Пикаев А. К. Современная радиационная химия. Основные положения. Экспериментальная техника.— М.: Наука.— 1985.

5. Любин В. М., Тихомиров В. К. Фотоиндуцируемый дихроизм в пленках халькогенидных стеклообразных полупроводников // Физика твердого тела.— 1991.— Т. 32, № 6.— С. 1838—1844.

6. Матковский А. О., Убизский С. Б., Шпотюк О. И. Роль атомных смещений в радиационно-стимулированных превращениях халькогенидных стеклообразных полупроводников // Там же.— 1990.— Т. 32, № 6.— С. 1790—1794.

7. Фельц А. Аморфные и стеклообразные неорганические материалы.— М.: Мир, 1986.

8. Клиггер М. И., Лущик Ч. Б., Машовец Т. Б. и др. Создание дефектов в твердых телах // Успехи физических наук.— 1985.— Т. 147, № 3.— С. 523—558.

9. Шпотюк О. Й. Вплив гамма-опромінення на спектри оптичного пропускання і мікротвердість склоподібного  $As_2S_3$ — $Sb_2S_3$  // Вісник Львівського ун-ту: Проблеми фізики твердого тіла.— 1985.— Вип. 19.— С. 25—31.

#### в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

- Коррекция "силового" размещения компонентов. П. И. Дмитриев, С. В. Зудин, М. С. Лузин, О. Б. Полукасов (Россия, г. С.-Петербург)
- Метод контроля процессов формирования и набора прочности вяжущих сред. Л. М. Зайченко, А. И. Сердюк, В. Д. Фотий, Ю. Ф. Шевчук (Украина, г. Черновцы)
- Инфракрасное излучение полупроводников как экспресс-метод контроля качества полупроводниковых диодов. С. П. Павлюк, Л. В. Ищук, В. М. Кислицын (Украина, г. Киев)
- Система экологического мониторинга степени загрязнения воздуха автомагистралей населенных пунктов выбросами автомобильного транспорта. Г. А. Девятко, С. А. Лацис, В. Я. Подольский, В. В. Закрасняный (Украина, г. Киев)
- Термоэлектрические свойства сплавов системы  $TlInTe_2$ — $TlYbTe_2$ . М. М. Зарбалиев, Н. Ф. Гахраманов, Н. С. Сардарова, Г. А. Гейдарова (Азербайджан, г. Сумгаит)
- Выбор полупроводникового материала для детекторов гамма-излучения. А. С. Абызов, В. М. Ажажа, Л. Н. Давыдов, Г. П. Ковтун, В. Е. Кутний, А. В. Рыбка (Украина, г. Харьков)
- Модернизация системы линейной телемеханики "Хортица". С. В. Дубец, Е. Н. Федорченко, В. И. Кузьминов (Украина, г. Запорожье)
- Закономерности деградации светоизлучающих диодов. И. М. Викулин, В. И. Ирха, Б. В. Коробицын, В. Э. Горбачев (Украина, г. Одесса)
- О сбережении окружающей среды в гальванотехнологии. М. Д. Скубилин, А. В. Письменов, Б. А. Гусев (Россия, г. Таганрог)
- Исследование возможности использования фотоприемных устройств в качестве контрольных. Б. М. Ницович, И. В. Докторович, В. Н. Годованюк, В. К. Бутенко, В. Г. Юрьев (Украина, г. Черновцы)
- Деградиационные превращения в топологически разупорядоченных твердых телах: 3. Композиционные особенности бимолекулярной кинетики затухания радиационно-оптических свойств халькогенидных стекол. Н. М. Вакив (Украина, г. Львов)



#### в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

- Метод проектирования топологии тонкопленочной микросборки. В. Г. Спирин (Россия, г. Арзамас)
- Выявление скрытых резервов производства методами пассивного статистического моделирования. Ю. А. Долгов (Молдова, г. Тирасполь)
- Разработка базы знаний для диагностики РЭА на основе метода эвристической классификации. В. Е. Трофимов (Украина, г. Одесса)

## Проектирование. Конструирование

- Системный подход к синтезу базовых несущих конструкций радиоэлектронных средств. *А. С. Кондрашов, В. И. Шелест* 1
- Контролепригодная схема двоичного сумматора на основе 16-разрядной группы секций. *А. И. Тимошкин* 1
- Тепловая модель и КПД анизотропного термоэлемента в режиме генерации электроэнергии. *А. А. Ащеулов, В. Г. Охрем, Е. А. Охрем* 1
- Анализ структур отказоустойчивых бортовых комплексов при использовании электронных компонентов Industry. *В. С. Харченко, Ю. Б. Юрченко* 2
- Математическая постановка задачи синтеза компоновочной схемы базовых несущих конструкций. *А. С. Кондрашов, В. И. Шелест* 2
- Планарные LC-резонаторы с распределенными параметрами и их применение. *О. Н. Негоденко, В. И. Семенцов, А. А. Хвостенко, Д. В. Заруба* 2
- Микрополосковый направленный фильтр бегущей волны. *Э. Н. Глушеченко* 3
- Комбинированный микрополосковый 16-канальный делитель мощности СВЧ. *В. А. Бережной, А. П. Тузенко, П. Г. Космаков* 3
- Широкополосные высокочувствительные детекторные устройства миллиметрового диапазона радиоволн. *Е. Н. Асеева, В. И. Май, В. И. Суперсон* 3
- Монолитный балансный смеситель диапазона частот 80—100 ГГц. *Е. Н. Асеева, В. И. Май, В. И. Суперсон, В. В. Ткаченко* 3
- Умножитель частоты в диапазоне частот 35—40 ГГц. *В. И. Май, В. И. Суперсон, М. И. Угрин* 3
- Малогабаритный стробоскопический блок с пониженным энергопотреблением. *В. П. Рубан, П. В. Холод* 3
- Унифицированные стабилизированные источники питания для радиорелейных станций. *Н. М. Чижма* 3
- Концептуальный алгоритм механико-прочностного проектирования базовых несущих конструкций РЭС. *А. С. Кондрашов, В. И. Шелест* 4
- Выделение в графе наибольшего полного подграфа в задачах автоматизации проектирования. *С. Ю. Лузин, О. Б. Полубасов* 4
- Высокостабильные волноводные полосно-пропускающие фильтры с расширенным диапазоном перестройки. *Ф. Ф. Дубровка, П. Я. Степаненко, Н. Н. Бердар, А. А. Короцинский* 4
- Гираторный эквивалент индуктивности во входной цепи радиоприемника. *О. Н. Негоденко, Е. Б. Лукьяненко, С. И. Липко, А. А. Хвостенко* 4
- Рациональный учет паразитных элементов электронных модулей при их конструировании. *В. М. Николаенко, А. А. Ефименко, В. В. Симонов, О. В. Николаенко* 5
- Непереборный метод определения полярности выходов при минимизации многовыходных автоматов. *С. Ю. Лузин, О. Б. Полубасов* 5
- Малогабаритный полосовой электромеханический фильтр. *Ю. Э. Паэранд* 5
- СВЧ полевые транзисторы средней мощности миллиметрового диапазона длин волн. *А. В. Иващук, В. И. Босый, В. Н. Ковальчук* 6

## Обеспечение тепловых режимов

- Концептуальный алгоритм теплофизического проектирования радиоэлектронных средств. *В. И. Шелест, А. С. Кондрашов* 5
- Исследование эффективности проволочного радиатора новой конструкции. *Л. М. Хольвинская, Т. Ю. Николаенко, Ю. Е. Николаенко* 5
- Применение метода приближенного прямого моделирования при предварительных испытаниях теплообменников. *Б. П. Базелев, В. В. Быкадоров, В. И. Ефремов, Л. Ф. Храмова* 5
- Критериальный подход к выбору режима работы термоэлектрического охлаждающего устройства. *В. П. Зайков, Л. А. Киншова, В. В. Быкадоров, Л. Ф. Храмова* 5
- Исследование температурного поля накопителя на жестких магнитных дисках. *Ю. Е. Николаенко, В. Ю. Кравец, В. С. Грабовский* 6
- Влияние циклического режима работы охлаждающего термоэлектрического устройства на его надежность. *В. П. Зайков, В. Ф. Моисеев* 6

## Сигналопреобразующие системы

- Особенности построения бортовых телеметрических систем малых спутников. *К. В. Колесник, В. В. Пискорж* 1
- Телевизионное устройство для исследования радужной оболочки глаза. *А. Т. Рагимов* 1
- Метод обнаружения и оценки ударных возбуждений. *Ю. В. Ермилов* 2
- Способ измерения массы (веса) движущихся объектов. *М. Д. Скубилин* 2
- Оптико-электронный дальномер малых дистанций для динамических систем. *Ю. Ф. Ваксман, В. И. Сантоний, В. В. Янко, И. А. Иванченко, Л. М. Будиянская* 2
- Упрощенный метод анализа цепочечного соединения СВЧ-четырёхполюсников. *Э. Н. Глушеченко* 3
- Концепция построения национальной сети широкополосного беспроводного доступа. *С. А. Кравчук, В. П. Потиев, В. М. Чмиль* 3
- СВЧ-радиометрическая система «Зір» для использования в интересах таможенных служб. *С. А. Шило, В. М. Чмиль, В. А. Бережной, Ю. Н. Муськин, Д. М. Бычков, А. С. Гавриленко, В. И. Кужель, А. С. Левда, В. М. Быков* 3
- Многоканальный радиометр для систем радиовидения. *В. А. Бережной, В. И. Кужель, А. П. Тузенко, Ю. Н. Муськин, Ю. А. Демьяненко, А. Ф. Рябчук, В. А. Санкин, Б. С. Черный, С. А. Шило* 3
- Приемо-передающий радиолокационный модуль миллиметрового диапазона длин волн. *В. А. Зуйков, Г. И. Ключко, М. В. Колисниченко, В. П. Потиев, Б. С. Черный* 3
- Унифицированные модули СВЧ для вторичных преобразователей многоканальных радиометров. *В. А. Бережной, А. П. Тузенко, Б. С. Черный, П. Г. Космаков, В. И. Кужель, С. А. Шило* 3
- Высокочувствительный модуляционный радиометрический приемник диапазона частот 92...96 ГГц. *В. А. Бережной, В. И. Кужель, В. С. Игнатенко, М. А. Кондращенко, А. Ф. Рябчук, Б. С. Черный* 3

Аппаратурно-программный комплекс первичной обработки данных радиометрической системы «Зір». С. А. Шило, Д. М. Бычков, А. С. Гавриленко 3  
 Радиотепловая сканирующая система для пожарных служб авиационной охраны лесов. В. А. Комяк, С. А. Шило 3  
 Многоканальная измерительная система для калибровки высокотемпературных генераторов шума. В. А. Бережной, В. И. Кужель, А. Ю. Остапчук 3  
 Особенности обработки и визуализации выходной информации доплеровского радиолокатора обзора летного поля. А. С. Гавриленко, Д. М. Бычков 3  
 Экономичный когерентный приемопередатчик Ка-диапазона для мобильных РЛС ближнего радиуса действия. В. А. Хитровский, Д. Н. Беркута 3  
 Техника и технология систем миллиметровых волн. В. М. Чмиль, К. С. Сундучков, И. К. Сундучков 4  
 Архитектура фиксированных систем широкополосного радиодоступа. С. А. Кравчук 4  
 Космический радиолокатор среднего разрешения с широкой полосой обзора. А. С. Курекин, А. С. Гавриленко, В. Б. Ефимов, О. В. Сытник, А. П. Евдокимов, В. В. Крыжановский 4  
 Сигма-дельта-модуляторы и АЦП. В. С. Голуб 4  
 Использование гидроакустической системы для дешифрирования аэрокосмических снимков. Т. И. Низамов 4  
 Радиофизический комплекс глобального мониторинга Земли. В. Б. Ефимов, А. С. Курекин, А. С. Гавриленко, Д. М. Бычков, В. Н. Цымбал, В. А. Комяк, С. А. Шило, А. П. Евдокимов, В. В. Крыжановский, Ю. Д. Салтыков 4  
 Информационно-аналитическая система Национального космического агентства Украины. В. И. Колесник, В. В. Смаглюк, К. Ф. Волох, А. Д. Куцарь 5  
 Радиометрия СВЧ-диапазона: медицинские аспекты использования. М. В. Колисниченко, В. П. Куценко, Ю. А. Скрипник, А. Ф. Яненко 5

**Электроника и экология**

Автоматические станции контроля загрязнения атмосферы в экологическом мониторинге Украины. А. А. Дашковский, В. Ф. Рыжков 1  
 Автоматические газоанализаторы загрязнения атмосферного воздуха. И. Л. Михеева, В. К. Куринный, В. Ю. Таякин, Л. Д. Мазыра 1  
 Устройство для регулирования водопотребления. М. Д. Скубилин, В. К. Стефаненко, О. Б. Спиридонов 1  
 Приборы определения солености воды на основе индуктивных балансных сенсоров. О. Н. Негоденко, С. А. Черевко 2  
 Автоматизированный многокомпонентный контроль выбросов промышленных объектов в атмосферу. О. Н. Гейко, И. Ш. Ахмедзянов, Ю. М. Цвельых 5

**Функциональная микроэлектроника**

Учет механических напряжений в комбинированных диэлектриках для конденсаторов СБИС. В. А. Пилипенко, В. Н. Пономарь, Т. В. Петлицкая 1

Нанометровые электронные приборы. Перспективные версии. В. А. Дроздов, М. А. Дроздов, В. В. Ковальчук 1  
 Использование квантовых точек InSb в термофотовольтаических преобразователях на основе GaSb. Е. В. Андропова, Е. А. Баганов, А. Ю. Далечин, А. Ю. Карманный 1  
 Расчет тонкопленочных транзисторов с затвором Шоттки на основе аморфного полупроводника. А. К. Мамедов 2  
 Смесительно-детекторные и умножительные диоды для смесителей приемных устройств СВЧ. С. В. Бобженко, В. И. Май, В. А. Новицкий, В. В. Ткаченко, А. В. Ткаченко, М. И. Узрин 3  
 Мощные СВЧ-транзисторы на основе широкозонных полупроводников. В. И. Босый, А. В. Иващук, В. Н. Ковальчук, Е. М. Семашко 3  
 Перспективы развития и применения микроэлектронной негатроники. Ф. Д. Касимов 5  
 Моделирование транзисторов с высокой подвижностью электронов. П. А. Емцев 6  
 КМОП ИС задающего генератора с кварцевой стабилизацией частоты. В. И. Золотаревский, Л. И. Самотовка, Ю. Д. Мазалецкий, Б. А. Балай, Е. С. Товмач, А. Ф. Воцинкин 6  
 Влияние кремниевой подложки на пробивное напряжение разветвленного  $n^{++}-p^{+}$ -перехода. В. П. Сидоренко, А. Ю. Кизяк, Ю. Е. Николаенко 6

**Акусто- и оптоэлектронные устройства**

Функциональные возможности фотоприемников на основе низкоомных полупроводниковых пленок. А. А. Ключанов, Э. А. Сенокосов, Д. Е. Богинский, В. В. Сорочан, Л. В. Феценко 1  
 Определение диаметра луча с помощью фотоприемника. Л. Ф. Видулина, В. А. Мингалёв 2  
 Исследование микроэлектронных фотоприемных устройств с искусственным резистором. В. И. Корнейчук, О. А. Рогалевиц 2  
 Фотодиоды на основе моноселенидов индия и галлия. З. Д. Ковалюк, В. П. Махний, А. И. Янчук 2  
 Усиление тока в инжекционных фотодиодах с полевым электродом. И. М. Видулин, Ш. Д. Курмашев, Р. Г. Сидорец, Ю. Г. Туманов 4  
 Область повышенных шумов преобразования в фоторезисторах. А. Г. Головка 5  
 Акустооптические модуляторы для систем спектрального анализа радиосигналов. Г. И. Брайко, Д. М. Винник, А. И. Ижнин 6  
 Солнечные элементы на основе тандемных гетероструктур GaAs—InGaAs—AlGaAs. С. И. Круковский, Ю. Е. Николаенко 6  
 Распределения температуры анизотропной пластины с учетом ее оптических свойств. А. А. Ащеулов, И. В. Гуцул 6

**Датчики неэлектрических величин**

Новое поколение фотоприемников ультрафиолетового излучения. К. В. Колежук, В. Н. Комащенко, Г. И. Шереметова, Ф. И. Коржинский, В. М. Чмиль 3

Новое поколение микрoeлектронных кремниевых термодатчиков. Ю. М. Шварц, М. М. Шварц, А. Н. Иващенко, В. И. Босый, А. Г. Максименко, С. В. Сапон 3  
 Проблемы создания многокомпонентных газоанализаторов индивидуального пользования. Г. А. Девятко, С. А. Лацис, В. Я. Подольский 4  
 Преобразование низкочастотных флуктуаций электропроводности в датчиках с нелинейной ВАХ. А. Г. Головки 4  
 Выбор базовых элементов двухосного мультисенсорного инерциального датчика. Н. А. Мухоед 6  
 Многофункциональный сенсор с цифровой индикацией. И. М. Викулин, С. В. Ильин, В. А. Мингалёв 6  
 Физический принцип преобразования флуктуаций в датчиках. А. Г. Головки 6

**Технологические процессы**

Поверхностный монтаж электронных компонентов: особенности использования. Грачев А. А. 1  
 Устройство управления импульсным режимом электролиза при создании контактных площадок. Л. А. Альбота, И. М. Раренко, А. Г. Швец, И. Л. Альбота 1  
 Численное моделирование лазерных фотоионизационных технологий очистки вещества на атомном уровне. С. В. Амбросов 1  
 Получение кремния электродным восстановлением продуктов пиролиза рисовой лузги. И. Е. Марончук, Б. П. Масенко, М. В. Повстаной, В. А. Завадский, О. В. Соловьев 1  
 Повышение информативности контроля композиционных материалов методом низкоскоростного удара. В. С. Еременко, С. И. Еременко 2  
 Оценка технологического процесса изготовления СБИС по стабильности элементов ее структуры. А. М. Вантеев, А. И. Коробов 2  
 Моделирование процессов бесконтактного химико-механического изготовления подложек полупроводников. Н. Н. Григорьев, М. Ю. Кравецкий, Г. А. Пащенко, С. А. Сылко, А. В. Фомин 2  
 Установка толстослойного анодирования алюминия. В. А. Сокол, Е. П. Игнашев 2  
 Итоги и перспективы развития технологии микроволнового нагрева диэлектрических материалов. Б. А. Демьянчук, Н. В. Оленев 4  
 Применение контролируемого анодного окисления для экспресс-контроля в технологии пленок и тонкопленочных структур. Т. С. Лебедева, П. Б. Шпилевой, И. Д. Войтович 5  
 Методы удаления полимерных загрязнений, вызванных плазмохимическим травлением. А. Э. Иванчиков, А. М. Кисель, А. Б. Медведева, В. И. Плебанович, В. Н. Пономарь, В. Е. Шидуло 5  
 Управление импульсным режимом в гальванотехнике. З. Стевич, М. Райчич-Вуясинович, З. Стоилькович 5  
 Камера тепла и холода для изделий фотоэлектронной техники. А. Х. Дунаенко, В. Д. Фотий, А. А. Ащеулов 6

Кинетика десорбционной очистки поверхности кремниевых пластин в перекисно-аммиачных растворах. Ю. Г. Полтавцев, П. Т. Вирченко, В. В. Костюк 6

**Материалы электроники**

Расчет частотной зависимости диэлектрических характеристик тонких пленок системы  $HfO_2-Nd_2O_3$ . А. И. Казаков, А. В. Андриянов, В. С. Миронов, О. В. Поляруш 1  
 Микронеоднородности поверхности ионнолегированного слоя кремния. И. М. Викулин, Е. Ф. Храмов, Г. В. Прохоров, А. К. Гнап 1  
 Многослойные гетероструктуры на основе поликристаллических пленок соединений  $A_2B_6$ . К. В. Колежук, В. Н. Комащенко, Г. И. Шереметова, Ю. Н. Бобренко 2  
 Структуры на основе гетероперехода «кремний—арсенид галлия» для интегральных оптронов. Л. Л. Терлецкая, Л. Ф. Калиниченко, В. В. Голубцов 2  
 Взрывная кристаллизация тонких пленок полупроводников при облучении  $\gamma$ -квантами. Е. Ф. Храмов, Г. В. Прохоров, Н. М. Пелихатый, А. К. Гнап 2  
 Расчет релаксационных параметров GaAs в сильных полях. В. А. Москалюк, В. И. Тимофеев, А. В. Иващук 3  
 Деградиционные превращения в топологически упорядоченных твердых телах: 1. Математические модели кинетики. Н. М. Вакив, В. А. Балицкая, О. И. Шпотюк, Б. Буткевич 4  
 Механизм регулярных формоизменений микропровода при воздействии токовых нагрузок. Л. М. Моисеев, В. В. Ковальчук 5  
 Исследование свойств полупроводниковых материалов для детекторов ионизирующих излучений. А. И. Кондрик, Г. П. Ковтун 6  
 Вырачивание гетероструктур GaSb/InAs жидкофазной эпитаксией без растворения подложки. И. Е. Марончук, В. В. Курак, Е. В. Андропова, Е. А. Баганов 6  
 Исследование свойств слоев поликремния на изоляторе при криогенных температурах для создания сенсоров. А. А. Дружинин, И. И. Марьямова, С. Н. Матвиенко, Ю. Н. Хорвенко 6  
 Радиационное легирование сульфида кадмия и арсенида галлия. В. А. Мокрицкий, А. С. Гаркавенко, В. В. Зубарев, С. В. Ленков 6

**К истории науки и техники**

Памятные даты в 2003 г. 2  
 У истоков сверхмалошумящей техники СВЧ. Чмиль В. М. 3  
 Одесский НИИТТ: тридцать лет в телевизионной технике. В. И. Белявский 4  
 На технологическом направлении. К 55-летию ОАО «Авангард» (г. С.-Петербург). В. А. Шубарев 5  
 Издательству «Радио и связь» 85 лет 5

**Библиография**

Указатель статей, опубликованных в журнале в 2002 г. 1

# РЕКОМЕНДАЦИИ АВТОРАМ ПО ПОДГОТОВКЕ РУКОПИСИ

1. Рукопись должна отличаться подчеркнуто прикладной направленностью. Если результаты получены в смежных областях знаний, необходимо показать их применимость в области интересов журнала.

2. При подготовке рукописи нужно учесть, что в редакции она пройдет рецензирование в следующих аспектах:

- адресат статьи (категория читателей);
- актуальность темы;
- обоснование постановки задачи;
- новизна информации (в сравнении с работами предшественников);
- бесспорность исходных положений;
- убедительность доказательств, в том числе отсылок к использованным источникам;
- правомерность выводов;
- целесообразность (и адекватность тексту) таблиц, иллюстраций;
- строгость терминологии;
- композиция рукописи, в том числе **оправданность объема**.

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

4. Предварите рукопись мини-аннотацией в 12—16 слов.

5. При необходимости разделите рукопись на разделы. Там, где это возможно, желательно выделить выводы (резюме, заключение). Кстати, **проверьте себя** — насколько согласуются выводы рукописи с постановкой задачи, с названием рукописи, с ее аннотацией и мини-аннотацией.

6. Размерность всех величин, используемых в рукописи, должна отвечать современным требованиям, а использованные символы (как и аббревиатуры) должны быть пояснены по мере их появления в тексте.

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

8. Список «Использованные источники» составляется в последовательности, соответствующей порядку ссылок в тексте. Желательно избегать ссылок на труднодоступные источники (например, на материалы конференций). Источники описываются на языке оригинала. Принятая в журнале полнота описания источников показана на сайте [www.tkea.wallst.ru](http://www.tkea.wallst.ru) в разделе «Для авторов».

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

10. Материалы статьи направляйте по e-mail [tkea@odessa.net](mailto:tkea@odessa.net) (размер письма не должен превышать 1 Мб). Если Вы направляете рукопись по почте, приложите запись статьи на дискете. Текст статьи набирается в текстовом редакторе Microsoft Word размером 12, без переносов, с интервалом не менее 1,5. Все слова внутри абзаца разделяются только одним пробелом. Правый край текста выравнивать не обязательно.

**Крайне нежелательно** использование редактора Equation **при наборе текста** (он допустим только для набора сложных формул). Иллюстрации не нужно помещать в текст статьи, они должны быть представлены **отдельными файлами**. Графики и чертежи следует выполнять в **черно-белом (битовом) режиме**.

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

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

*Желательно представление двух вариантов каждого рисунка: с надписями и выносными линиями; без них.*

При подготовке цветных иллюстраций желательно фотографировать объекты на однотонном фоне. Сканирование фотографий необходимо выполнять с разрешением 300 ppi.

11. Снабдите рукопись публикуемыми сведениями об авторах (фамилия, имя, отчество, ученая степень, место работы), а также сообщите служебные и домашние адреса с указанием почтового индекса, сведения о должностном положении, e-mail, телефоны, телефаксы для связи, даты рождения.

12. Если есть ощущение, что могут возникнуть вопросы охраны государственной тайны, сопроводите статью экспертным заключением о возможности ее публикации в открытой печати.

# Украинский проспект электроники



Исследователи, разработчики, производители электронных систем и средств, компонентов и материалов  
Предприятия и организации инфраструктуры электроники

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

e-mail: [tkea@odessa.net](mailto:tkea@odessa.net)

	<b>Завод «ТИРА»</b> Белгород-Днестровский Одесской обл.		<b>НИИ «Преобразователь»</b> Запорожье		Казенный завод <b>«Радиоизмеритель»</b> Киев		<b>ООО «ЭлекоМ»</b> Киев
	<b>НПП «Дельта»</b> Киев		<b>НИИ гидроприборов</b> Киев		<b>НПП «Электронмаш»</b> Киев		<b>НПК «Наука»</b> Киев
	<b>Украинский НИИ радио и телевидения</b> Одесса		<b>КБ «Элемент»</b> Одесса		<b>Электромеханической з-д ОАО «Атава»</b> Полтава		<b>ГНТП «Проминь»</b> Тернополь
	<b>ОАО «Коннектор»</b> Нарьков		<b>ГП НИПИ «Союз»</b> Нарьков		<b>НПО «Теплоавтомат»</b> Нарьков		<b>ПО «Радиореле»</b> Нарьков

Вам понравился номер. Тогда:  
а) продлите подписку на журнал по одному из адресов, приведенных на 2-й стр. обложки;  
б) напишите письмо в редакцию.



Вам не понравился номер. Тогда:  
б) напишите письмо в редакцию;  
а) продлите подписку на журнал по одному из адресов, приведенных на 2-й стр. обложки.