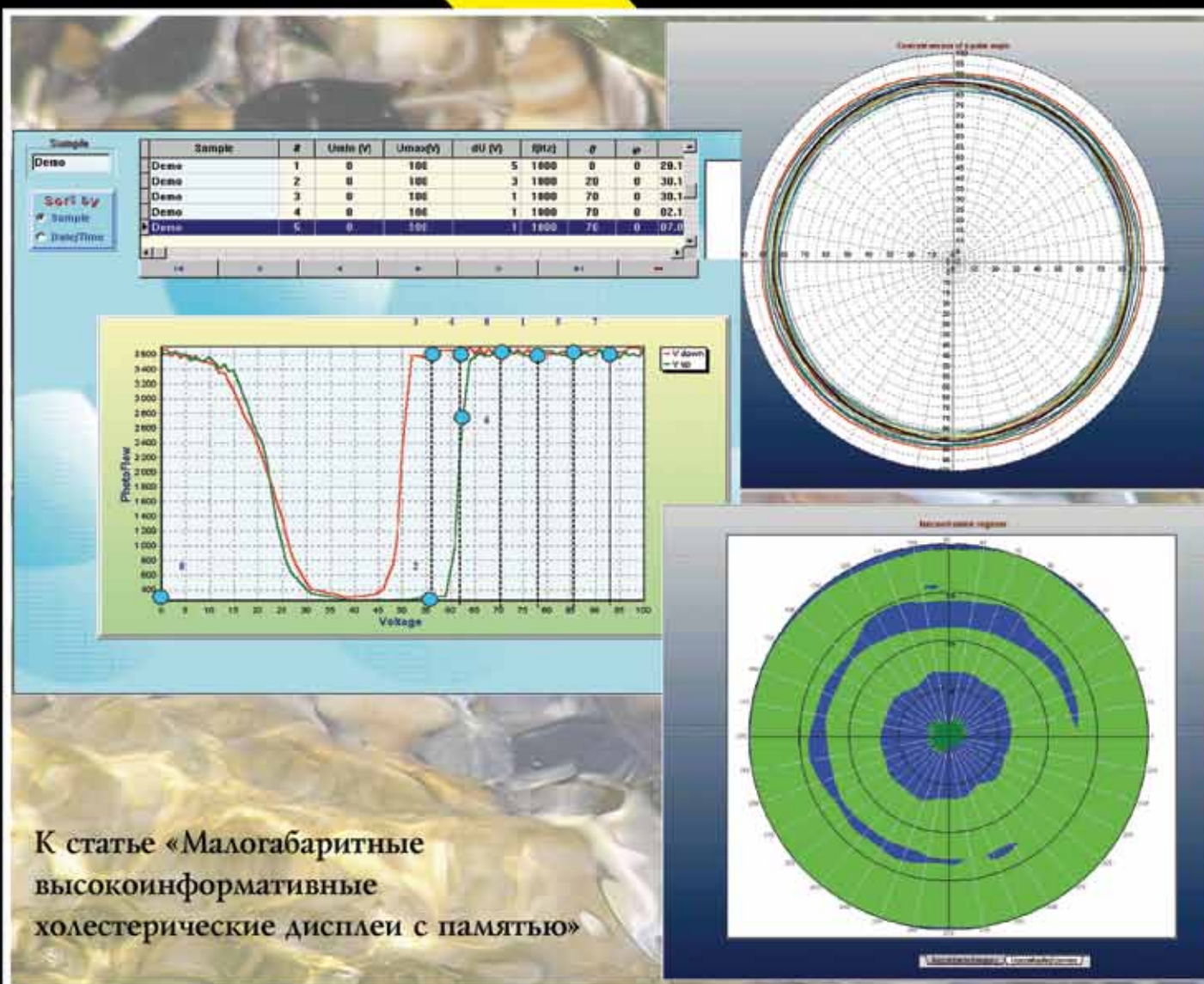


ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ



К статье «Малогобаритные
высокоинформативные
холестерические дисплеи с памятью»

2(74) 2008

IX
МЕЖДУНАРОДНАЯ
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ



СОВРЕМЕННЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ И ЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

19—23 мая 2008 года
Украина, г. Одесса

Реквизиты для связи
e-mail <tkea@optima.com.ua>
тел. +38 (048) 728-49-46,
728-18-50.

- Информационные технологии и системы искусственного интеллекта
- Компьютерные системы и сети
- Радиотехнические, телекоммуникационные и телевизионные системы
- Проектирование, конструирование, производство и контроль электронных средств
- Функциональная электроника. Микро- и нанотехнологии
- Проблемы экологического мониторинга и медицинской диагностики
- Проблемы подготовки научных и инженерных кадров в области управления, радиотехники и компьютерных систем

«Круглый стол»: Проблемы развития микроэлектроники в Украине — состояние и перспективы

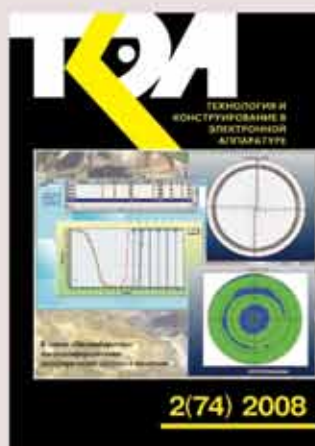


НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ «ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ»

Выходит один раз в 2 месяца

Регистрационный номер КВ 13418-2302ПР

Зарегистрирован в ВАК по разделам «Физико-математические науки», «Технические науки»
Реферируется в УРЖ «Джерело» (г. Киев) и в Реферативном журнале ВИНТИ (г. Москва)



Журнал издается при поддержке

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

ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

По Украине Отделения связи. «Каталог видань України». Индекс 23785
Подписное агентство «Идея», www.idea.com.ua. Индекс 11146.
Подписное агентство «KSS», www.kss.kiev.ua. Индекс 20363.
По России Отделения связи. Каталог «Газеты и журналы». Индекс 71141.
По Белоруссии Отделения связи. Каталог «Издания стран СНГ». Индекс 71141.
Через редакцию «ТКЭА».

Адрес редакции: Украина, 65044, г. Одесса, а/я 17
E-mail: tkea@optima.com.ua, web-сайт: www.tkea.com.ua,
тел. +38 (048) 728-18-50, 728-11-89,
тел./факс 728-49-46.

Редакция: Е. А. Тихонова, А. А. Ефименко, А. М. Лейдерман,
М. С. Назарова, Н. М. Колганова.
Техническая редакция, дизайн: Е. И. Корещкая.
Компьютерное обеспечение: П. В. Назаров.

Формат 60×84 1/8. Печать офсетная.
Печ. л. 8,0+1,0. Уч.-изд. л. 11,0. Тираж 600 экз. Заказ № 78.
Издательство «Политехперіодика»
(65044, г. Одесса-44, а/я 17).
Отпечатано в типографии издательства «ART-V»
(65091, г. Одесса, ул. Комитетская, 24а).

**ТЕХНОЛОГИЯ
И
КОНСТРУИРОВАНИЕ
В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2008 № 2 (74)

Год издания 32-й

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

К.т.н. В. М. Чмиль

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

К.т.н. Н. М. Вакив (г. Львов)
Д.т.н. В. Н. Годованюк (г. Черновцы)
К.т.н. А. А. Дашковский (г. Киев)
Н. В. Кончиц (г. Киев)
Д.т.н. В. П. Малахов (г. Одесса)
Д.ф.-м.н. В. Ф. Мачулин (г. Киев)
В. А. Проценко (г. Киев)
Е. А. Тихонова (г. Одесса)

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Д.т.н. А. А. Ащеулов (г. Черновцы)
Д.т.н. В. В. Баранов (г. Минск)
К.т.н. Э. Н. Глушеченко,
зам. гл. редактора (г. Киев)
Д.т.н. В. В. Данилов (г. Донецк)
Д.т.н. В. Т. Дейнега (г. Одесса)
Д.ф.-м.н. В. А. Дроздов (г. Одесса)
К.т.н. И. Н. Еримичой,
зам. гл. редактора (г. Одесса)
К.т.н. А. А. Ефименко,
ответственный секретарь (г. Одесса)
Л. М. Лейдерман (г. Одесса)
Д.т.н. С. Ю. Лузин (г. С.-Петербург)
К.т.н. И. Л. Михеева (г. Киев)
К.т.н. Ю. Е. Николаенко (г. Киев)
Д.ф.-м.н. В. В. Новиков (г. Одесса)
К.ф.-м.н. А. В. Рыбка (г. Харьков)
К.т.н. В. В. Рюхтин (г. Черновцы)
Д.ф.-м.н. М. И. Самойлович (г. Москва)
Д.ф.-м.н. П. В. Серба (г. Таганрог)
Д.х.н. В. Н. Томашик (г. Киев)
Д.ф.-м.н. О. И. Шпотюк (г. Львов)

УЧРЕДИТЕЛИ

Министерство промышленной политики
Украины
Институт физики полупроводников
им. В. Е. Лашкарёва
Научно-производственное
предприятие «Сатурн»
Одесский национальный
политехнический университет
Издательство "Политехперіодика"

Новые компоненты для электронной аппаратуры

Сорокин В. М., Зелинский Р. Я., Рыбалочка А. В. Малогабаритные высокоинформативные холестерические дисплеи с памятью 3

Электронные средства: исследования, разработки

Скатков А. В., Воронин Д. Ю., Данильчук Д. Н. Система поддержки принятия решений по выбору структуры системы мониторинга 10
Костенко В. Л., Жаровцев С. О., Чигаев Г. А. Специализированные сети на основе твердотельных датчиков 14
Шпилевая О. Я. Система стабилизации маятниковой установки с сигнальной настройкой 17
Демёхин В. В., Данилов В. В. Топологическая обработка информации системами искусственного интеллекта при решении логических задач 21

Вопросы приборостроения

Струтинская Л. Т. Моделирование термоэлектрического микрогенератора с каталитическим источником тепла на газовом топливе 25

Сенсоэлектроника

Карапетьян Г. Я., Багдасарян А. С., Катаев В. Ф., Катаева О. В. Акустические датчики для дистанционного контроля давления 31
Кондратов В. Т., Редько В. В. Оптико-электронный метод избыточных измерений давления: особенности реализации 34

Функциональная микро- и нанoeлектроника

Белоус А. И., Мурашко И. А., Сякерский В. С. Методы минимизации энергопотребления при проектировании КМОП БИС 39

Обеспечение тепловых режимов

Зайков В. П., Кинишова Л. А., Моисеев В. Ф., Ефремов В. И., Мельник Ю. В. Выбор режима работы термоэлектрического охлаждающего устройства (ТЭУ), обеспечивающего минимальную интенсивность отказов 45
Дмитриев М. В., Панов Л. И. Влияние низкочастотного акустического излучения на температуру нагретого тела 48

Технологические процессы и оборудование

Ланин В. Л., Дежгунов Н. В., Томаль В. С. Приборное обеспечение измерения параметров ультразвуковых воздействий в технологических процессах 51
Новосядлый С. П., Иванюк Р. М. Влияние легирующих добавок на теплостойкость и теплопередачу никелевых покрытий корпусов ИС 56
Усов В. В., Шкатуляк Н. М., Титенков А. Н., Цибанев Н. Н. Автоматизированная система регистрации циклов при вибрационных испытаниях образца 60

Библиография

Новые книги 9, 13, 16, 20, 24, 33, 50
В портфеле редакции 59

Выставки. Конференции

38, 44, 63, 2-я, 3-я стр. обл. 64

ЗМІСТ

Нові компоненти для електронної апаратури

Малогабаритні високоінформативні холестеричні дисплеї з пам'яттю. *Сорокін В. М., Зелинський Р. Я., Рибалочка О. В.* (3)

Електронні засоби: дослідження, розробки

Система підтримки прийняття рішень про вибір структури системи моніторингу. *Скатков О. В., Воронін Д. Ю., Данільчук Д. М.* (10)

Спеціалізовані мережі на основі твердотільних датчиків. *Костенко В. Л., Жаровцев С. О., Чигаєв Г. А.* (14)

Система стабілізації маятникової установки з сигнальним настроюванням. *Шпилева О. Я.* (17)

Топологічна обробка інформації системами штучного інтелекту при рішенні логічних задач. *Дем'яохін В. В., Данілов В. В.* (21)

Питання приладобудування

Моделювання термоелектричного мікрогенератора з каталітичним джерелом тепла на газовому паливі. *Струтинська Л. Т.* (25)

Сенсоелектроніка

Акустичні датчики для дистанційного контролю тиску. *Карапетьян Г. Я., Багдасарян О. С., Катаєв В. Ф., Катаєва О. В.* (31)

Оптико-електронний метод надлишкових вимірювань тиску: особливості реалізації. *Кондратов В. Т., Редько В. В.* (34)

Функціональна мікро- та наноелектроніка

Методи мінімізації енергоспоживання при проектуванні КМОП ВІС. *Белов А. І., Мурашко І. А., Сякерський В. С.* (39)

Забезпечення теплових режимів

Вибір режиму роботи термоелектричного охолоджувального пристрою, що забезпечує мінімальну інтенсивність відмов. *Зайков В. П., Кішиова Л. А., Моїсєєв В. Ф., Єфремов В. І., Мельник Ю. В.* (45)

Вплив низькочастотного акустичного випромінювання на температуру нагрітого тіла. *Дмитрієв М. В., Панов Л. І.* (48)

Технологічні процеси та обладнання

Приладове забезпечення вимірювань параметрів дії ультразвуку у технологічних процесах. *Ланін В. Л., Дежкупнов М. В., Томаль В. С.* (51)

Вплив легуючих добавок на теплостійкість та теплопередачу нікелевих покриттів корпусів ІС. *Новосядлий С. П., Іванюк Р. М.* (56)

Автоматизована система реєстрації циклів при вібраційних випробуваннях зразка. *Усов В. В., Шкатуляк Н. М., Титенков А. М., Цибанев М. М.* (60)

CONTENT

New components for the electronic equipment

Portable cholesteric displays with high information content. *Sorokin V. M., Zelinsky R. Ya., Rybalochka A. V.* (3)

Electronic means: investigations, development

Decision support system for structure synthesis of monitoring systems. *Skatkov A. V., Voronin D. Y., Danilchuk D. N.* (10)

Specialized nets of solid-state sensors. *Kostenko V. L., Zharovtsev S. O., Chigaev G. A.* (14)

Stabilization system of pendulous installation with additive adjustment. *Shpilevaya O. Ya.* (17)

The topologic information processing by the artificial intelligence systems for the logic tasks' solving. *Demyokhin V. V., Danilov V. V.* (21)

Questions of instrument making

Simulation of thermoelectric microgenerator with gas-fueled catalytic heat source. *Strutynska L. T.* (25)

Senselectronics

Acoustic sensor for remote measuring of pressure. *Karapetyan G. Ya., Bagdasaryan A. S., Kataev V. F., Kataeva O. V.* (31)

Optic-electronic method of redundant measurements of pressure: features of realization. *Kondratov V. T., Redko V. V.* (34)

Functional micro- and nanoelectronics

Method for minimization of power consumption when designing CMOS VLIC. *Belous A. I., Murashko I. A., Syakersky V. S.* (39)

Ensuring of thermal modes

Choice of mode of operations of the thermoelectrical cooling device, ensuring the minimal failure rate. *Zaikov V. P., Kinshova L. A., Moiseev V. F., Efremov V. I., Melnik Yu. V.* (45)

Influence of low-frequency acoustic radiation on temperature of the heated up body. *Dmitriev M. V., Panov L. I.* (48)

Technological processes and equipment

Instrument maintenance of ultrasonic influences parameters measurement in technological processes. *Lanin V. L., Dezhkunov N. V., Tomal V. S.* (51)

Influence of the doping additives on heat stability and heat transfer of nickel coverings of cases IC. *Novosyadly S. P., Ivanyuk P. M.* (56)

Automated system of registration of cycles in vibration tests of a specimen. *Usov V. V., Shkatul'ak N. M., Titenkov A. N., Tsybanev N. N.* (60)

Д. т. н., В. М. СОРОКИН, к. ф.-м. н. Р. Я. ЗЕЛИНСКИЙ,
А. В. РЫБАЛОЧКА

Украина, г. Киев, Ин-т физики полупроводников им. В. Е. Лашкарёва
E-mail: zelinski@isp.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
29.10.2007 г.

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

МАЛОГАБАРИТНЫЕ ВЫСОКОИНФОРМАТИВНЫЕ ХОЛЕСТЕРИЧЕСКИЕ ДИСПЛЕИ С ПАМЯТЬЮ

Рассмотрены вопросы, связанные с разработкой и исследованием нового класса отражательных дисплеев, работающих на электрооптических эффектах бистабильности в холестерических жидких кристаллах.

Отражающие дисплеи находят все большее применение в технике отображения информации. Особое значение такие дисплеи приобретают при наличии эффекта собственной памяти, когда энергия потребляется только на запись информации, а для ее поддержания не используется.

Хорошо известные отражающие дисплеи на «твист»-эффекте в нематических жидких кристаллах, не обладающие эффектом памяти, имеют ряд недостатков, которые сильно затрудняют их использование в качестве альтернативы бумажным носителям информации. Одним из них является использование в твист-индикаторах двух пленочных поляризаторов, один из которых выполняется отражающим. Это приводит к большой потере света (более 65%) для отражающих твист-индикаторов. Кроме того, такие дисплеи требуют постоянной подачи управляющих сигналов для поддержания изображения, поскольку не обладают эффектом бистабильности.

Еще одним недостатком указанных дисплеев является отсутствие возможности получения качественного цветного изображения. Этот недостаток связан с необходимостью использования цветных мозаичных фильтров в твист-дисплеях, что еще больше понижает отражающую способность дисплея и резко ухудшает качество цветного изображения.

Однако и бумажные носители информации имеют ряд недостатков из-за невозможности быстрой смены информации на одном и том же носителе. Поэтому холестерические дисплеи, работающие на электрооптических эффектах бистабильности, позволяющие длительно хранить записанную информацию без потребления энергии и сравнительно быстро менять эту информацию под действием управляющих электрических сигналов, могут составить серьезную конкуренцию бумажным носителям информации. Более того, отсутствие поляроидных пленок и высокая отражающая способность планарно-ориентированной структуры, рекордно широкие

углы обзора выгодно отличают их от других электронных и неэлектронных средств отображения информации. Отражательные дисплеи на холестерических жидких кристаллах смогут найти широкое применение в безбумажных технологиях «ноут-буков», телефонных справочников, электронных газет и книг, записных книжек, телефонных и кассовых аппаратов и многих других безбумажных приложений современной электронной техники.

Технология создания таких дисплеев мало отличается от технологии твист-индикаторов, в то время как методы электронного управления высокоинформативными холестерическими дисплеями отличаются коренным образом и основаны на использовании гистерезисных свойств жидкокристаллического материала.

Динамический гистерезис — основная характеристика бистабильных высокоинформативных холестерических дисплеев

Особенности электрооптической гистерезисной характеристики холестерической жидкокристаллической структуры могут быть эффективно использованы для создания принципиально новых методов управления высокоинформативными матричными дисплеями на холестерических жидких кристаллах (ЖК). Типичная гистерезисная характеристика холестерической структуры представлена на **рис. 1**.

Многостадийный процесс измерения характеристики так называемого «динамического гистерезиса» состоит из следующих процедур:

1. К измеряемому элементу отображения подается напряжение, которое переводит структуру холестерического ЖК в гомеотропное состояние, после чего выключается напряжение. Структура переходит в планарное, селективно рассеивающее свет, состояние.

2. После установления планарного состояния на элемент отображения подается первое значение управляющего напряжения в течение заданного времени. Затем это напряжение выключается. Измеряется величина отраженного светового потока.

3. Повторяется п. 1.

4. Повторяется п. 2. При этом на элемент отображения подается второе значение управляющего напряжения (шаг изменения напряжения задается оператором). Измеряется величина отраженного светового потока.

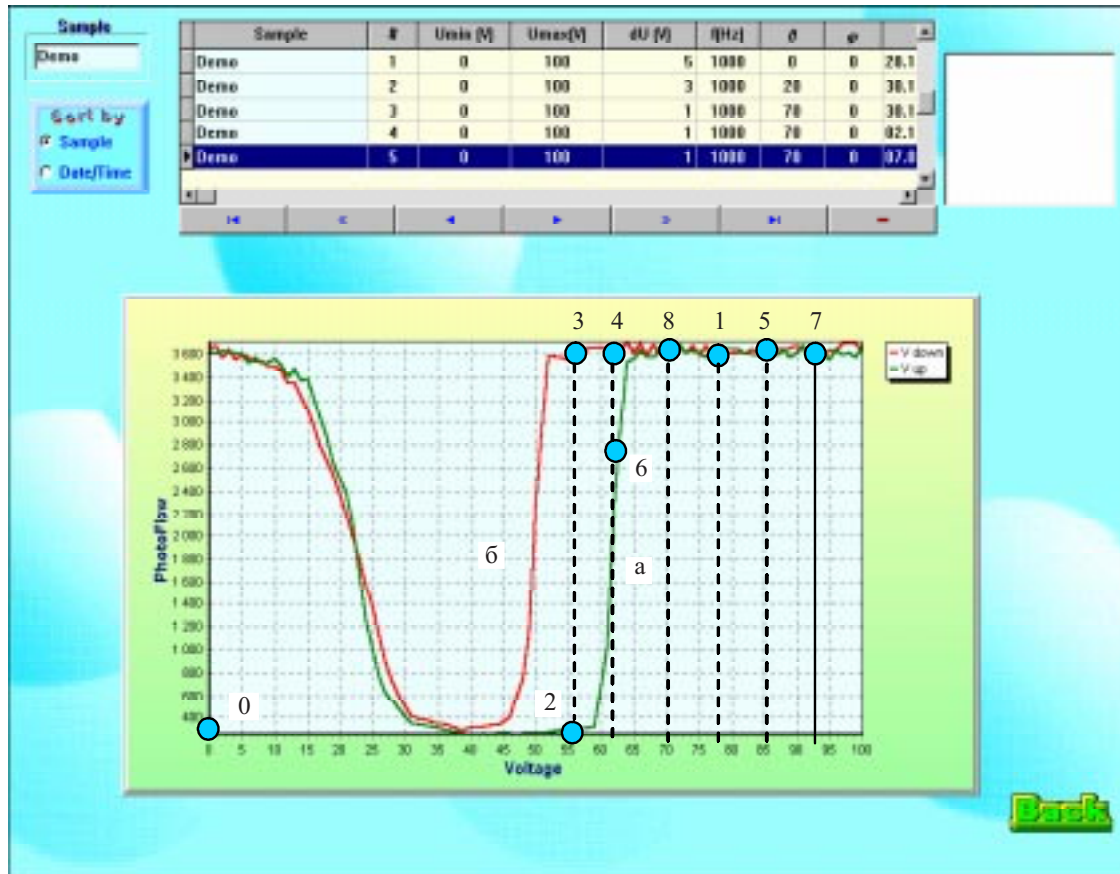


Рис. 1. Гистерезисная характеристика холестерической структуры

5. Повторяются операции по пп. 1—4 до достижения значения напряжения, предельного для заданного диапазона. (Процесс измерения можно полностью автоматизировать, используя, например, специально разработанный в Институте физики полупроводников НАН Украины измерительно-вычислительный комплекс СМ-100 [1].) Результирующая характеристика прямой ветви «динамического гистерезиса» показана на рис. 1, кривая *a*.

6. К измеряемому элементу отображения подается напряжение, которое переводит структуру холестерического ЖК в гомеотропное состояние. Это напряжение удерживается заданное время, после чего на элемент отображения подается первое значение управляющего напряжения в течение заданного времени, затем оно выключается. Измеряется величина отраженного светового потока.

7. К измеряемому элементу отображения подается напряжение, которое переводит структуру холестерического ЖК в гомеотропное состояние. Это напряжение удерживается заданное время, после чего на элемент отображения подается второе значение управляющего напряжения в течение заданного времени, которое затем выключается. Измеряется величина отраженного светового потока.

8. Повторяются операции по пп. 6, 7 до достижения значения напряжения, предельного для заданного диапазона.

Результирующая характеристика обратной ветви «динамического гистерезиса» показана на рис. 1, кривая *b*.

Таким образом, при подаче одного и того же удерживающего напряжения (рис. 1, точки 2 и 3) и выключении этого напряжения возможна реализация двух устойчивых состояний жидкого кристалла — планарного, селективно отражающего свет состояния (точка 3), или конфокального состояния, сильно рассеивающего падающий свет (точка 2). Время действия этого удерживающего напряжения определяет количество адресуемых строк дисплея. Чем больше число строк матричного дисплея, тем больше время удержания, и, как следствие, тем меньше ширина динамической гистерезисной характеристики. На рис. 2 показана зависимость величины ширины гистерезисной характеристики от времени удержания.

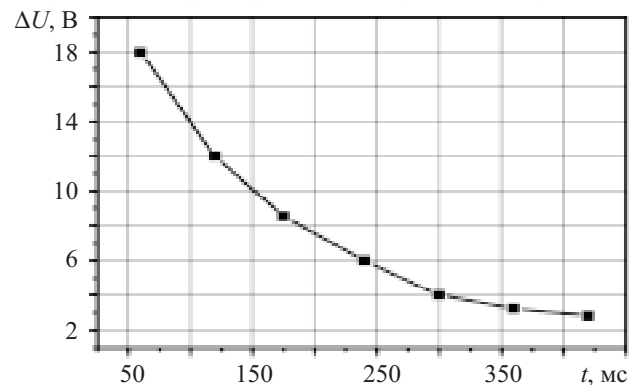


Рис. 2. Зависимость ширины петли динамической гистерезисной характеристики от времени действия удерживающего напряжения

Для реализации электронной схемы управления матричным дисплеем значения $\Delta U = 1,5 \dots 2$ В вполне достаточно для эффективного управления строками дисплея. При этом предельное число мультиплексируемых строк может составлять 1000 и более, что обеспечивает возможность управления высокоинформативными экранами типа VGA (640×480 элементов).

Разработанные нами электронные схемы динамической адресации холестерических дисплеев, основанные на использовании особенностей динамической гистерезисной характеристики, отличаются простотой и надежностью, в то время как ряд известных идеологий управления основаны на других принципах, приводящих к усложнению электронных схем управления.

Двухуровневые методы электронного управления матричными дисплеями

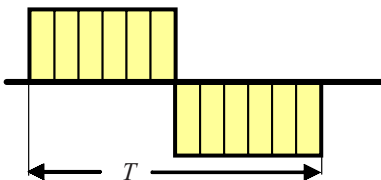
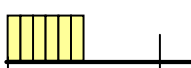
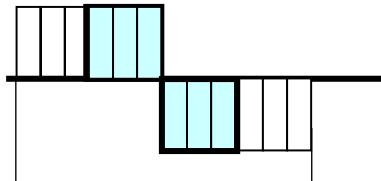
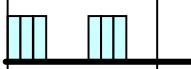
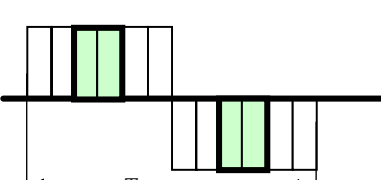
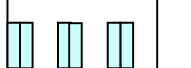
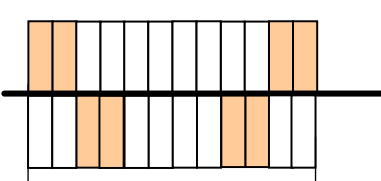
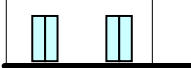
Обычно для управления жидкокристаллическими дисплеями используются драйверы, которые способны коммутировать от 4 до 6 уровней напряжений. Такие драйверы сложны и дорогостоящи, особенно при коммутации достаточно высоких уровней напряжений (до 50—70 В). Драйверы, которые в состоянии коммутировать лишь два уровня напряжений, гораздо проще и, как следствие, намного дешевле.

Нами разработаны и реализованы в конкретных устройствах несколько методов управления холестерическими жидкокристаллическими дисплеями, основанных на двухуровневом принципе управления [2—6]. Идея методов основана на использовании особенностей динамической гистерезисной характеристики, приведенной на рис. 1, при подаче на строки и столбцы матричного дисплея при динамической адресации таких последовательностей однополярных импульсов с различной скважностью, чтобы результирующее эффективное напряжение на выбранных и невыбранных элементах изображения строго соответствовало заранее заданной величине.

При амплитуде управляющих импульсов, подаваемых на строки и столбцы дисплея, равной U , для различных разработанных схем управления такие детерминированные значения эффективного напряжения должны составлять, например, $U_{\text{эф}} = U/\sqrt{2}$, $U_{\text{эф}} = U/\sqrt{3}$ или $U_{\text{эф}} = U/\sqrt{2/3}$. Такие эффективные значения напряжений можно реализовать при форме управляющих импульсов, приведенных в табл. 1. В центре таблицы приведены известные аналитические выражения для определения эффективного значения напряжения сложной формы, а справа показаны последовательности однополярных импульсов,

Таблица 1

Формы электрических сигналов управления элементами отображения

Форма управляющего напряжения на элементе отображения	Эффективное значение напряжения	Форма строчных и столбцовых сигналов
	$U_{\text{эф}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt} = U$	Строка  Столбец 
	$U_{\text{эф}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt} = \frac{U}{\sqrt{2}}$	Строка  Столбец 
	$U_{\text{эф}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt} = \frac{U}{\sqrt{3}}$	Строка  Столбец 
	$U_{\text{эф}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt} = \frac{U\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	Строка  Столбец 

Трансформация структур для различных типов схем управления

Тип схемы управления	Трансформация структур для выбранного элемента отображения	Трансформация структур для невыбранного элемента отображения
$U/\sqrt{2}$	1—3—1—3—0 Г—Г—Г—Г—П	1—3—0—2—0 Г—Г—П*—ФК—ФК
$U/\sqrt{3}$	2—5—3—0 ФК—Г—Г—П	2—2—2—0 ФК—ФК—ФК—ФК
$(U\sqrt{3})^*$	6—7—4—3—0 ФК*—Г—Г—Г—П	6—6—6—2—0 ФК*—ФК*—ФК*—ФК—ФК
$U/\sqrt{2/3}$	8—3—8—3—0 Г—Г—Г—Г—П	8—3—0—2—0 Г—Г—П*—ФК—ФК

Примечание: Г — гомеотропная структура; П — планарная структура; ФК — фокально-коническая структура; П* — переходная планарная структура; ФК* — промежуточная фокально-коническая структура.

подаваемых на строки и столбцы дисплея, обеспечивающие заданную форму результирующего сигнала.

Задача синтеза управляющих однополярных импульсов, подаваемых на строки и столбцы дисплея, заключается в нахождении таких последовательностей импульсов, которые обеспечивают результирующие формы сигналов на элементах отображения, показанные в табл. 1. При разработке простых двух-уровневых схем управления матричными дисплеями мы остановились на трех типах последовательностей импульсов, обеспечивающих эффективные значения напряжения на элементах индикации, $U/\sqrt{2}$, $U/\sqrt{3}$ и $U/\sqrt{2/3}$. По этой причине разработанные схемы матричной адресации названы соответственно схема $U/\sqrt{2}$, схема $U/\sqrt{3}$ и схема $U/\sqrt{2/3}$.

Для наглядного представления особенностей каждой схемы управления рассмотрим гистерезисную характеристику холестерического дисплея, показанную на рис. 1. Отмеченные на этой характеристике точки 0—8 соответствуют некоторым эффективным значениям напряжений, которые последовательно подаются на элемент отображения, причем для каждой схемы управления эти последовательности приведены в табл. 2. В таблице наглядно показана трансформация структур холестерического жидкого кристалла (ХЖК) в зависимости от положения точек на гистерезисной характеристике рис. 1.

При реализации этой идеологии управления для адресации холестерического дисплея наряду с гистерезисными свойствами ХЖК используются особенности этих материалов, связанные с процессом релаксации из гомеотропного в планарное состояние (Г—П-переход). ХЖК при Г—П-переходе образует промежуточную нестабильную спиральную текстуру П*, аналогичную стабильному планарному состоянию, но с шагом спирали приблизительно в два раза большим [7]. Время образования этой текстуры (Г—П*-переход) для различных ХЖК составляет величину от единиц до десятых долей миллисекунд.

Поскольку переходная планарная структура неустойчива, под действием поля она может перейти или в гомеотропную структуру (когда напряжение превышает напряжение полной раскрутки спирали или равно ему, точка 8 рис. 1), или в конфокальное

состояние (когда воздействующее напряжение лежит в диапазоне от 0 до напряжения начала раскрутки спирали, точка 2 рис. 1). Благодаря малому времени Г—П*-перехода и гистерезисным свойствам ХЖК возможно создание простой идеологии управления холестерическими дисплеями со временем адресации одной строки порядка нескольких миллисекунд [2, 5].

На рис. 3 показаны реальные управляющие последовательности электрических импульсов, подаваемых на строки и столбцы дисплея, состоящего, для примера, из трех строк и двух столбцов. Как видно из этого рисунка, только двух уровней напряжения (U и 0) достаточно для реализации эффективного управления матричным дисплеем.

Схематическое представление последовательности эффективных напряжений на пикселах n -й строки ХЖК-дисплея с общим количеством строк N при адресации по идеологии управления $U/\sqrt{2}$ приве-

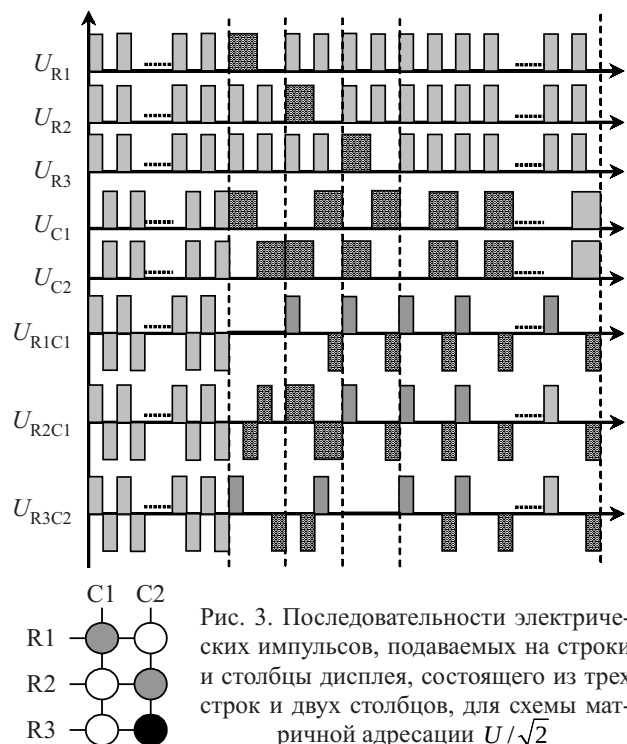


Рис. 3. Последовательности электрических импульсов, подаваемых на строки и столбцы дисплея, состоящего из трех строк и двух столбцов, для схемы матричной адресации $U/\sqrt{2}$

дено на **рис. 4**. Из рисунка видно, что управляющая последовательность может быть разбита на следующие четыре стадии: подготовительную, стадию выборки, удерживающую и эволюционную.

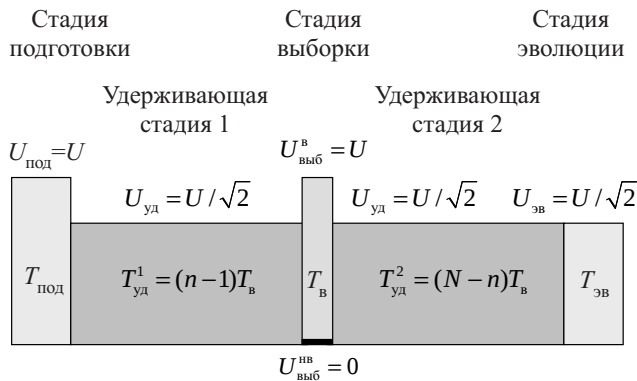


Рис. 4. Схематическое представление последовательности эффективных напряжений на пикселях n -й строки дисплея с общим количеством строк N при адресации по идеологии управления $U/\sqrt{2}$

Подготовительная стадия предназначена для перевода всех пикселей дисплея в гомеотропное состояние. Для этого в течение времени $T_{\text{под}}$ на все пиксели дисплея подается напряжение $U_{\text{под}} = U$, которое должно быть больше критического напряжения холестерико-нематического перехода.

Стадия выборки является определяющей для конечного состояния ХЖК в пикселях дисплея. В течение стадии выборки ($T_{\text{выб}}$) на выбранные пиксели подается напряжение $U_{\text{выб}}^в = U$, а на невыбранные — $U_{\text{выб}}^в = 0$. Напряжение $U_{\text{выб}}^в = U$ удерживает гомеотропное состояние ХЖК в выбранных пикселях. Напряжение $U_{\text{выб}}^в = 0$ позволяет ХЖК совершить переход Г–П* в невыбранных пикселях за время $T_{\text{в}}$.

Удерживающая стадия разбивается на две части (первая часть — после окончания подготовительной стадии до начала стадии выборки, вторая часть — после окончания стадии выборки до начала эволюционной стадии). Во время удерживающей стадии ($T_{\text{уд}}$) на все пиксели дисплея подается напряжение с эффективным значением $U_{\text{уд}} = U/\sqrt{2}$. Первая часть удерживающей стадии предназначена для поддержания гомеотропного состояния ХЖК во всех пикселях дисплея в течение времени $T_{\text{уд}}^1 = (n-1)T_{\text{в}}$. Вторая часть удерживающей стадии удерживает в выбранных пикселях гомеотропное состояние, а в невыбранных инициирует переход ХЖК из переходного планарного состояния в фокально-коническое (конфокальное) состояние. Продолжительность второй части поддерживающей фазы $T_{\text{уд}}^2 = (N-n)T_{\text{в}}$.

Для всех пикселей дисплея суммарная продолжительность поддерживающей фазы одинакова и определяется выражением

$$T_{\text{уд}} = T_{\text{уд}}^1 + T_{\text{уд}}^2 = (n-1)T_{\text{в}} + (N-n)T_{\text{в}} = (N-1)T_{\text{в}}. \quad (2)$$

В течение эволюционной стадии на все пиксели дисплея подается напряжение $U_{\text{эв}} = U_{\text{уд}} = U/\sqrt{2}$, которое удерживает в выбранных пикселях гомеотропное состояние и способствует ЖК-материалу в невыбранных пикселях перейти в конфокальное состояние.

Таким образом, по окончании управляющей последовательности (при полном отключении напряжения на строках и столбцах) в выбранных пикселях происходит переход жидкого кристалла из индуцированного гомеотропного состояния в стабильное планарное состояние, а в невыбранных пикселях образуется стабильная конфокальная структура. Заметим, что результирующее состояние ХЖК во всех элементах изображения дисплея определяется в течение стадии выборки. При этом полное время записи дисплея для рассматриваемой схемы управления составляет

$$T_{\text{кадра}} = (T_{\text{под}} + NT_{\text{в}} + T_{\text{эв}}). \quad (3)$$

Принципы работы других вариантов схем управления ($U/\sqrt{3}$, $U/\sqrt{2/3}$, $U/\sqrt{3}$ *) подробно описаны в [2, 4, 8]. Сравнение характеристик перечисленных схем управления холестерическим дисплеем показывает, что важным преимуществом схемы $U/\sqrt{2/3}$ является уменьшение амплитуды управляющего напряжения на 13% по сравнению со схемой $U/\sqrt{2}$, на 29% по сравнению со схемой $U/\sqrt{3}$ и на 33% по сравнению со схемой $(U/\sqrt{3})^*$.

Индикатрисы контраста высокоинформативных холестерических дисплеев

Угловые характеристики распределения контраста холестерических дисплеев в сильной степени зависят от ориентационных граничных условий для поверхностно-стабилизированных планарных структур. Возможные варианты ориентированных планарных структур показаны на **рис. 5**. Поскольку так называемая «фен»-структура планарно-ориентированного холестерического жидкого кристалла позволяет получить наиболее широкие углы обзора, при создании высокоинформативных матричных холестерических дисплеев мы использовали технологические методы создания именно фен-структуры.

На **рис. 6** приведены экспериментально снятые на измерительно-вычислительном комплексе СМ-100 угловые характеристики распределения контраста, приведенные в полярной системе координат (рис. 6, а), а также представленные как эквиконтрастные характеристики (рис. 6, б). Нетрудно заметить явные преимущества индикатрис контраста холестерических дисплеев. Помимо большого угла обзора (практически до 75°), они отличаются высокой равномерностью распределения контраста в диапазоне азимутальных углов от 0 до 360° , что приближает характеристики холестерических дисплеев к характеристикам бумажных носителей информации.

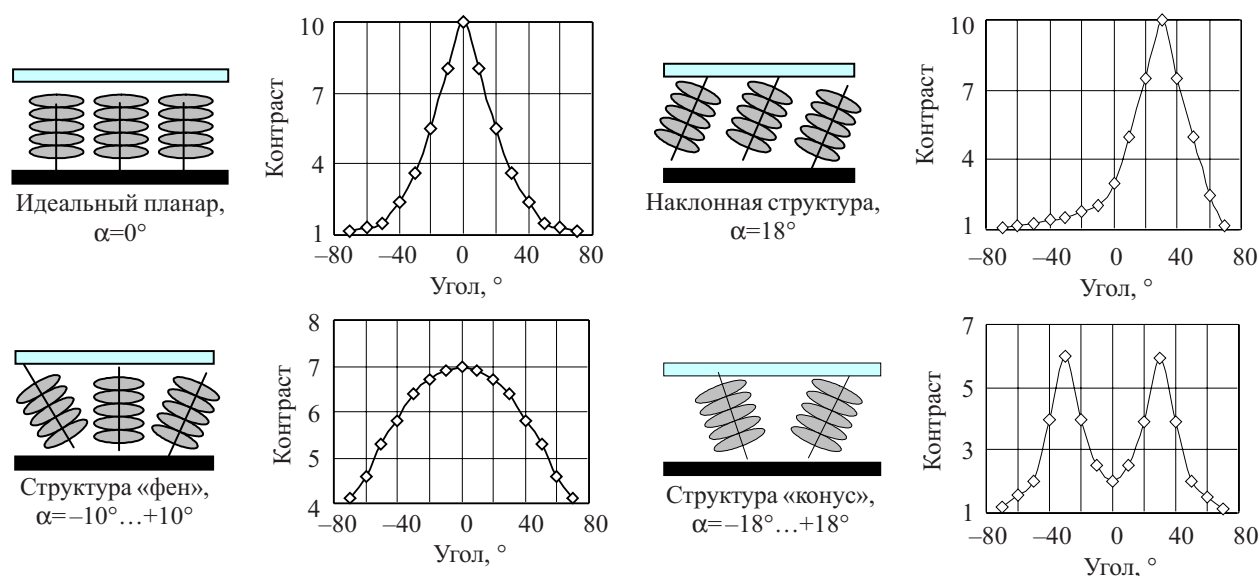


Рис. 5. Варианты ориентированных структур холестерического жидкого кристалла

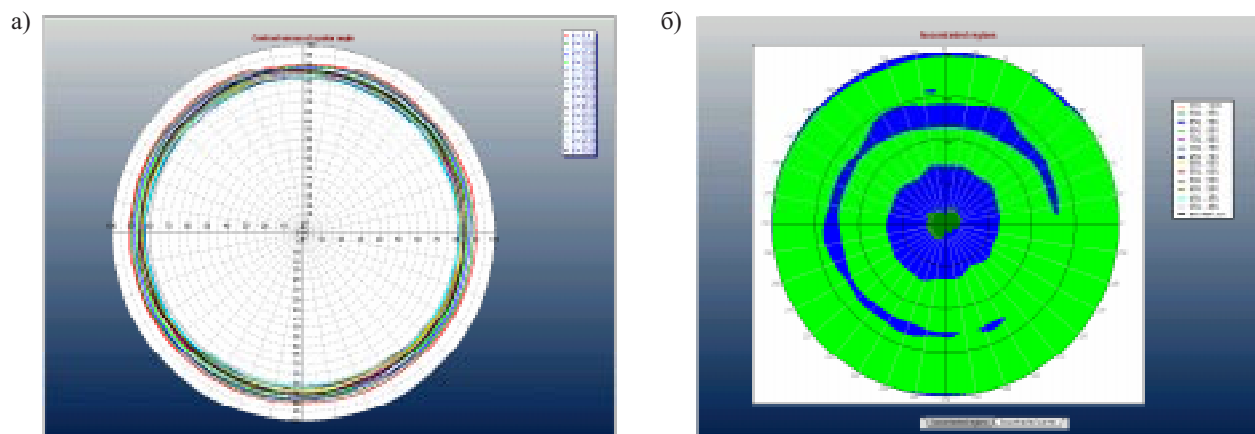


Рис. 6. Индикатрисы контраста разработанного холестерического дисплея, представленные в полярной системе координат (а) и как эквиконтрастные характеристики (б)

Пути совершенствования бистабильных холестерических дисплеев

Несмотря на ряд принципиальных преимуществ отражательных холестерических дисплеев (сравнительная простота технологии создания, широкие углы обзора, эффект «памяти» и др.), создание более совершенных дисплеев указанного типа остается серьезной задачей. Современный уровень науки и технологии не может обеспечить создания электронных дисплеев с параметрами и характеристиками, аналогичными бумажным носителям информации (коэффициент отражения, контраст, углы обзора, цветовая гамма, отсутствие мерцающего изображения, гибкость бумажного носителя и др.). Поэтому приходится ограничиться лишь дополнительными требованиями к холестерическим дисплеям, реализация которых приблизит электронное средство отображения информации по ряду эргономических параметров к бумажным носителям информации:

1. Обеспечение возможности создания тонких и гибких конструкций высокоинформативных холестерических ЖК-дисплеев.

2. Обеспечение возможности создания полноцветных плоских холестерических ЖК-дисплеев.

3. Обеспечение возможности реализации черно-белого изображения на дисплее с максимальной отражающей способностью белого фона и максимальным светопоглощением черного фона.

Первое требование может быть реализовано за счет использования в производстве дисплеев тонких и прочных пластиковых подложек. Сегодня это направление интенсивно развивается при создании дисплеев на нематических жидких кристаллах. Целесообразность развития этого направления диктуется необходимостью создания большого количества малогабаритных гибких пластиковых карт с большим объемом информации, которая должна оперативно меняться (так называемые смарт-карты). На мировом рынке уже появились такие карты на нематических жидких кристаллах с гибкими подложками.

Задача создания таких карт на холестерических жидких кристаллах с памятью несколько усложняется по следующим причинам. Если в нематических ЖК-дисплеях на гибких подложках изображение

постоянно поддерживается управляющим напряжением (что приводит к сохранению информации при деформациях пластиковых карт), то для холестерических дисплеев с памятью механическая деформация слоя жидкого кристалла может привести к нарушению конфокальной структуры (обычно при деформации конфокальная структура трансформируется в планарную) и, как следствие, к искажению записанного изображения.

Для исключения ориентационных конформаций в холестерическом жидком кристалле под действием механических деформаций необходимо создавать специальные ячейистые гибкие пластиковые подложки, каждая ячейка которых полностью изолирована от соседних, при этом размер ячейки должен быть адекватен размеру элемента отображения. Это довольно сложная самостоятельная задача, требующая проведения серьезных исследований.

Второе требование сравнительно просто реализуется за счет использования трехслойных конструкций ЖК-дисплея [9], у которых каждый слой представляет собой самостоятельный отражающий дисплей, заполненный ЖК-материалом с максимумом полосы селективного отражения в заданной области спектра (например, в красной, синей и зеленой областях). Цветное изображение реализуется за счет прохождения светового потока от внешнего источника подсветки и отражения его от каждого жидкокристаллического слоя, находящегося в планарном или конфокальном состоянии, или в одном из промежуточных между планарным и конфокальным состояний (так называемая «шкала серого»). При этом для получения большого количества цветовых оттенков необходимо более 16 градаций шкалы серого, что для рассматриваемого класса холестерических жидкокристаллических смесей реализовать трудно.

Третье требование может быть обеспечено за счет использования жидкокристаллических материалов с высокими значениями оптической анизотропии — порядка 0,6. В настоящее время в литературе появилась информация о синтезе таких материалов [10],

однако промышленный выпуск их ожидается лишь в ближайшие годы.

Таким образом, рассмотренный класс жидкокристаллических дисплеев имеет самостоятельные области применения, для которых требуются достаточно долгое (сотни часов) хранение статической информации без потребления энергии, широкие углы обзора и работа на отражение с минимальными оптическими потерями.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Сорокин В. М., Зелинский Р. Я., Рыбалочка А. В., Олийник А. С. Измерительно-вычислительный комплекс СМ-100 для характеристики жидкокристаллических дисплеев // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА).— 2008.— № 1.— С. 48—53.
2. Sorokin V., Sorokin A., Rybalochka A., Valyukh S. Electronic addressing reflective cholesteric LCD // Proc. SPIE.— 2001.— Vol. 4511.— P. 169—173.
3. Rybalochka A., Sorokin V., Valyukh S., Sorokin A. Dynamic drive scheme for fast addressing of cholesteric displays // SID Digest.— 2000.— Vol. XXXI.— P. 818—821.
4. Rybalochka A., Sorokin V., Valyukh S., Sorokin A. Simple drive scheme for bistable cholesteric LCDs // Ibid.— 2001.— Vol. XXXII.— P. 882—885.
5. Sorokin V. Simple driving methods for cholesteric reflective LCDs // Asia Display'98.— Seoul.— 1998.— P. 749—752.
6. Rybalochka A., Sorokin V., Valyukh S., Sorokin A. Analysis of drive schemes for bistable cholesteric LCDs // Proc. of the 10th Symposium "Advance Display Technologies".— Minsk.— 2001.— P. 67—71.
7. Yang D.-K., Lu Z.-J. Switching mechanism of bistable cholesteric reflective displays // SID Digest.— 1995.— Vol. XXVI.— P. 351—355.
8. Rybalochka A., Sorokin V., Valyukh S. Bistable cholesteric reflective displays: two-level dynamic drive schemes // Journal of the SID.— 2004.— N 12/2.— P. 165—171.
9. Devis D., Kahn K., Huang X.-Y., Doane J. W. Eight-color high-resolution reflective cholesteric LCD // SID Digest.— 1998.— Vol. XXIX.— P. 901—904.
10. Wu S.-T., Hou J. A., Wu B. J. High brightness and low voltage cholesteric liquid crystal displays // Proc. of the 6th Asia Symposium on Information Display.— China.— 2000.— P. 154—158.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Вигдорович Е. Н. Малоразмерные образования в технологии приборостроения.— М.: МГУПИ, 2008.

В книге представлены результаты работ по развитию технологий малоразмерных образований для создания нового поколения устройств и приборов. Учебное пособие содержит изложение основ физики и химии малоразмерных образований, в том числе наноструктур, — одной из наиболее актуальных и быстроразвивающихся областей физики и технологии веществ. Представлены данные по изменению основных свойств веществ в зависимости от размера образований и возникновения новых фундаментальных и квантоворазмерных эффектов. Рассмотрены различные методы формирования микро- и нанообразований: вакуумные методы получения тонких покрытий, молекулярно-лучевая эпитаксия, методы поверхностного и объемного наноструктурирования, ионная литография и др. Приведены результаты применения технологий малоразмерных образований в различных областях науки и техники. Книга предназначена для преподавателей, аспирантов и студентов соответствующих специальностей высших учебных заведений, а также может представлять интерес для специалистов в области приборостроения, физики и химии твердого тела, микро-, наноэлектроники, оптики, фотоники и др.



Д. т. н. А. В. СКАТКОВ, Д. Ю. ВОРОНИН, Д. Н. ДАНИЛЬЧУК

Украина, Севастопольский национальный технический университет
E-mail: dima@voronins.comДата поступления в редакцию
31.10 2007 г.Оппонент д. т. н. С. А. НЕСТЕРЕНКО
(ОНПУ, г. Одесса)

СИСТЕМА ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПО ВЫБОРУ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА

Рассмотрен структурный синтез систем мониторинга. Описана система поддержки принятия решений по выбору структуры системы мониторинга и дисциплины опроса узлов фрагмента компьютерной сети.

Использование мониторинга оправдано в любой отрасли промышленности или сфере услуг. Системы мониторинга позволяют контролировать любой производственный процесс (например, выпечки хлеба или изготовления телевизоров). Огромное значение мониторинг имеет в областях, связанных с передачей данных в компьютерных системах или сетях.

Система мониторинга компьютерной сети (КС) представляет собой программно-аппаратный комплекс, решающий широкий класс задач, направленных на обеспечение работоспособности сети. Основные из них:

- подготовка данных для принятия решений по организации работы сети;
- обеспечение информационной безопасности;
- использование в объектах критического применения;
- обеспечение гарантоспособности сети.

Наиболее известной является задача наблюдения за состоянием компьютерной сети. Она связана со сбором информации и подготовкой данных [1], которые в дальнейшем могут быть использованы для принятия решения об оптимизации работы КС. Если рассмотреть сетевые записи работы сегмента КС, то основное, что выделяется на общем фоне, — это огромный объем передаваемых данных. Эти данные могут передаваться внутри сегмента и за его пределы. В состав этих данных входит как системный трафик (данные, передаваемые для обеспечения корректной работы КС), так и пользовательский (данные, передаваемые непосредственно пользователями). Использование мониторинга позволяет определить характеристики различных видов трафика, оценить нагрузку на различные участки сегмента КС, а также на всю КС в целом.

Используя собранные системой мониторинга данные, можно разработать план действий по повышению эффективности работы КС в случае ее расши-

рения. (Расширение КС подразумевает добавление к сети новых серверов, рабочих станций или сетевых служб.) Однако до реализации расширения КС необходимо определить, каким образом подключить к сети новый элемент, какие связи и маршрутизаторы задействовать, и каким образом повлияет на работу КС добавление нового элемента. С использованием информации, полученной от системы мониторинга, можно принять решение о наиболее эффективной точке и способах подключения нового элемента к сети, а в некоторых случаях — и о реконфигурации существующей КС.

Использование данных мониторинга может помочь более эффективно производить поиск неисправностей в КС. Обнаружение неработающего сетевого оборудования (сетевых плат или маршрутизаторов) не представляет особых проблем. Вместе с тем, сетевое оборудование может работать нестабильно, т. е. время от времени передаются и получаются лишь некоторые данные через КС. Тогда происходит заполнение сети некорректной информацией, что приводит к замедлению работы всей КС. В таких случаях выявить нестабильно работающее сетевое оборудование значительно сложнее. Использование же мониторинга позволяет отследить такую ситуацию по некоторым косвенным признакам, таким как обращение к несуществующим ресурсам или организация ненужного трафика.

Следующая задача системы мониторинга заключается в обеспечении информационной безопасности КС [1]. Мониторинг может быть очень полезен для борьбы с хакерами, а точнее, позволяет обнаружить атаки хакера на сеть. Хотя проникновение хакера в КС может остаться незамеченным, он не может скрыть следов своей деятельности внутри сети. Использование мониторинга позволяет отследить потоки трафика и обнаружить незаконный ДНС-сервер либо имитацию IP-адреса. Имитация IP-адреса может возникнуть не только вследствие атаки хакера, но и в случае нестабильной работы сетевого оборудования.

Несомненно, важной задачей является использование систем мониторинга для наблюдения за объектами критического применения [2]. Использование компьютерных технологий в областях, связанных с повышенными требованиями к надежности и управлению объектами критического применения, напри-

мер в ядерной энергетике, обязывает производить непрерывный контроль не только самого объекта, но и управляющей им системы. Использование мониторинга позволяет своевременно и с достаточной степенью достоверности получать информацию о состоянии объекта, позволяет вовремя отследить аварийные либо предаварийные ситуации и принять меры по их предотвращению.

Наконец, можно сказать о такой задаче как обеспечение гарантоспособности КС [3]. Сама концепция гарантоспособности подразумевает способность КС предоставлять некоторые услуги, которым можно оправданно доверять. Гарантоспособность является комплексным свойством, включающим безотказность, готовность, целостность, конфиденциальность, достоверность. Гарантоспособность имеет некоторые общие свойства с информационной безопасностью, также можно провести аналогию с управлением объектами критического применения, однако отсутствие обеспечения гарантоспособности ведет лишь к материальным потерям и не несет угрозы человеческой жизни или окружающей среде.

Постановка задачи

Пусть задан некоторый фрагмент компьютерной сети. Фрагмент представляет собой совокупность узлов, объединенных между собой при помощи среды коммутации. Каждый узел компьютерной сети состоит из процессорного блока и буферного накопителя. Особенности структуры узлов позволяют подключать либо отключать дополнительные процессоры в процессорном блоке, а также изменять объем буферного накопителя.

Необходимо для данного фрагмента компьютерной сети разработать структуру системы мониторинга и исследовать эффективность ее функционирования.

Необходимо разработать и реализовать указанное средство проектирования структуры системы мониторинга с использованием адаптивных алгоритмов на этапе выбора дисциплины опроса узлов фрагмента КС. Провести исследования с целью выявления параметров, влияющих на эффективность функционирования системы мониторинга, и предложить способы повышения эффективности.

Входными данными являются описание фрагмента компьютерной сети и требования пользователя к системе мониторинга для заданного фрагмента КС.

Выходными данными является полностью сформированная структура системы мониторинга в соответствии с классификацией, представленной в [4]. Классификация основана на таких структурных признаках, как тип системы управления, структура процессорного блока, наличие буферного накопителя, логика функционирования системы мониторинга и других. Таким образом, шифр конкретной реализации системы мониторинга составляется из последовательности групп символов, разделенных между собой косой чертой. Каждая из групп символов соответствует определенному классификационному признаку. Например, для системы мониторинга с централизованной системой управления, производящей мониторинг нескольких узлов на нескольких процессорах, с использованием буферного накопителя и информационных фильтров, инициатором мониторинга является узел сети; производится многофазный мониторинг; система имеет отдельную память и производит наблюдение случайных величин по жестко заданной программе. Шифр системы мониторинга можно записать следующим образом: ccon / mn / mp / be / ni / fe / mph / dif / var / hl (структура представлена на рис. 1).

Неоспоримым преимуществом предложенной классификации является то, что она описывает кон-

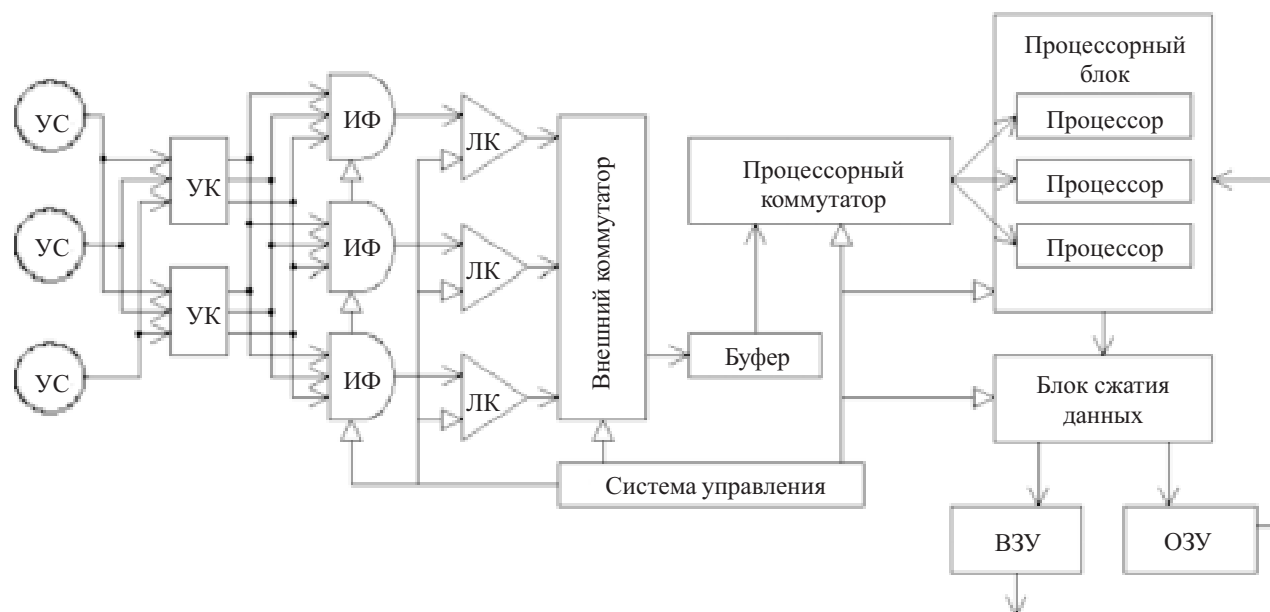


Рис. 1. Структурная схема системы мониторинга ccon / mn / mp / be / ni / fe / mph / dif / var / hl:

УС — узел компьютерной сети; УК — узловой коммутатор; ИФ — информационный фильтр; ЛК — логический ключ; ВЗУ/ОЗУ — внешнее/оперативное запоминающее устройство

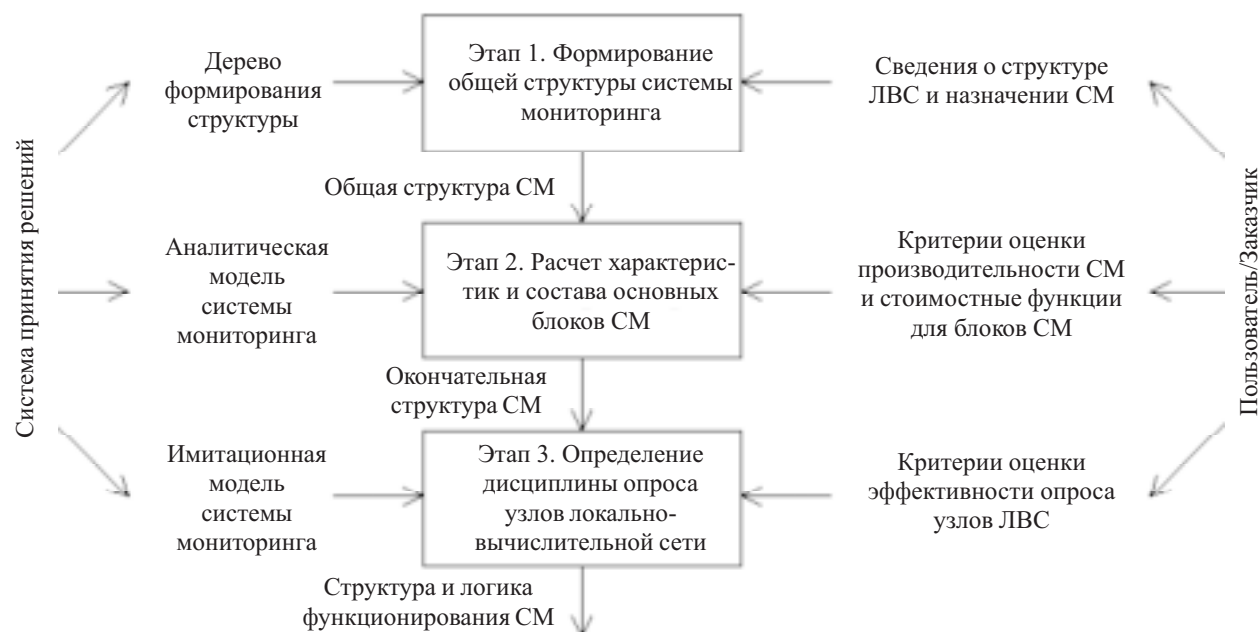


Рис. 2. Этапы формирования структуры системы мониторинга (ЛВС — локальная вычислительная сеть; СМ — система мониторинга)

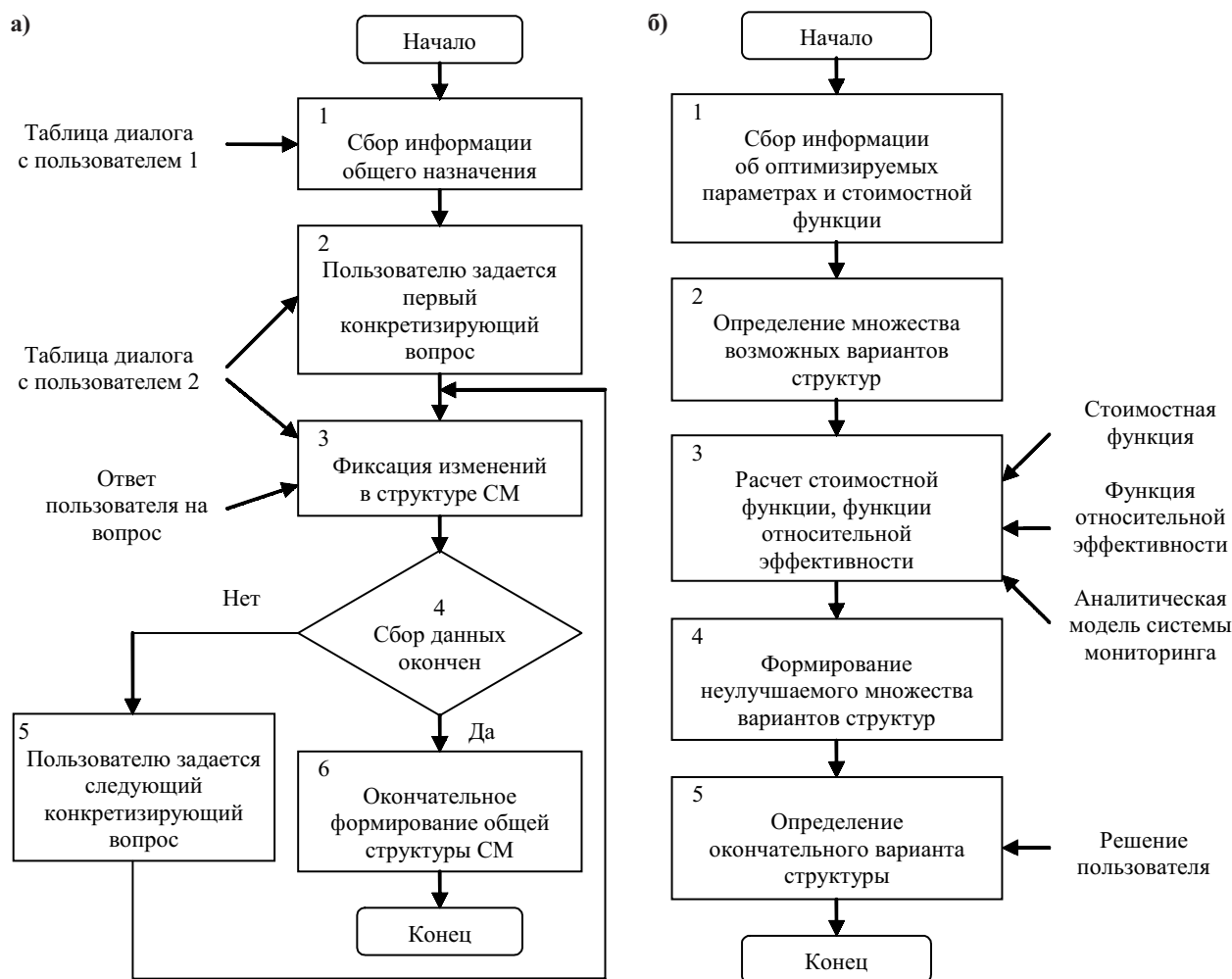


Рис. 3. Граф-схема этапа формирования общей структуры системы мониторинга:
а — этап 1; б — этап 2

клетные различия в структуре системы мониторинга вместо использования абстрактных классов системы мониторинга.

Реализация системы поддержки принятия решений по выбору структуры системы мониторинга

Процесс формирования структуры системы мониторинга для некоторого фрагмента КС можно разделить на три этапа: формирование общей структуры мониторинга, расчет количественных характеристик функциональных блоков системы мониторинга и определение дисциплины опроса узлов фрагмента корпоративной вычислительной сети. На рис. 2 изображены этапы формирования структуры системы мониторинга.

На первом этапе (см. рис. 3, а) формируется общий вид структуры системы мониторинга. Определяются цели и задачи, возложенные на систему, а также структурные блоки и их состав (например, буферный накопитель, информационные фильтры, запоминающие структуры). Общая структура системы мониторинга формируется в процессе диалога с пользователем.

На втором этапе (см. рис. 3, б) определяются параметры составных элементов системы мониторинга — такие как быстродействие и число процессоров в процессорном блоке, емкость буферного накопителя и т. д. Второй этап выполняется с использованием аналитической модели системы мониторинга. Критерии оценки и стоимостные функции задаются пользователем.

На третьем этапе для разработанной структуры системы мониторинга определяется используемая дисциплина опроса узлов сети. В разрабатываемой системе проектирования структуры системы мониторинга используется шесть возможных дисциплин опроса узлов ВС — три базовые дисциплины и три производные от них, носящие адаптивный характер. Производится имитационное моделирование работы системы мониторинга с использованием каждой из дисциплин опроса с последующим сопоставлением и, соответственно, выбором наиболее эффективной. Результатом проведения этого этапа является решение использовать конкретную дисциплину опроса в разрабатываемой системе мониторинга.

Заключение

Предложенная система поддержки принятия решений по выбору структуры системы мониторинга может активно использоваться при «пилотном» проектировании систем мониторинга. Система имеет интуитивно понятный интерфейс и обеспечивает удобную среду для проведения исследований, направленных на повышение эффективности функционирования системы мониторинга для фрагмента компьютерной сети.

Подготовленный пользователь (инженер-системотехник) при выборе параметров процессорного блока и буферного накопителя системы мониторинга может сократить вычислительные затраты как минимум в два раза.

В рамках проведенных исследований были изучены зависимости между задаваемыми пользователем требованиями и структурой системы мониторинга. По результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы.

1. Использование циклической дисциплины опроса на начальном этапе функционирования системы мониторинга позволяет сократить время настройки фрагмента КС как минимум на 50% по сравнению с другими рассмотренными дисциплинами опроса.

2. Использование адаптивных алгоритмов опроса узлов КС позволяет улучшить значение стоимостной функции примерно на 15% по сравнению с использованием базовых дисциплин обслуживания.

Предложенная система также может быть полезна при изучении студентами ряда дисциплин, связанных с компьютерными сетями.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Уилсон Э. Мониторинг и анализ сетей. Методы выявления неисправностей. — М.: Лори, 2002.
2. Ястребенецкий М. А., Васильченко В. Н., Виноградская С. В. и др. Безопасность атомных станций: информационные и управляющие системы. — К.: Техніка, 2004.
3. Харченко В. С. Гарантоспособность и гарантоспособные системы: элементы методологии // Радиоэлектронные и компьютерные системы. — 2006. — № 5. — С. 7—19.
4. Скатков А. В., Воронин Д. Ю., Данильчук Д. Н. Структурный анализ систем мониторинга // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. — 2007. — № 2. — С. 36—44.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Яценков В. С. Микроконтроллеры Microchip® с аппаратной поддержкой USB. — М.: Горячая линия—Телеком, 2008.

В настоящее время использование шины USB является наиболее популярным методом для подключения периферийных устройств к компьютеру. Микроконтроллеры Microchip серии PIC18F2455/2550/4455/4550 включают в себя не только аппаратную поддержку шины USB, но и других популярных протоколов обмена данными, а также функциональные модули таймеров, АЦП, ЦАП и ШИМ, что позволяет создавать на основе этих микроконтроллеров самые разнообразные оконечные устройства, взаимодействующие с персональным компьютером. В книге приведено полное техническое описание микроконтроллеров Microchip PIC18F2455/2550/4455/4550, рассмотрены примеры практического применения.



Д. т. н. В. Л. КОСТЕНКО, С. О. ЖАРОВЦЕВ,
Г. А. ЧИГАЕВ

Украина, Одесский национальный политехнический университет
E-mail: staz@normaplust.com

Дата поступления в редакцию
20.11 2007 г.—29.01 2008 г.

Оппонент д. т. н. А. А. ДРУЖИНИН
(НУ «Львовская политехника», г. Львов)

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ СЕТИ НА ОСНОВЕ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ДАТЧИКОВ

Исследованы специализированные сети, построенные на твердотельных датчиках. Рассмотрены особенности этих сетей и конструкция применяемых датчиков. Предложены пути снижения затрат на программно-аппаратное обеспечение сетей.

Одним из путей оптимизации известных информационно-измерительных сетей (ИИС) является применение специализированных ИИС, использование которых может стать наиболее эффективным с позиции снижения затрат на программно-аппаратное обеспечение, обслуживание и администрирование систем за счет повышения функциональной нагрузки на первичные измерительные преобразователи.

Задачи статьи состояли в исследовании методов организации специализированных ИИС и разработке технологий, позволяющих переносить типовые алгоритмы переработки измерительной информации, регулирования, логического управления на начальный уровень управления информационно измерительных систем, то есть на уровень первичных преобразователей.

Исследуемая сеть построена на основе того, что выходной сигнал каждого датчика поступает через объединяющую их сеть в сервер для дальнейшей обработки.

Для регулировки параметров комбинированной структуры использован дополнительный управляющий электрод [1]. Это позволило упростить систему обработки данных, хотя и привело к некоторому усложнению конструкции датчика. С целью подтверждения эффективности этого решения были проведены исследования известных серверов терминальных служб Windows NT 4.0 TSE, Windows 2000 Server, Windows Server 2003, Citrix Metaframe, а также Windows XP Professional с позиций снижения затрат на программно-аппаратное обеспечение и уменьшения расходов на обслуживание и администрирование. Оценены особенности использования Windows NT 4.0 TSE для построения специализированных ИИС на основе рассмотренных датчиков. Windows 2000 Server обладает большей эргономичностью в сравнении с Windows NT 4.0 TSE. Однако, в зависимости от особенностей ИИС может появиться необходимость изменения топологии существующей

сети датчиков и модернизации коммуникаций в целом из-за высоких требований к пропускной ширине канала. Это делает невозможным его применение в системах, использующих «медленные» каналы связи и модемные подключения. Windows Server 2003 имеет более совершенный протокол передачи данных RDP 5.1, который позволяет более эффективно использовать линии связи ИИС. Относительная простота и гибкость настройки терминальных служб, расширенный набор средств обеспечения комфорта пользователей, в сочетании с приемлемой ценой, делают его одним из перспективных, несмотря на необходимость балансировки нагрузки.

Windows XP Professional не позиционируется как сервер терминальных служб, но он эффективен при построении небольших ИИС датчиков, которые могут широко использоваться. Из представленных на рынке серверов терминальных служб Citrix Metaframe является лучшим, реализующим серверную обработку данных ИИС. Однако высокая цена лицензии делает нецелесообразным его применение для малых и средних ИИС.

Выполненные исследования позволяют определить круг задач для каждого рассмотренного сервера ИИС, решение которых будет наиболее эффективным с позиции снижения затрат на программно-аппаратное обеспечение, уменьшение расходов на обслуживание и администрирование ИИС.

Как известно, эффективность обработки измерительной информации существенно зависит от конфигурации сети датчиков. При составлении сети датчиков рассматривались два основных варианта их связи с контроллерами.

При первом варианте связь каждого датчика с контроллером осуществляется по отдельной паре проводов (стандартный вариант), где могут проходить как аналоговый, так и цифровые сигналы. При этом, цифровые сигналы содержат дополнительную информацию о работе датчика: диапазон и единицы измерения, дату калибровки, результаты самодиагностики.

Установлено, что системы, которые используют по одному проводу на каждый канал (датчик), сравнительно громоздки и дорогостоящие. Для передачи аналоговых сигналов требуются специальные адаптеры, а также усилители и инверторы напряжения для согласования с каналом связи и контролле-

ром. Кроме того, обнаружение и устранение неисправностей в разъемах и кабелях таких систем является достаточно сложной процедурой, требующей значительных временных затрат.

При втором варианте связи реализуется соединение ряда приборов с контроллером по одной паре проводов (многоточечный вариант). В этом случае обеспечивается прохождение только цифровых сигналов. Каждое сообщение от прибора может содержать информацию двух типов: текущие данные и статус прибора. Статус определяет оперативное состояние прибора (измерение, обработка, диагностика). Передаваемые устройствами диагностические сообщения имеют три уровня иерархии: диагностика всего устройства и диагностика модуля устройства, диагностика канала.

Недостатком такой системы является более низкая скорость передачи информации от каждого из датчиков за счет временного разделения общего канала связи. Однако в тех случаях, когда измеряемая величина является медленно меняющейся, этот параметр не является критичным. Вторым недостатком является то, что в случае повреждения (в любом месте) соединительного кабеля, происходит отказ всего сегмента сети. Это выдвигает более жесткие требования к конструкции системы и качеству выполнения монтажных работ.

Достоинством системы, реализующей второй вариант связи, является то, что в зависимости от применяемой аппаратной базы возможно подключение до 512 датчиков к одной линии связи, а при каскадном подключении их количество может увеличиваться.

Для обработки информации, получаемой от сети датчиков, применяется программное обеспечение, которое не только реализует различные математические вычисления, но и обеспечивает проведение анализа первичной информации и последующее формирование набора высказываний.

Установлено, что наиболее эффективным может быть применение программ, относящихся к классу экспертных систем. В этом случае обеспечивается увеличение скорости обработки информации, а также портируемость данных во внешние системы обработки.

Основой функционирования сети выбран интерфейс RS-485. Каждый из датчиков дополнительно имеет схему установки адреса устройства (от 0 до 511) и схему обмена информацией с контроллером. Разработанный протокол обмена информацией между датчиками и контроллером позволяет выполнять несколько сотен операций чтения-записи за 1 с в зависимости от количества датчиков, что вполне достаточно для обеспечения требуемого быстродействия системы.

В качестве датчика ИИС при исследованиях рассматривается твердотельный фотодатчик [1]. Наиболее близкими к нему по структуре являются биполярный изопланарный транзистор, U-МОП, D-МОП и TIGB-транзисторы. Такие датчики удобны для интегрирования в информационно-измерительной сети и реализации адаптивного управления [1, 2]. Разра-

ботана методика организации фотодатчиков в интеллектуальные ИИС, в частности в нейросети, на основе известных аналитических зависимостей функционирования рассмотренных фотодатчиков и особенностей построения предлагаемых информационных корпоративных сетей.

Конструкция датчика и его основные технические характеристики приведены в [3], обобщенная структура показана на рис. 1.

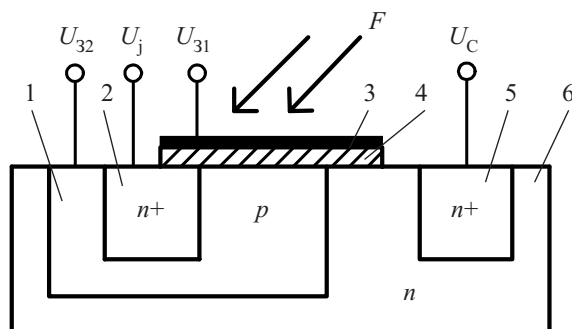


Рис. 1. Фоточувствительный управляемый датчик в виде чипа: 1 — база; 2 — исток (эмиттер); 3 — прозрачный затворный электрод; 4 — полупрозрачный подзатворный диэлектрик; 5 — сток (коллектор); 6 — подложка

Компьютерное моделирование работы датчика проводилось по эквивалентной схеме, разработанной на основе схемы, представленной в [4]. Моделирование позволило исследовать выходные характеристики рассматриваемой структуры в зависимости от величины управляющих сигналов, в том числе и светового потока. Разработанная эквивалентная схема представлена на рис. 2.

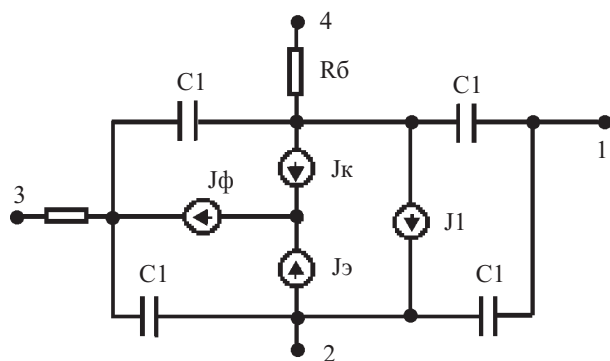


Рис. 2. Схема эквивалентная фоточувствительного управляемого датчика:

1 — затвор, U_{31} ; 2 — эмиттер, U_j (исток); 3 — коллектор, U_c (сток); 4 — база, U_{32} (подложка)

Источник тока J_k моделирует ток коллектора комбинированной транзисторной структуры, а источник J_z моделирует ток эмиттера. Ток источника J_1 характеризует МДП-часть фотодатчика. Воздействие облучения в данной схеме моделируется источником тока J_ϕ .

Параметры модели были рассчитаны по аналитическим формулам, приведенным в [5]. Необходимо отметить, что в рамках представленной модели датчика на основе комбинированного транзистора не учитывается ряд важных его свойств: зависимость параметров усиления от режима работы (в частно-

сти от напряжения на коллекторном переходе), лавинообразование, генерационные токи $p-n$ -переходов. Учет этих эффектов выполняется с помощью дополнительных соотношений за рамками представленной модели.

Выполненное моделирование работы фотодатчика показало линейную зависимость выходного сигнала от величины фототока при постоянном сопротивлении канала [3]. Так, при изменении величины фототока $I_{\text{ф}}$ от 0,1 до 35 мА выходной ток датчика принимал значения от 165 до 394 мА. Результаты исследования фотодатчика также подтвердили, что его выходной ток значительно зависит от потенциала затвора U_3 , который при составлении сети датчиков использован для адаптации датчика к параметрам сети.

Выводы

Результаты исследований подтвердили, что благодаря автоматической подстройке параметров фоточувствительного управляемого датчика появляется возможность использования его в качестве основы для построения интеллектуальных ИИС. Приве-

денная методика организации фоточувствительных датчиков в интеллектуальной ИИС позволяет повысить качество анализа измерительной информации за счет комплексного контроля параметров входной оптической информации и применения специализированных методов компьютерной обработки информации.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Kostenko V. L., Zharovtsev S. O. Photosensitive dirigible synapse on basis of combined transistor // Photoelectronics.— 2007.— № 16.— С. 106—108.
2. Костенко В. Л., Глазева О. В., Киселев Е. Н. Исследование Би-МОП структуры для интегрированных датчиков мощности излучений // Холодильная техника и технология.— № 5.— 2004.— С. 92—97.
3. Костенко В. Л., Глазева О. В., Гаращук В. В., Тихан Д. В. Интеллектуальные сети пьезоэлектрических датчиков деформации // Нові технології.— № 2.— 2003.— С. 71—74.
4. Костенко В. Л., Швец Е. Я., Киселев Е. Н., Омельчук Н. А. Измерительные преобразователи на основе комбинированных твердотельных структур.— Запорожье: «ЗГИА», 2001.
5. Литвинов Р. О. Влияние поверхности на характеристики полупроводниковых приборов.— Киев: Наукова думка, 1972.

НОВЫЕ КНИГИ

Кестер У. Аналого-цифровое преобразование.— М.: Техносфера, 2007.— 1016 с.

Книга написана для инженеров-конструкторов, которые используют преобразователи данных и связанные с ними вспомогательные схемы. Поэтому в тексте встречаются много практических советов. Большая часть материала была взята — с необходимыми обновлениями — из предыдущих популярных выпусков книг для семинаров Analog Devices. Много разделов подверглись переработке для того, чтобы материал был изложен более точно и ясно. Различные технические специалисты Analog Devices внесли свой вклад в книгу и их имена упоминаются в начале каждой большой секции.

Кечиев Л. Н., Пожидаев Е. Д. Защита электронных средств от воздействия статического электричества.— М.: Группа ИДТ, 2008.— 352 с.

В учебном пособии впервые комплексно рассматриваются физические основы возникновения статического электричества и его экстремального проявления в виде электростатического разряда (ЭСР), механизм его воздействия на электронную аппаратуру, методы и средства ее защиты на стадиях схмотехнического и конструкторского проектирования, а также на этапах изготовления, транспортировки, монтажа на объекте и при эксплуатации.

Приводятся сведения о разработке и реализации специальной программы контроля и управления электростатической обстановкой на рабочем месте.

Учебное пособие окажется полезным не только для студентов старших курсов, обучающихся по специальности «Управление качеством», но и для аспирантов и преподавателей, а также специалистов, которые занимаются проектированием электронных средств и интересуются повышением их качества.

Кормилицын О. П., Шукейло Ю. А. Механика материалов и структур наномеханики.— М.: Академия, 2008.— 224 с.

Изложены вопросы строения, структуры, а также механических свойств традиционных конструкционных материалов. Рассмотрено влияние различных факторов на свойства материалов. Перечислены возможные способы испытания образцов материалов и даны ссылки на соответствующие стандарты. Значительное внимание уделено вопросам изучения и определения свойств новых перспективных нанокристаллических материалов и конструкций из них. Рассмотрены вопросы описания состояния материалов с точки зрения традиционных подходов, а также линейной механики разрушения, мезомеханики и молекулярной динамики.



К. т. н. О. Я. ШПИЛЕВАЯ

Россия, Новосибирский государственный технический университет
E-mail: shpilev@ait.cs.nstu.ruДата поступления в редакцию
01.11.2007 г.Оппонент д. т. н. С. А. ПОЛОЖАЕНКО
(ОНПУ, г. Одесса)СИСТЕМА СТАБИЛИЗАЦИИ МАЯТНИКОВОЙ УСТАНОВКИ
С СИГНАЛЬНОЙ НАСТРОЙКОЙ

Синтез адаптивной системы выполнен на основе методов эталонного уравнения, вектора скорости, второго метода Ляпунова. Приведены результаты пассивного эксперимента, рекомендации по выбору параметров системы.

В теории управления существует ряд классических объектов, на которых проверяют как известные методы расчета регуляторов, так и вновь разрабатываемые. К таким объектам относятся колебательные системы, частным случаем которых являются маятниковые установки. Задачи управления однозвенным маятником, стабилизации его верхнего неустойчивого положения равновесия относятся к числу классических задач механики и теории управления.

В настоящее время значительно расширился класс реальных объектов управления, имеющих аналогичную математическую модель (например, ракета при взлете, солнечные батареи спутников, управление скоростью реакции в ядерном реакторе, шагающие роботы, различные антенные устройства). Это делает актуальной задачу стабилизации маятниковых установок.

Вопросам стабилизации перевернутого математического маятника посвящено много исследований [1—7 и др.]. В ряде работ синтез управляющего воздействия выполнен по линеаризованной модели объекта и получен линейный по координатам состояния алгоритм управления, позволяющий обеспечить устойчивость системы при малых углах отклонения от положения равновесия [3—5]. Применение кусочно-линейной аппроксимации нелинейного маятника и методов оптимального управления дает решение задачи для больших начальных возмущений [2]. В этом случае требуется большой объем вычислений, кроме того, сложно одновременно обеспечить устойчивость решения и надежность системы. В [1] рассмотрена задача раскачки и стабилизации маятника в верхнем положении с одновременной стабилизацией подвижной платформы, на которой закреплена ось маятника. Получены релейные законы управления на основе дифференциальной и конечной форм алгоритма скоростного градиента. Во многих

работах задача управления однозвенным маятником решается путем перемещения точки подвеса маятника, как в маятнике Капицы.

В настоящей статье рассматривается решение задачи стабилизации перевернутого маятника с подвижной точкой опоры методом вектора скорости [8] и второго метода Ляпунова, обсуждаются свойства и особенности системы. Согласно выбранному методу в системе организуются разнотемповые движения — так, чтобы неконтролируемые возмущения локализовались в контуре быстрых движений, а свойства контура медленных движений удовлетворяли желательным динамическим требованиям. Такой эффект достигается с помощью обратной связи по вектору первых производных координат состояния или по производным выходной переменной.

Структура регулятора получена методом эталонного уравнения. Нелинейный объект представлен в виде двух подсистем — «маятник» и «платформа». Желаемые динамические свойства системы задаются эталонным дифференциальным уравнением, коэффициенты которого рассчитаны по выбранным показателям качества. Для стабилизации маятника в верхнем положении и подвижной платформы предлагается использовать алгоритм управления с сигнальной настройкой [9], который также можно отнести к виду астатических законов управления со старшей производной выходной переменной. Использование информации об угловом ускорении позволяет повысить скорость отклика регулятора на изменение состояния системы.

Для оценки требуемых производных используют два малоинерционных линейных фильтра первого и второго порядка. Присутствие в системе малоинерционных фильтров оценки производных и «быстрого» адаптора, реализующего сигнальную настройку, приводят к возникновению разнотемповых процессов. Одной из проблем, возникающих при расчете параметров системы, является определение постоянных времени фильтров оценки производных и эталонных моделей подсистем, коэффициента передачи адаптора. Эти величины связаны между собой и, кроме того, зависят от угла отклонения маятника, возникающего из-за действия внешних сил.

Постановка задачи

Рассматривается модель перевернутого маятника, ось которого закреплена на подвижной платфор-

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 06-08-00732-а).

ме. Перемещение оси характеризуется функцией $s(t)$, а угловое отклонение маятника — функцией $\varphi(t)$. Масса маятника m_2 пренебрежимо мала по сравнению с массой платформы m_1 . К маятнику приложена сила m_2g в центре тяжести (g — ускорение свободного падения).

Математическая модель рассматриваемой системы [5, с. 18] имеет вид:

$$\begin{cases} \ddot{\varphi}(t) - \frac{g}{L'} \sin \varphi(t) + \frac{1}{L'} \ddot{s}(t) \cos \varphi(t) + m(t) = 0; \\ m_1 \ddot{s}(t) + k_b \dot{s}(t) = k_b u, \end{cases} \quad (1)$$

где L' — эффективная длина маятника,

$$L' = \frac{J + m_2 L^2}{m_2 L};$$

J — момент инерции относительно центра тяжести;

L — расстояние между осью и центром тяжести;

k_t — коэффициент трения;

k_b — коэффициент передачи;

u — управляющий крутящий момент.

Особенность модели состоит в том, что при малых углах отклонения маятника ее динамика может описываться линейными дифференциальными уравнениями, а при больших отклонениях — нелинейными дифференциальными уравнениями. Полагая ограниченность перемещения платформы —

$$\max_{0 \leq t < \infty} |S(t)| = s^0,$$

ограниченность амплитуды и темпа внешнего возмущения $m(t)$ —

$$\max_{0 \leq t < \infty} |m(t)| \leq \delta_1, \quad \max_{0 \leq t < \infty} |\dot{m}(t)| \leq \delta_2, \quad \delta_i = \text{const} < \infty, \quad i=1, 2,$$

пренебрежимо малое трение оси маятника, а также, что угол отклонения маятника и перемещение каретки измерены.

Цель функционирования системы состоит в стабилизации маятника в верхнем положении равновесия и в стабилизации платформы независимо от начальных условий в подсистеме «маятник» и ограниченных внешних возмущениях, т. е. должны выполняться условия: $\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} s(t) = \text{const}$. Величина угла отклонения маятника от вертикальной оси, которую система сможет «отработать», зависит от ресурса управления и допустимого пробега платформы. В дальнейшем полагаем, что угол отклонения маятника не превышает $\pm 60^\circ$.

Описание системы стабилизации с сигнальной настройкой

Нелинейный объект (1) представлен в виде двух подсистем второго порядка: «маятник» и «платформа». Перепишем модель объекта, используя обозначение выходных переменных y_1, y_2 —

$$y_1 = x_1 = s, \quad y_2 = x_3 = \varphi. \quad (2)$$

Тогда уравнения (1) примут вид:

$$\begin{cases} \ddot{y}_1 + k_1 \dot{y}_1 = bu; \\ \ddot{y}_2 - k_2 d \sin y_2 + d \ddot{y}_1 \cos y_2 + m = 0, \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{где } k_1 = \frac{k_b}{m_1}, \quad k_2 = g, \quad b = \frac{1}{m_1}, \quad d = \frac{1}{L'}.$$

Преобразуем (3), исключив из второго уравнения $\ddot{y}_1$:

$$\begin{cases} \ddot{y}_1 = -k_1 \dot{y}_1 + bu; \\ \ddot{y}_2 = k_2 d \sin y_2 + k_1 d \dot{y}_1 \cos y_2 - d bu \cos y_2 - m. \end{cases} \quad (4)$$

Согласно требованиям к быстродействию системы зададим эталонные процессы уравнениями

$$\begin{aligned} \ddot{y}_1 &= F_1 = -a_{12} \dot{y}_1 - a_{11} y_1; \\ \ddot{y}_2 &= F_2 = -a_{22} \dot{y}_2 - a_{21} y_2, \end{aligned} \quad (5)$$

где a_{ij} — постоянные положительные коэффициенты.

Управляющее воздействие представим в виде суммы двух составляющих:

$$u = u_1 + u_2,$$

где u_1 и u_2 определим из равенства правых частей (4) и (5).

В результате закон управления примет вид:

$$\begin{aligned} u &= \frac{1}{db \cos y_2} [a_{22} \dot{y}_2 + a_{21} y_2 + k_2 d \sin y_2 - k_m] + \\ &+ \frac{1}{b} [(2k_1 - a_{12}) \dot{y}_1 + a_{11} y_1], \end{aligned} \quad (6)$$

где переменная k_m формируется согласно уравнению

$$\dot{k}_m = \gamma \text{sign}(\ddot{y}_2 - F_2). \quad (7)$$

Здесь

$$\text{sign}(a) = \begin{cases} 1, & a > 0; \\ -1, & a < 0, \end{cases}$$

γ — коэффициент передачи, значение которого удовлетворяет условию $\gamma < \delta_2$.

Уравнения (6), (7) описывают алгоритм управления с сигнальной настройкой, который также можно отнести к виду астатических законов управления со старшей производной выходной переменной. Условия устойчивости этого класса систем приведены в [9].

В системе (4), (6), (7) управляющее воздействие и переменная сигнальной настройки формируются на основе информации о производных выходных переменных $\dot{y}_1, \dot{y}_2, \ddot{y}_2$. Оценка производных осуществляется с помощью линейных малоинерционных звеньев, которые принято называть дифференцирующими фильтрами или фильтрами оценки производных (ФОП) [8, с. 92, 9].

Скорость движения платформы оценивается фильтром первого порядка:

$$\mu_1 \dot{\tilde{y}}_1 + \tilde{y}_1 = y_1, \quad (8)$$

где μ_1 — малая постоянная времени;

$\tilde{y}_1, \dot{\tilde{y}}_1$ — оценки y_1 и $\dot{y}_1$, соответственно.

Первая и вторая производные от угла отклонения маятника оцениваются инерционным звеном второго порядка с соответствующей постоянной времени (μ_2) и коэффициентом демпфирования (d_p):

$$\mu_2^2 \ddot{y}_2 + 2d_f \mu_2 \dot{y}_2 + \ddot{y}_2 = y_2. \quad (9)$$

С учетом переменных, получаемых с помощью ФОП, уравнения регулятора примут вид:

$$u = \frac{1}{db \cos y_2} [a_{22} \dot{y}_2 + a_{21} y_2 + k_2 d \sin y_2 - k_m] + \frac{1}{b} [(2k_1 - a_{12}) \dot{y}_1 + a_{11} y_1];$$

$$\dot{k}_m = \gamma \text{sign}(\ddot{y}_2 - F_2).$$

Пример численного моделирования

Моделирование системы стабилизации с сигнальной настройкой выполнено при следующих параметрах объекта управления: $m_1=0,8$ кг, $m_2=0,05$ кг, $L'=0,67$ м, $k_0=0,05$.

Ограничение на перемещение платформы принято равным 5 м. Коэффициенты эталонных уравнений (5) определены на основе показателей качества, характеризующих быстродействие системы ($t_n \leq 15$ с) и перерегулирование ($\sigma \leq 70\%$).

В результате эталонные функции F_1 и F_2 имеют вид:

$$\ddot{y}_1 = F_1 = -\dot{y}_1 - 16,25 y_1;$$

$$\ddot{y}_2 = F_2 = -1,4 \dot{y}_2 - 35 y_2.$$

Инерционности ФОП (8), (9) в контурах управления платформой и маятником полагались равными ($\mu_1=\mu_2=\mu_f$), на порядок меньшими, чем минимальная постоянная времени эталонных моделей ($T_{ж}$).

Процессы, наблюдаемые в синтезированной системе при отработке угла отклонения маятника от положения равновесия в 30° , показаны на **рис. 1**.

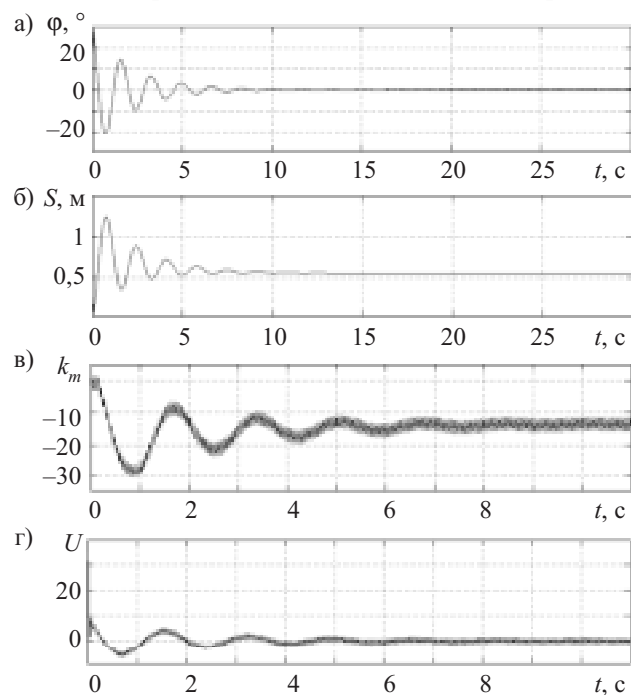


Рис. 1. Графики процессов в системе стабилизации при отработке начального отклонения маятника 30° : а — изменение угла отклонения; б — перемещение платформы; в — выходная переменная адаптора; г — управляющее воздействие

Маятник возвращается в вертикальное положение, а платформа останавливается, но ее положение смещено относительно начального положения.

Максимальное отклонение платформы от начального положения и значение ее конечной координаты существенно зависят от угла отклонения маятника (**рис. 2, а**), который также влияет и на максимальную величину управляющего воздействия (**рис. 2, б**). Свойства системы зависят от соотношения между постоянными времени ФОП (μ_f), эталонных моделей ($T_{ж}$) и коэффициентом передачи адаптора (γ^{-1}). Чем меньше инерционность ФОП, тем больше должен быть коэффициент передачи адаптора, чем больше угол, тем ближе по значениям должны быть γ^{-1} и постоянная времени ФОП.

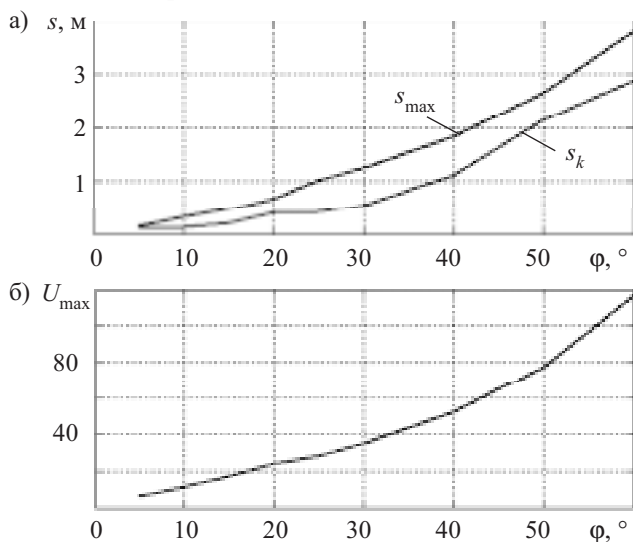


Рис. 2. Влияние угла отклонения маятника на максимальное отклонение и конечное положение платформы (а), на максимальное значение управляющего воздействия (б)

Определено, что платформа может вернуться в исходное состояние, если $\mu_f=0,025$. Одновременная стабилизация маятника и платформы в начале координат при углах отклонения, не превышающих $\pm 60^\circ$, возможна, если отношение между μ_f и $T_{ж}$ равно 0,125.

Рассмотренный алгоритм управления с сигнальной настройкой был использован в маятниковой установке (**рис. 3**), собранной студентами кафедры автоматики Новосибирского государственного технического университета.

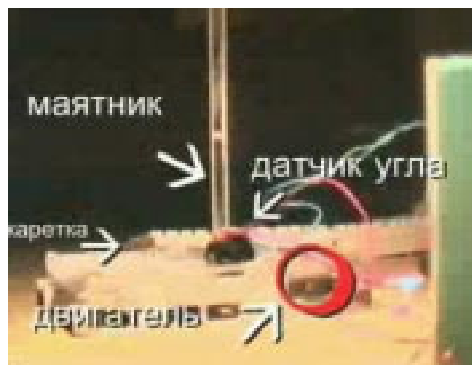


Рис. 3. Маятниковая установка

Заключение

В рассмотренной системе синтез регулятора выполнен по исходной нелинейной модели объекта управления. Присутствие в системе малоинерционных фильтров оценки производных и «быстрого» адаптора, реализующего сигнальную настройку, привело к возникновению разнотемповых процессов. С одной стороны, это позволило стабилизировать положение маятника при достаточно больших углах отклонения от вертикальной оси ($\pm 60^\circ$), а с другой стороны, привело к трудностям в согласовании параметров адаптивного регулятора, адаптора и ФОП.

Установлено аналитически [10] и подтверждено численным моделированием, что процессы в фильтрах должны быть самыми быстрыми, в то время как эталонные процессы для подсистем «маятник» и «платформа» — самыми медленными. В рассмотренной системе соотношение между их темпом примерно равно 0,125. Темп процессов в адапторе, определяемый коэффициентом $\gamma = \mu_k^{-1}$, во многом зависит от угла отклонения: чем больше угол, тем ближе по значениям должны быть γ^{-1} и постоянная времени ФОП.

Наиболее интересно поведение системы при больших углах отклонения маятника от положения равновесия. Для стабилизации процессов требуется большее по величине управляющее воздействие, особенно на начальном этапе работы. Кроме того, замкнутая система становится более чувствительной к соотношению параметров — инерционности фильтров оценки производных, эталонной модели и коэффициента передачи адаптора.

Установлено, что разнесение более чем на порядки темпа процессов в эталонной модели и фильтре оценки производных не всегда приводит к желаемо-

му результату. Данная проблема может быть решена организацией контура настройки параметров фильтра оценки производных на основе полученных результатов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Андриевский Б. Р., Гузенко П. Ю., Фрадков А. Л. Управление нелинейными колебаниями механических систем методом скоростного градиента // *АиТ*.— 1996.— № 4.— С. 4—17.
2. Габасов Р., Кириллова Ф. М., Ружицкая Е. А. Демпфирование и стабилизация маятника при больших начальных возмущениях // *Известия РАН. Теория и системы управления*.— 2001.— № 1.— С. 29—38.
3. Брусин В. А. Об управлении динамическими системами в условиях неопределенности // *Соросовский образовательный журнал*.— 1996.— № 6.— С. 115—121.
4. Iwashiro M., Furuta K., Astrom K. J. Energy based control of pendulum // *Proc. IEEE Conference on Control Applications*.— Dearborn, Michigan.— 1996.— P. 715—720.
5. Квакернаак Х., Сиван Р. Линейные и оптимальные системы управления.— М.: Мир, 1977.
6. Формальский А. М. О стабилизации перевернутого маятника с неподвижной или подвижной точкой подвеса // *ДАН*.— 2006.— Т. 406, № 2.— С. 175—179.
7. Колесников Ал. А. Синергетическое управление системой «Перевернутый маятник на управляемой тележке» // *Тез. докл. VII Междунар. семинара «Устойчивость и колебания нелинейных систем управления»*.— Москва, ИПУ РАН.— 2002.— С. 23—25.
8. Востриков А. С. Синтез систем регулирования методом локализации.— Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007.
9. Шпиляева О. Я. Робастное адаптивное управление на основе принципа локализации // *Сб. тр. междунар. науч. конф. «Аналитическая теория автоматического управления и ее приложения»*.— Саратов.— 2000.— С. 169—173.
10. Востриков А. С., Шпиляева О. Я. О разнотемповых движениях в нелинейной адаптивной системе // *Вторая междунар. конф. по проблемам управления. Избранные труды. Т. 1*.— Москва, ИПУ.— 2003.— С. 131—136.

НОВЫЕ КНИГИ

Вайсбурд Ф. И., Панаев Г. А., Савельев Б. Н. Электронные приборы и усилители.— М.: ЛКИ, 2007.— 480 с.

В настоящей книге рассмотрены физические основы работы, устройство, основные характеристики и параметры электронных приборов, а также принципы действия и основы работы усилительных устройств на новой элементной базе. Анализируются схемы электронных усилителей.

Издание соответствует программе курса «Электронные приборы и усилители». Предназначено для учащихся техникумов связи, а также специалистов, работающих с электронными приборами и усилителями, применяемыми в устройствах связи и вещания.

Гуляева Л. Н. Высококвалифицированный монтажник радиоэлектронной аппаратуры.— М.: Аргумент, 2007.— 176 с.

Рассмотрены основные свойства полупроводниковых материалов, принципы работы наиболее распространенных полупроводниковых приборов. В доступной для понимания форме изложены принципы работы основных электронных узлов: усилителей, источников питания, генераторов, цепей формирования. Подробно рассмотрены основы радиовещания, телевидения и цифровых электронных цепей.

Для учащихся профессиональных училищ, а также для студентов техникумов связи.



В. В. ДЕМЕХИН, д. т. н. В. В. ДАНИЛОВ

Украина, Донецкий национальный университет
E-mail: kaf_radiofiziki@mail.ru

Дата поступления в редакцию
07.03 2007 г.—06.02 2008 г.

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

ТОПОЛОГИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ СИСТЕМАМИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА ПРИ РЕШЕНИИ ЛОГИЧЕСКИХ ЗАДАЧ

Описан новый метод реализации параллельных логических вентилях. Реализация параллельной логики для двухградационных картин рассмотрена на основе топологической обработки информации.

Производительность современных систем искусственного интеллекта, решающих задачи логической обработки информации, управления, распознавания образов и др., пока еще значительно уступает производительности человеческого мозга. Так, например, знакомое лицо в незнакомом окружении мозг распознает за 100—200 мс. Для решения аналогичных задач компьютеру требуется несколько дней [1]. Несмотря на то, что скорость реакции нейронов (10^{-3} с) на 5—6 порядков меньше скорости реакции кремниевых логических элементов (10^{-9} с), мозг быстрее и лучше справляется с подобными задачами. Энергетические затраты мозга на выполнение одной операции в секунду составляют около 10^{-16} Дж, а затраты самого экономного компьютера сегодня не опускаются ниже 10^{-6} Дж.

Производительность и потребляемая мощность системы искусственного интеллекта в значительной степени зависят от используемой элементной базы. Наиболее радикальные позитивные изменения элементной базы могут быть достигнуты применением новых средств и методов обработки информации.

Для решения задач распознавания образов в [2] предложен метод топологической обработки информации (ТОИ). Его сущность заключается в автоматическом изменении топологии стохастических связей между элементами распознающей системы (РС), при котором все предъявляемые на вход РС цифровые изображения оказываются правильно разделенными на два класса. Обучение РС в [2] осуществлялось с помощью ЭВМ.

Экстраполяция метода ТОИ на процессы выполнения логических операций позволит заменить ЭВМ оптическими цифровыми устройствами, выполненными на элементной базе, аналогичной распознающим ТОИ-системам [2]. Все многообразие функций ЭВМ может быть выполнено частью элементов и узлов РС [2] без существенных изменений ее общей структуры.

Целью данной статьи является описание особенностей построения оптических систем логических

вентилей (ЛВ) на основе метода ТОИ и оценка их параметров.

При распознавании образов и реализации логических функций для метода ТОИ характерно:

- расщепление входных сигналов по n оптическим каналам (ОК);
- установление определенной топологии связей между оптическими элементами, т. е. образование распределения ОК по адресам двумерной или одномерной матрицы, исполняющей роль пространственного фильтра;
- изменение топологии связей между оптическими элементами посредством блокирования и/или добавления ОК под управлением входных сигналов;
- определение результата обработки информации по количеству оптических сигналов, поступающих на выход логического или распознающего устройства, не зависящего от их амплитуды, фазы, поляризации и т. д.

Число связей, вид распределения ОК по адресам матрицы и характер изменения топологии связей зависит от условия решаемой задачи.

Метод ТОИ справедлив и для гальванических связей с заменой оптических дискретных сигналов на электрические. Учитывая, что в основе одного из вариантов параллельного выполнения логических операций лежит рассматриваемый ниже эффект “многоцветной” памяти [3, 4], дальнейшее изложение относится к оптическому варианту ТОИ.

Процессы реализации логических функций методом ТОИ можно рассматривать как частный случай процесса распознавания образов интеллектуальными ТОИ-системами. Единство элементной базы и процессов обработки информации дает право считать, что ТОИ-системы искусственного интеллекта способны не только классифицировать изображения, но и решать различные арифметические и логические задачи. Однако применение ТОИ к ЛВ имеет ряд специфических особенностей. Как и в случае распознавания изображений методом ТОИ, на вход ЛВ поступает информация в виде дискретных оптических сигналов. Количество «изображений», предъявляемых в любом порядке, уменьшается до четырех: 00, 01, 10 и 11. Число классов на выходе ЛВ также равно двум (кроме случаев логических функций 0 и 1), а количество независимых РС увеличивается до 16 (табл. 1).

Логические функции двух переменных

Вход		Выход															
A	B	F ₀	F ₁	F ₂	F ₃	F ₄	F ₅	F ₆	F ₇	F ₈	F ₉	F ₁₀	F ₁₁	F ₁₂	F ₁₃	F ₁₄	F ₁₅
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
ПЛ	0	A·B	A·B̄	A	Ā·B	B	A⊕B	A+B	A+B̄	A⊕B̄	B̄	A+B̄	Ā	Ā+B	Ā·B̄	1	

Здесь: ПЛ — положительная логика; · — логическое произведение (И); + — логическая сумма (ИЛИ); ⊕ — операция ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ; — — логическое отрицание (НЕ).

Наличие всего четырех «изображений» на входе позволяет заменить стохастические связи детерминированными и значительно сократить их количество. Топология связей, ее изменение и количество связей зависят от вида реализуемой логической функции. При этом необходимость в пороговом элементе, обладающем двумя устойчивыми состояниями, (в [2] его роль исполняет матрица ассоциативных элементов) есть не для всех ЛВ. Число ЛВ, не использующих нелинейные элементы, равно шести, и они реализуют логические функции $F_0, F_1, F_3, F_5, F_7, F_{15}$. Быстродействие этих ЛВ будет максимальным, а количество элементов — минимальным, поскольку в их состав входят лишь два входных лазерных диода, мультипликатор, ОК и выходной логический вентиль И.

Мультипликатор предназначен для расщепления лазерного пучка на необходимое число пучков. Он может быть выполнен на основе матрицы голограмм [5], специальных интегрально-оптических разветвителей [6] или других оптических систем. ОК может быть реализован как через открытое пространство, так и на основе оптического волокна. Логический элемент И на выходе всех ЛВ на основе ТОИ имеет $k=2—3$ пространственно разделенных входа и дает на выходе 1, если на все k входов поступает одновременно k или больше оптических сигналов, и 0, если оптический сигнал не поступает хотя бы на один из его входов.

Время совершения одной логической операции

$$t = t_{\text{лд}} + t_{\text{р}} + t_{\text{фп}}, \quad (1)$$

где $t_{\text{лд}}$ — время излучения лазерного диода;

$t_{\text{р}}$ — время распространения сигнала по ОК;

$t_{\text{фп}}$ — время срабатывания фотоприемника логического вентиля И.

Для остальных десяти ЛВ к времени t необходимо добавить еще $t_{\text{п}}$ — время переключения светоклапанной ячейки из непропускного состояния в пропускное или наоборот. Наибольшая задержка сигнала происходит именно на этом переключательном элементе. Так, время переключения жидкокристаллического управляемого транспаранта около 20 мкс [6]. Созданный на основе интерферометра Фабри–Перо трансфазор [6] может переключаться за время, измеряемое долями пикосекунды. Однако на пути промышленной реализации трансфазора и вычислительных устройств на его основе имеется ряд трудностей, отмеченных в [5].

Применение метода ТОИ возможно как в схемах в интегральном исполнении, так и в оптоэлектронных системах, использующих двухмерные входной и выходной каналы. Параллельный доступ к логическим элементам оптоэлектронной схемы позволяет поднять функциональную производительность этой схемы. Общее число индивидуально управляемых полупроводниковых лазерных диодов и фотоприемных элементов соответствующих матриц соизмеримо с числом ЛВ ($10^6 \dots 10^8$) [6]. Оптические схемы ЛВ на основе ТОИ по конструктивным особенностям можно разделить на две равные группы. К первой относятся ЛВ, которые дают на выходе 0, при входе 00 (см. функции $F_0—F_7$). Типичным представителем этой группы является оптическая схема ЛВ, реализующая логическую функцию $F_5=B$ (рис. 1, а).

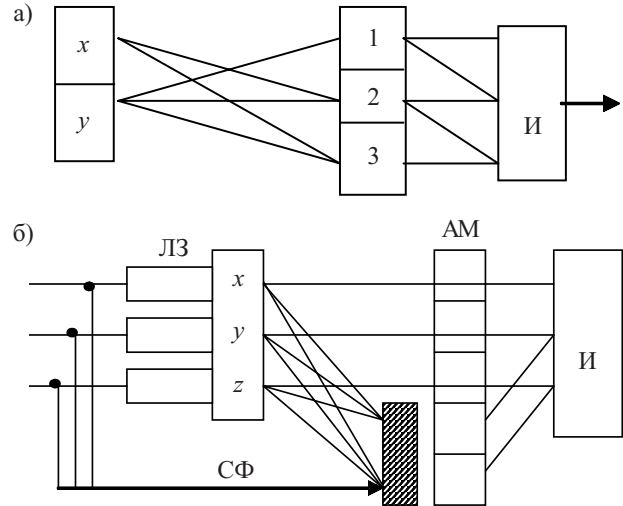


Рис. 1. Структурные схемы однослойных логических устройств ТОИ:

x, y, z — входные ячейки; СФ — система фильтрации сигналов; ЛЗ — линия задержки; АМ — матрица ассоциативных элементов; И — логический вентиль

Для реализации логических функций достаточно образовать оптические связи с двумя-четырьмя ячейками пространственного фильтра (за исключением F_9), часть которых будет всегда открыта.

Логические устройства функций $F_0=0, F_1=A \cdot B, F_3=A, F_5=B, F_7=A+B$, и $F_{15}=1$ также не имеют пороговых нелинейных элементов, принадлежащих к системе фильтрации (СФ) (рис. 1, б) и осуществля-

Таблица 2

$F_0 = 0$		$F_1 = A \cdot B$		$F_2 = A \cdot \bar{B}$			$F_3 = A$			$F_4 = \bar{A} \cdot B$			$F_5 = B$		$F_6 = A \oplus B$				$F_7 = A + B$			$F_8 = \bar{A} + \bar{B}$	
1	2	1	2	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	1	2	3	4	1	2	3	1	2
																						1	1
	1		1		1	1		1	1	1	1	1	1	1		1	1	1		1	1		
1		1		1	1	1	1	1	1		1	1		1	1		1	1	1		1		
1	1	1	1	1			1	1	1	1	1		1	1	1	1			1	1	1		

Таблица 2 (продолжение)

$F_9 = \bar{A} \oplus \bar{B}$					$F_{10} = \bar{B}$			$F_{11} = A + \bar{B}$				$F_{12} = \bar{A}$			$F_{13} = \bar{A} + B$			$F_{14} = \bar{A} \cdot \bar{B}$				$F_{15} = 1$			
1	2	3	4	5	1	2	3	1	2	3	4	1	2	3	1	2	3	1	2	3	4	1	2	3	4
		1	1	1		1	1			1	1		1	1		1	1		1	1	1			1	1
	1	1							1			1	1		1	1			1	1	1		1	1	1
1		1			1	1	1	1		1	1		1		1		1	1	1	1	1	1		1	1
1	1	1			1			1	1				1		1	1		1	1			1	1	1	1

ющих пространственную фильтрацию оптических сигналов под управлением входных сигналов.

Схемы логических устройств, предназначенных для реализации логических функций, принимающих значение 1 при значении на входе 00, имеют три входных ячейки, расположенные в плоскости матрицы входов и пять ячеек ассоциативной матрицы АМ (рис. 1, б). СФ состоит из световодных ответвителей [6], расположенных перед матрицей входных элементов, линий задержки (ЛЗ) и переключаемого элемента (защтрихован). При одновременном действии двух или трех входных оптических сигналов переключаемый элемент становится непрозрачным к моменту их поступления на АМ, так как управляющие ответвленные сигналы поступают на него раньше. Эта задержка во времени на величину τ , равную времени включения переключаемого элемента, обеспечивается ЛЗ.

В табл. 2 приведены распределения выходных сигналов по адресам АМ всех шестнадцати ЛВ (см. табл. 1). Функции приведены в верхней строке табл. 2. Каждой последующей строке соответствует сочетание операндов первых двух столбцов табл. 1.

Логические вентили представляют собой упрощенный вариант распознающей ТОИ-системы. Упрощение заключается в уменьшении числа ячеек АМ и соответствующих им связей, отсутствии предварительной фильтрации сигналов, а при реализации логических функций $F_0, F_1, F_3, F_5, F_7, F_{15}$ — в полном отсутствии фильтрующих элементов. Последнее обстоятельство, а также отсутствие светоклапанных ячеек примерно у половины ячеек АМ, принадлежащих остальным десяти ЛВ, позволили значительно увеличить тактовую частоту и, следовательно, энергетическую добротность и плотность обработки информации.

Выполнено сравнение эффективности обработки информации ТОИ-системами с оптоэлектронными цифровыми вычислительными системами и системами цифровой электроники по таким параметрам как плотность обработки информации и энергетическая добротность. Согласно [6], для воздуш-

но-охлаждаемых интегральных схем предельное число операций в секунду (оп./с) на единицу площади схемы составляет $N=10^{10}$ оп./с. За счет параллельной организации в оптоэлектронных логических схемах [6] удастся повысить производительность до $N=10^{12}$ оп./с, а в оптических цифровых многоканальных вычислительных устройствах [5] — до 10^{13} оп./с.

В оптоэлектронных схемах на основе ТОИ входной и выходной каналы к логической схеме также являются двухмерными, что обеспечивает одновременный доступ ко всем элементам схемы. В отличие от оптоэлектронных схем [6], площадь пространственно-временных модуляторов света, блокирующих часть ячеек АМ, в безлинзовых ТОИ-системах значительно меньше, уменьшается также разность хода в оптической системе (не превышает размеров оптических элементов L). Временное рассогласование для различных элементов такой системы должно быть не более определенной доли γ от тактового периода $T=1/f_{\tau}$. При $\gamma=1/30$ максимально допустимая тактовая частота $f_{\tau}=\gamma c/L=10^{10}$ Гц при $L=10^{-3}$ м, что в 10^2 раз больше, чем в [6]. Энергетическая добротность выражается числом операций на единицу затраченной энергии:

$$K=m/PT, \quad (2)$$

где m — коэффициент разветвления сигнала на выходе системы; P — мощность источника питания.

Таким образом, при тех же значениях P и m энергетическая добротность логических элементов возрастает в 10^2 раз. Плотность обработки информации прямо пропорциональна K , поэтому она также возрастает в 10^2 раз.

Параллельная обработка больших массивов данных методом ТОИ может быть организована как путем реализации картинной логики (в результате действия над двухградационными картинками на выходе также получается двухградационное изображение), так и путем использования одновременной обработки информации по нескольким спектральным каналам (логическая обработка многоградационных

картин). Количество параллельных потоков данных Ω , обрабатываемых в двумерной области, равно отношению полного количества ячеек АМ к среднему количеству ячеек одного логического вентиля. В приведенных выше примерах количество ячеек этих элементов равнялось 3—4. Если линейный размер одной ячейки АМ около 10 мкм, то АМ размером 1×1 см содержит около 10^6 ячеек и $\Omega \approx 3 \cdot 10^5$.

При использовании для параллельной обработки информации n дискретных значений длины волны $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n$, количество битов, одновременно обрабатываемых каждой ячейкой, возрастет еще в n раз. Если АМ состоит из отражательных элементов, то для такой n -уровневой обработки требуется, чтобы каждая ячейка могла принимать 2^n бинарных состояний. Например, для $n=3$ это 0 0 0, 0 0 1, 0 1 0, 0 1 1, 1 0 1, 1 1 0, 1 1 1. Каждый 0 соответствует значению квадрата модуля коэффициента отражения света $|r|_{\min}^2$, а 1 — значению $|r|_{\max}^2$ на соответствующей длине волны. В работе [3] была показана достижимость таких бинарных состояний для $n=2$ и $n=3$, а в работе [4] для $n \approx 10$.

Использование двойного параллелизма (по спектру и по двумерному расположению ЛВ) при выполнении логических операций методом ТОИ позволяет осуществлять более миллиона операций за один такт, что при тактовой частоте 10^{10} Гц дает производительность матричного ТОИ-процессора 10^{16} оп./с.

Рассмотренная распознающая система, основанная на автоматическом изменении топологии оптической или гальванической связи, может одновременно выполнять функции арифметического и логического устройств при соответствующей настройке

фильтрации каналов связи на отведенных для этого участках АМ. Построение методом ТОИ простых и быстродействующих логических устройств позволяет создавать матричное арифметическое устройство с аналогичными параметрами. Эффект “многоцветной” памяти дает возможность реализовать оптическими методами параллельную логику над многоградационными переменными. Использование “многоцветного” эффекта позволяет увеличить производительность ЛВ до 10^{16} оп./с.

Преимуществом метода ТОИ является возможность реализации полного набора логической функции в однослойной ТОИ-системе, а также отсутствие проблемы линейной разделимости функций, свойственной однослойной нейронной сети.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Хайкин С. Нейронные сети.— М.—С.-Петербург—Киев: Изд. дом “Вильямс”, 2006.
2. Демехин В. В., Данилов В. В. Распознавание зрительных образов на основе топологической обработки информации // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2007.— № 3.— С. 24—29.
3. Демехин В. В. Вертикальная запись информации для оптических ЗУ // Автометрия.— 1997.— № 6.— С. 67—71.
4. Демехин В. В. Обработка, передача и хранение k -уровневой информации при использовании m -частотных ($m > k$) оптических сигналов // Электромагнитные волны и электронные системы.— 2001.— № 5.— С. 64—67.
5. Вербовецкий А. А. Современные нетрадиционные методы построения цифровых многоканальных оптических логических схем // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники.— 1998.— № 4.— С. 16—48.
6. Вербовецкий А. А. Современные методы создания оптической цифровой вычислительной техники // Там же.— 1999.— № 6.— С. 12—51.

НОВЫЕ КНИГИ

Томаси У. Электронные системы связи. М.: Техносфера, 2007.— 1360 с.

Справочное руководство по современным средствам электросвязи охватывает различные аспекты технологий передачи и обработки информации, методов приема и генерации сигналов, аналоговой и цифровой модуляции, передачи по проводным и волоконно-оптическим линиям, распространения радиоволн, спутниковой, сотовой и радиорелейной связи, протоколов передачи данных, телефонии, коммутации и сигнализации.

При беспрецедентной широте охвата, материал изложен компактно, доступно, ясно и с тонким пониманием сути рассматриваемых вопросов, известной обычно только узкому кругу специалистов данного направления. В частности, обсуждаются достоинства и недостатки рассматриваемых технических решений, использованы поясняющие числовые примеры.

Издание предназначено для широкого круга читателей, включая радиолюбителей, студентов, преподавателей, разработчиков аппаратуры и проектировщиков. Особый интерес книга представляет для специалистов по системной интеграции услуг связи, предоставляя необходимую справочную информацию для комплексной оценки проектируемых сетей связи.



К. х. н. Л. Т. СТРУТИНСКАЯ

Украина, г. Черновцы, Институт термоэлектричества
E-mail: anatyach@inst.cv.uaДата поступления в редакцию
05.11 2007 г.Оппонент к. т. н. Б. А. ДЕМЬЯНЧУК
(ОНУ им. И. И. Мечникова, г. Одесса)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО МИКРОГЕНЕРАТОРА С КАТАЛИТИЧЕСКИМ ИСТОЧНИКОМ ТЕПЛА НА ГАЗОВОМ ТОПЛИВЕ

В работе представлены результаты исследований микрогенератора с каталитическим источником тепла на газовом топливе. Предложена модель микрогенератора со встречной подачей реагентов на катализатор.

В связи с интенсивным развитием микроэнергетики и ростом потребности в портативных электронных устройствах для систем телеметрии, навигации, метеорологических станций и маяков, работающих продолжительное время в автономном режиме, возникает необходимость поиска компактных и дешевых источников питания с высокой удельной энергией и продолжительным ресурсом работы. Термоэлектрические источники могут рассматриваться как альтернатива химическим источникам тока.

Процесс сгорания органического топлива в микрогенераторах зависит от их энергетических и температурных характеристик, а также от кинетических и газодинамических условий стабильного горения топлива. Потери тепла в микроисточниках приводят к уменьшению КПД термогенератора и требуют использования эффективных методов для снижения тепловых потерь. Сложность задачи обуславливает актуальность применения компьютерного моделирования при разработке новых термоэлектрических микроустройств с каталитическими источниками тепла, превращающих энергию органического топлива в электрическую энергию.

В общем виде для расчета термоэлектрических генераторов (ТЭГ) применяют численные методы (например, методы последовательных приближений, средних параметров) с использованием компьютерных программ, которые позволяют решать задачи оптимального управления термоэлектрическими процессами [1], рассчитывать ряд конструкций ТЭГ [2] и определять рациональные режимы их работы [3]. Численное моделирование плоского термоэлектрического микрогенератора [4] выполнено методом конечных объемов с целью прогнозирования оптимальных параметров термоэлектрического устройства на основе Si-Ge и Bi_2Te_3 и расчета процессов электро- и теплопереноса при линейном приближении.

Моделирование каталитической реакции в трубках реактора небольшого диаметра [5] и определе-

ние границ затухания для двумерной модели микроисточника с повторной циркуляцией тепла проведено авторами работы [6] при условии совместной подачи топлива и воздуха на катализатор. Результаты моделирования таких микрогенераторов не всегда согласуются с экспериментальными данными из-за того, что не учитываются все тепловые потери с поверхности источника тепла.

Использование каталитических диффузионных источников тепла в составе микрогенераторов позволяет решить ряд проблем тепловой регуляции, автономной и надежной работы генератора в широком диапазоне расхода топлива [7]. Однако результаты исследований таких генераторов в литературе практически не отражены.

Целью данной работы является моделирование термоэлектрического микрогенератора с каталитическим диффузионным источником тепла с учетом его энергетических, температурных и конструктивных параметров для повышения эффективности преобразования тепловой энергии в электрическую.

Физическая модель термоэлектрического микрогенератора с каталитическим источником тепла

Основная задача на начальной стадии проектирования термогенератора состоит в решении уравнения энергетического баланса и определении исходных параметров ТЭГ с учетом термоэлектрических свойств полупроводникового материала, использованного в термоэлектрической батарее (ТЭБ), и температурных ограничений для деталей конструкции устройства.

Для построения физической модели микрогенератора необходимо определить количество тепла, подводимого и отводимого от ТЭБ, и рабочие температуры каталитического источника тепла на газовом топливе. В данной работе расчет проведен для источника диаметром 10 мм и высотой 13 мм (объем катализатора 1 см^3), при этом учтены потери тепла с торцов каталитического источника тепла конвекцией и излучением, теплообмен каталитического источника тепла с термопреобразователем и потери тепла с продуктами сгорания.

Традиционно в каталитических микрокамерах сгорания используют совместную подачу топлива и воздуха на катализатор. Основные ее недостатки — необходимость использования дополнительных ус-

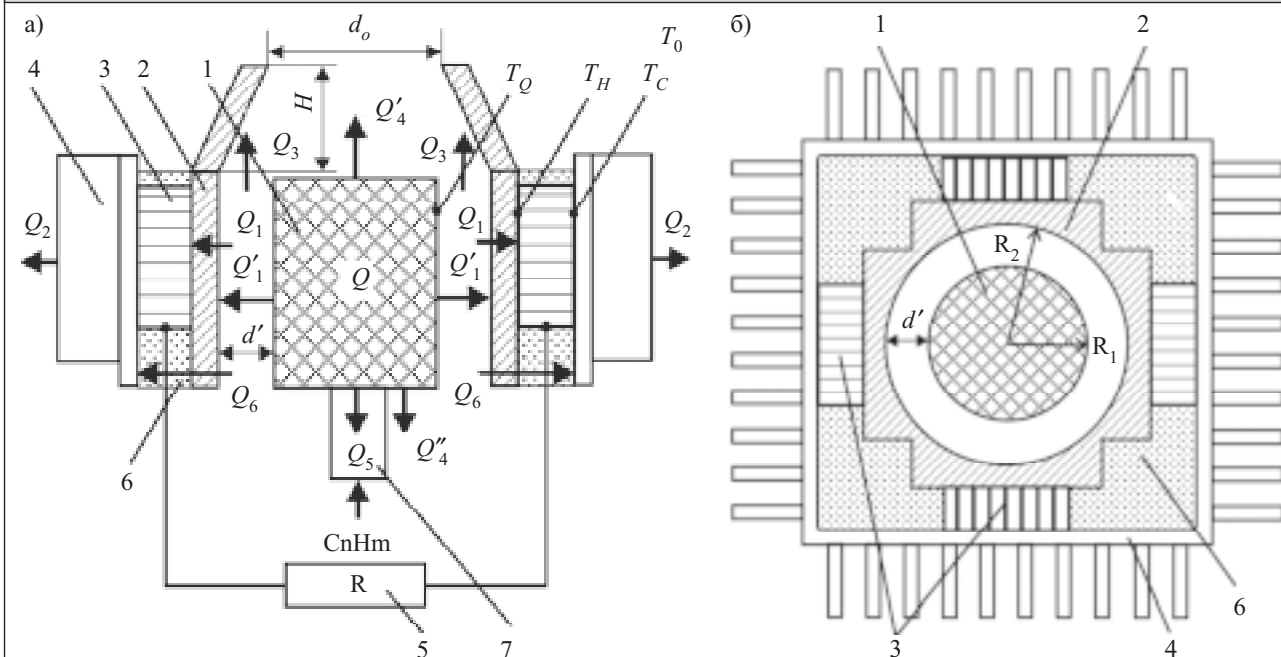


Рис. 1. Физическая модель термоэлектрического микрогенератора (а — вертикальное сечение, б — горизонтальное сечение):

1 — каталитический источник тепла; 2 — горячий радиатор; 3 — термоэлектрическая батарея; 4 — холодный радиатор; 5 — внешняя нагрузка; 6 — тепловая изоляция; 7 — газоподводящая трубка

тройств для подготовки топливно-воздушной смеси, жесткие требования к соблюдению ее стехиометрии, нестабильность процесса горения при отклонении от стехиометрического состава этой смеси. Диффузионные каталитические источники тепла с встречной подачей топлива и воздуха на катализатор лишены этих недостатков. В таких источниках тепла топливо поступает на катализатор под давлением, воздух — с противоположной стороны путем естественной диффузии. Эти источники надежны, обеспечивают автономную работу в широком диапазоне расхода топлива, а также при нарушении стехиометрического соотношения топливо/воздух.

Физическая модель микрогенератора с каталитическим источником тепла приведена на рис. 1.

Генератор содержит каталитический источник тепла 1 цилиндрической формы и термобатарею 3 из материала на основе Bi_2Te_3 . Отвод тепла от холодных спаев ТЭБ осуществляется радиатором 4 за счет естественной конвекции воздуха. На рис. 1 T_H — температура горячего спаев ТЭБ; T_C — температура холодного спаев ТЭБ; T_Q — температура поверхности источника тепла; T_0 — температура окружающей среды.

Построение физической модели микрогенератора проводилось путем согласования системы теплообмена, конструктивных характеристик, скорости химической реакции окисления топлива и свойств термоэлектрических батарей с учетом температурной зависимости термоэлектрических свойств материала ТЭБ. Температура спаев всех термоэлементов ТЭБ на горячей стороне принята одинаковой, поскольку малые размеры ТЭГ обуславливают незначительные изменения теплового потока вдоль теплосовместных поверхностей. Это допущение приня-

то и для спаев холодной стороны. Исследование модели генератора и расчет его характеристик проводили компьютерными методами.

Система уравнений теплового баланса такого термоэлектрического микрогенератора с учетом скорости реакции, которая протекает на поверхности катализатора, и полноты окисления топлива имеет следующий вид:

$$Q = Q'_1 + Q_3 + Q'_4 + Q''_4 + Q_5, \quad (1)$$

$$Q_1 = Q'_1 - Q_6, \quad (2)$$

$$Q_1 = P + Q_2, \quad (3)$$

$$Q = \frac{a(T_Q - T_H)S_k}{w}, \quad (4)$$

$$Q = a'(T'_Q - T_g)S_c, \quad (5)$$

$$Q = g_f \left[(c_2(T'_Q - 100) + \lambda' + c_3(100 - T_0))m_2 + (m_1c_1 + m_0c_0)(T'_Q - T_0) \right], \quad (6)$$

где Q — общая тепловая мощность источника тепла, которая определяется полнотой окисления топлива на катализаторе и скоростью реакции;

Q'_1 — тепло, которое передается от источника тепла горячему радиатору конвекцией и излучением;

Q_1 — полезное тепло (тепло, которое поступает к ТЭБ);

Q_2 — тепло, отводимое с помощью холодного радиатора в окружающую среду;

Q_3 — потери тепла с продуктами реакции;

Q'_4, Q''_4 — потери тепла с боковых поверхностей катализатора конвекцией и излучением;

Q_5 — потери тепла на элементах конструкции источника тепла;

Q_6 — потери тепла с поверхности элементов конструкции микрогенератора через тепловую изоляцию;
 P — электрическая мощность, генерируемая ТЭБ;
 a — коэффициент конвективного теплообмена в промежутке между источником тепла и горячим радиатором;
 w — скорость реакции горения топлива;
 a' — коэффициент конвективного теплообмена поверхности катализатора с газовым потоком;
 S_c — площадь поверхности катализатора, на которой происходит химическая реакция;
 S_k — площадь теплоотдающей боковой поверхности каталитического источника тепла;
 T_g — температура газового потока в каналах катализатора;
 T'_Q — температура в объеме катализатора;
 g_f — расход топлива;
 c_0, c_1, c_2, c_3 — соответственно теплоемкость воздуха, CO_2 , водяного пара, воды;
 λ' — удельная теплота парообразования воды;
 m_1, m_2 — коэффициенты, определяющие соответственно массовые доли CO_2 и H_2O , которые образуются при сгорании единицы массы топлива;
 m_0 — коэффициент для определения массы воздуха.

Величина Q'_1 определяется формулой [8]:

$$Q'_1 = a(T_Q - T_H)S_r + \epsilon'\sigma_0[T_Q^4 - T_H^4]S_k, \quad (7)$$

$$\epsilon' = \frac{1}{\frac{1}{\epsilon_1} + \frac{S_k}{S_r} \left(\frac{1}{\epsilon_2} - 1 \right)}, \quad (8)$$

где S_r — площадь поверхности горячего радиатора;

σ_0 — постоянная Стефана-Больцмана;

ϵ' — приведенная степень черноты для случая, когда горячий радиатор полностью охватывает каталитический источник тепла [8];

ϵ_1, ϵ_2 — степень черноты поверхности каталитического источника тепла и поверхности горячего радиатора, соответственно.

Расчет коэффициента конвективного теплообмена a в промежутке между источником тепла и горячим радиатором проведен по формуле [8, 9]:

$$a = \text{Nu} \lambda / d',$$

где Nu — критерий Нусельта;

λ — теплопроводность газовой смеси при средней температуре $T' = (T_Q + T_H)/2$ в промежутке;

d' — эквивалентный диаметр промежутка.

При условии $\text{GrPr} \leq 10^3$ (Gr , Pr — критерии Грасгофа и Прандтля, соответственно) передача тепла от газовой смеси к теплоприемной поверхности горячего радиатора осуществляется теплопроводностью ($\text{Nu}=1$) и характеризуется эквивалентным коэффициентом теплопроводности $\lambda_e = \lambda / d'$.

Тепло Q_2 , отводимое от холодного радиатора в окружающую среду:

$$Q_2 = a''(T_c - T_0)S_{cr}, \quad (9)$$

где a'' — коэффициент конвективного теплообмена холодного радиатора с окружающей средой;

S_{cr} — площадь теплоотдающей поверхности холодного радиатора.

Потери тепла с продуктами реакции горения Q_3 :

$$Q_3 = g_f \left[\left(c_2 \left(\frac{T_Q + T_H}{2} - 100 \right) + \lambda' + c_3 (100 - T_0) \right) m_2 + (m_1 c_1 + m_0 c_0) \left(\frac{T_Q + T_H}{2} - T_0 \right) \right]. \quad (10)$$

Потери тепла Q'_4 с верхнего торца источника тепла [9]:

$$Q'_4 = a_0(T_Q - T_0)S_T + \epsilon\sigma_0(T_Q^4 - T_0^4)S_T, \quad (11)$$

$$a_T = \text{Nu} \lambda / d$$

где a_T — коэффициент конвективного теплообмена при отведении тепла от верхнего торца источника тепла;

S_T — площадь торца.

$\text{Nu} = 0,702(\text{GrPr})^{0,25}$;

d — диаметр торца;

Принято [9], что потери тепла с нижнего торца Q'_4 составляют $0,5Q'_4$.

Потери тепла Q_5 с поверхности конструктивных элементов источника тепла:

$$Q_5 = \frac{S_i \lambda_i}{l_i} (T_Q - T_0), \quad (12)$$

где S_i , λ_i , l_i — площадь сечения, теплопроводность материала и длина газоподводящей трубки, соответственно.

Потери тепла Q_6 с поверхности элементов конструкции ТЭГ через тепловую изоляцию:

$$Q_6 = \frac{\lambda_i S_i}{L_i} (T_H - T_c), \quad (13)$$

где λ_i — теплопроводность изоляционного материала;

S_i — площадь поверхности горячего радиатора, которая не занята термоэлектрическими модулями;

L_i — толщина слоя теплоизоляции.

Решение системы уравнений (1)–(6), найденное с помощью компьютерной программы, использующей ресурсы пакета Mathcad 11, позволило определить температуры T_Q , T'_Q , T_g , T_c , T_H и скорость реакции окисления топлива на катализаторе w . На основе такого решения рассчитаны основные энергетические характеристики микрогенератора.

Влияние газодинамических условий процесса сгорания топлива на характеристики микрогенератора

В результате химической реакции сгорания топлива выделяется тепло Q , количество которого определяется из (4). Скорость реакции горения топлива при этом

$$w = \frac{a'(T'_Q - T_g)S_c}{q_0}, \quad (14)$$

где q_0 — тепловой эффект реакции.

Коэффициент конвекции a' определяется формулой [10, с. 236], полученной эмпирическим путем

$$\text{Nu} = 0,43 \text{Re}^{0,7} \text{Pr}^{4/3}. \quad (15)$$

Критерии Прандтля, Грасгофа определяются с учетом физических свойств (кинематической и динамической вязкости, теплоемкости, теплопроводности) газовой среды и зависимости этих свойств от температуры и концентрации компонентов смеси, которая образуется при сгорании органического топлива [11, 12].

Значение критерия Рейнольдса при движении газового топлива через слой волокнистой каталитической насадки рассчитано по методу Кармана [13] (критическое значение критерия Рейнольдса, определяющее изменение характера движения с ламинарного на турбулентный, $Re_{кр} = 20-40$).

Коэффициент массообмена β в слое катализатора при определенной скорости подачи топлива определяется из [14]:

$$\beta = \frac{a'}{c_g \rho_g}, \quad (16)$$

где c_g , ρ_g — теплоемкость и плотность топлива, соответственно.

Коэффициент конвективного теплообмена между поверхностью катализатора и газовым потоком a' определяется из [10]:

$$a' = \frac{Nu \lambda}{d'_0}; \quad (17)$$

$$d'_0 = \frac{4 \cdot \epsilon_k}{f}, \quad (18)$$

где λ — коэффициент теплопроводности топлива;
 d'_0 — определяющий размер;
 ϵ_k — свободный объем катализатора;
 f — удельная поверхность катализатора.

Выражение для определения разницы температур с учетом (15) получено путем обработки и обобщения экспериментальных данных [11, с. 236]:

$$T'_Q - T_g = \frac{2,32 w d'_0 q_0}{\lambda Re^{0,7} Pr^{1/3}}. \quad (19)$$

Площадь внутренней поверхности катализатора, на которой происходит химическая реакция:

$$S_c = f u, \quad (20)$$

где ρ , u — плотность и объем волокнистого катализатора, соответственно.

Полнота окисления топлива на катализаторе, а также температурные и энергетические характеристики микрогенератора зависят от количественного соотношения топлива и кислорода, поступающих на каталитический источник тепла. Оптимальное соотношение, а также количество воздуха (кислорода), которое поступает к катализатору, определяются геометрическими параметрами источника тепла и воздушным промежутком между теплоприемной поверхностью горячего радиатора и излучающей поверхностью источника тепла. Поэтому было проведено исследование зависимости основных характеристик микрогенератора от ширины проме-

жутка между каталитическим источником тепла и горячим радиатором.

Согласно суммарному уравнению химической реакции при соотношении пропан/бутан, равном 80/20,



количественное соотношение кислород/топливо $g_o/g_f = 5,3/1$ является необходимым условием полного окисления топливной смеси.

Расчеты показали, что содержание кислорода в воздушной смеси (воздуха и продуктов реакции) в промежутке между каталитическим источником тепла и теплоприемной поверхностью горячего радиатора составляет 8,8%. Для расчета объемной скорости воздушной смеси в промежутке определена средняя линейная скорость движения смеси ω , которая является функцией средней температуры смеси T' и определяется посредством решения квадратного уравнения [15]:

$$C_1 = \omega(T')^2 + C_2 \omega(T'); \quad (22)$$

$$C_1 = \frac{2gh}{\xi}; \quad C_2 = \frac{A'hv}{d'^2 \xi},$$

где g — ускорение силы тяжести;
 v — кинематическая вязкость воздушной смеси;
 h — высота промежутка;
 ξ — гидравлическое сопротивление промежутка;
 A' — коэффициент, который зависит от формы промежутка [16];
 d' — гидравлический эквивалентный диаметр промежутка (кольцевого канала), который равняется разности $R_2 - R_1$ (рис. 1, б) [16].

Критерий Рейнольдса, характеризующий соотношение сил инерции и сил вязкости в потоке воздушной смеси в промежутке между каталитическим источником тепла и теплоприемной поверхностью горячего радиатора [13], определяется выражением:

$$Re = \frac{\omega d'}{v}. \quad (23)$$

Движение воздушной смеси в канале небольшого диаметра характеризуется небольшими значениями критерия Рейнольдса. Режим движения определяется как ламинарный, а коэффициент гидравлического сопротивления не зависит от шероховатости канала и равен $\xi = A'/Re$ [16]. Объемная скорость воздушной смеси в промежутке (кольцевом канале) при ламинарном движении определена из [13]:

$$V_i = \omega(T) \pi R_1^2 \left(1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2 \right), \quad (24)$$

где R_1 — радиус сечения каталитического источника тепла (рис. 1, а);
 R_2 — радиус сечения горячего радиатора.

Учитывая объемную скорость и плотность воздушной смеси в промежутке, найден рациональный расход топливной смеси g_f и кислорода g_o . Соотношение $5,3 g_o/g_f$ определяет температуру смеси и количество тепла Q , образованного при сгорании топлива.

Для выбранной модели исследовано влияние величины удельной тепловой мощности источника тепла q на температуру горячей стороны термобатарей микрогенератора (с учетом теплового сопротивления ТЭБ) при температуре холодной стороны ТЭБ в пределах от 30 до 70°C. Зависимость температуры горячей стороны ТЭБ T_H и температуры каталитической поверхности T_Q от удельной тепловой мощности источника тепла q приведена на **рис. 2**.

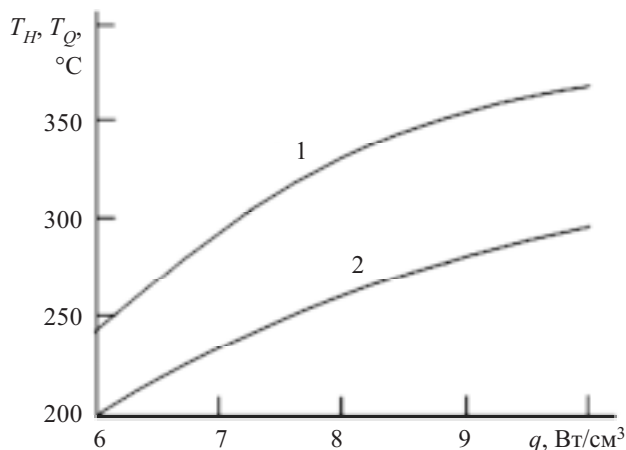


Рис. 2. Зависимость температуры каталитической поверхности T_Q (1) и температуры горячей стороны ТЭБ T_H (2) микрогенератора от удельной тепловой мощности источника тепла q при $T_C=50$ °C

Зависимость основных характеристик микрогенератора от теплового сопротивления ТЭБ R определена при условии стехиометрического соотношения топливо/воздух и полного сгорания топлива на катализаторе, с учетом сопротивления теплоизоляции термоэлементов и их электрического сопротивления коммутации. Зависимость электрической мощности P , удельной тепловой мощности источника тепла q , КПД микрогенератора η от теплового сопротивления ТЭБ R приведена на **рис. 3**.

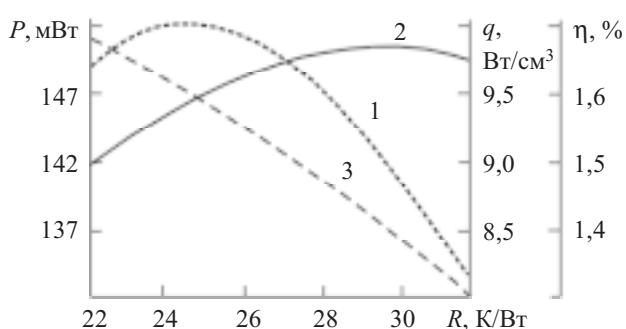


Рис. 3. Зависимость электрической мощности (1), удельной тепловой мощности источника тепла (2), КПД микрогенератора (3) от теплового сопротивления ТЭБ

Видно, что максимальная электрическая мощность микрогенератора 152 мВт достигается при тепловом сопротивлении ТЭБ $R=24-26$ К/Вт, максимальный КПД микрогенератора 1,7% достигается при тепловом сопротивлении ТЭБ $R=28-30$ К/Вт. Термоэлектрический преобразователь рассчитывают для получения максимального КПД или максимальной мощности генератора в зависимости от конкрет-

ных задач проектирования. Представленные выше исследования проведены для термоэлектрического материала с теплопроводностью $\lambda=0,014$ Вт/(см·К).

Проведенный анализ предложенной модели позволил определить рациональные конструктивные характеристики микрогенератора. Его оптимизация может достигаться в случае проведения параметрических анализов, в частности с учетом результатов исследований влияния газодинамических условий и кинетики процесса каталитического сжигания топлива на характеристики микрогенератора.

Влияние скорости химической реакции окисления топлива на температурные характеристики источника тепла в составе генератора определено в зависимости от расхода топлива (**рис. 4**). Видно, что зависимость температуры каталитического источника тепла от расхода топлива с учетом скорости реакции (кривая 2), в отличие от аналогичной зависимости при полном сгорании топлива (кривая 1), имеет максимум при расходе топлива около 0,7 г/ч, поскольку каталитический источник тепла имеет верхнюю границу по расходу топлива, превышение которой приводит к уменьшению степени превращения топлива.

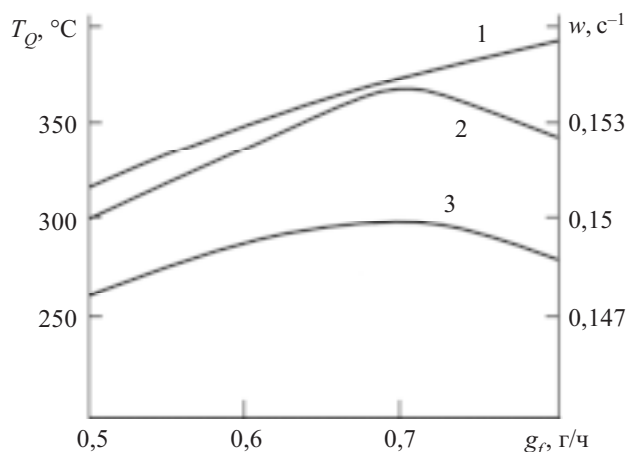


Рис. 4. Зависимость от расхода топлива температуры каталитического источника тепла при полном сгорании топлива (1) и с учетом скорости реакции (2), а также скорости химической реакции (3)

Рассчитаны основные энергетические и тепловые характеристики микрогенератора в зависимости от ширины воздушного промежутка между каталитическим источником тепла и горячим радиатором (с учетом потерь тепла на нагрев избытка воздуха в промежутке), которые позволяют определить необходимую ширину промежутка в микрогенераторе.

Для получения максимального КПД и максимальной электрической мощности в микрогенераторе заданных размеров рациональным является промежуток около 2,3 мм, который позволяет достичь электрической мощности 150 мВт и КПД 1,67% ($g_f=0,71$ г/ч) (**рис. 5**). Последующее увеличение ширины промежутка до 2,5 мм приводит к потере большого количества тепла на нагрев избытка воздуха ($5,3g_o/g_f \gg 1$), что, в свою очередь, приводит к снижению электрической мощности до 140 мВт и КПД микрогенератора до 1,55%.

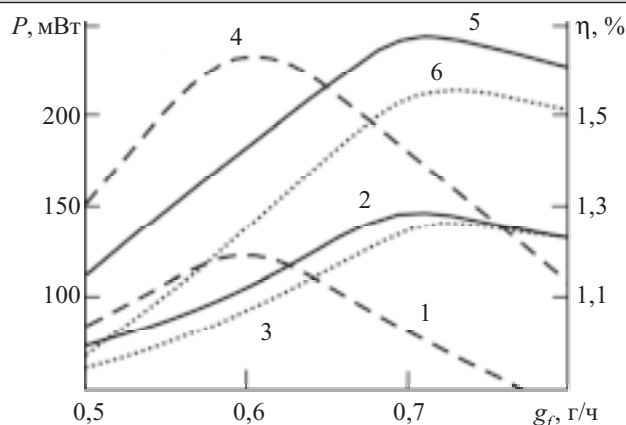


Рис. 5. Зависимость электрической мощности P (1, 2, 3) и КПД (4, 5, 6) микрогенератора от расхода топлива при ширине промежутка 2 мм (1, 4), 2,3 мм (2, 5), 2,5 мм (3, 6) ($T_C=50^\circ\text{C}$, $R=28\text{--}30\text{ К/Вт}$, $\lambda=0,014\text{ Вт/(см}\cdot\text{К)}$)

В промежутке шириной 2 мм стехиометрическое соотношение топливо/кислород и полное сгорание топлива возможны при расходе топлива 0,6 г/ч. Удельная тепловая мощность источника тепла при этом достигает $7,5\text{ Вт/см}^2$, что предопределяет уменьшение электрической мощности (124 мВт) и КПД микрогенератора (1,6%). Видно, что с увеличением ширины промежутка максимум электрической мощности и КПД микрогенератора смещается в область больших значений расхода топлива и больших тепловых мощностей источника тепла. Ширина воздушного промежутка около 2,3 мм позволяет обеспечить наиболее эффективный рабочий режим генератора при условии стехиометрического соотношения топливо/кислород и полного сгорания топлива.

С целью определения рациональной конструкции конусовидного сопла исследован процесс выхода воздушной смеси из горячего радиатора. С учетом объемного расхода и напора воздушной смеси, которая проходит сквозь сопло наружу (в окружающую среду), рассчитан необходимый диаметр выходного отверстия (7,3 мм) и высота конусовидного сопла (7 мм) при ширине промежутка в горячем радиаторе 2,3 мм.

Заключение

Построена и исследована физическая модель термоэлектрического микрогенератора с каталитическим источником тепла. Компьютерными методами определены рациональные тепловые, кинетические и газодинамические характеристики, а также необходимые для проектирования конструктивные параметры генератора.

Предложен метод повышения эффективности микрогенератора с каталитическим источником тепла путем согласования системы теплообмена, конструктивных характеристик и свойств термоэлектрических батарей. С учетом скорости химической ре-

акции окисления топлива и соотношения топливо/воздух, поступающих на катализатор, определены рациональный воздушный промежуток между источником тепла и горячим радиатором, рабочий интервал расхода топлива — 0,6—0,8 г/ч и величина тепловой нагрузки — 6—10 Вт/см³.

Установлены параметры ТЭБ из материала на основе Bi_2Te_3 для микрогенератора в интервале мощностей 130—150 мВт. Показано, что при использовании термоэлектрического материала с теплопроводностью $0,014\text{ Вт/(см}\cdot\text{К)}$ можно ожидать получения КПД микрогенератора на уровне 1,7%.

Окончательные выводы о достижимых параметрах микрогенераторов и оптимизации их конструкции авторы намерены опубликовать после экспериментальной проверки макета, спроектированного на основе исследований, представленных в настоящей публикации.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Анатычук Л. И., Семенюк В. А. Оптимальное управление свойствами термоэлектрических материалов и приборов.— Черновцы: Прут, 1992.
2. Охотин А. С., Ефремов А. А., Охотин В. С., Пушкарский А. С. Термоэлектрические генераторы.— М.: Атомиздат, 1971.
3. Котирло Г. К., Лобунец Ю. Н. Расчет и конструирование термоэлектрических генераторов и тепловых насосов.— Киев: Наукова думка, 1980.
4. Jacquot A., Liu W. L., Chen G. et al. Fabrication and modeling of an in-plane Thermoelectric micro-generator // Proc. of the 21st International conference thermoelectrics.— Long Beach, CA.— 2002.— P. 561.
5. Maruta K., Takeda K. Catalytic combustion in microchannels for MEMS power generation // The third asia-pacific conference on combustion.— Seoul, Korea.— June 24—27, 2001.
6. Sitzki L., Borer K., Schuster E. et al. Combustion in microscale heat-recirculating burners // Ibid.— P. 86—94.
7. Михайловський В. Я. Термоелектричні мікрогенератори з каталітичним спалюванням пропан-бутану // Термоелектрика.— 2002.— № 4.— С. 86—90.
8. Исаев С. И., Миронов Б. М., Никитин В. М., Хвостов В. И. Основы термодинамики, газовой динамики и теплопередачи.— М.: Машиностроение, 1968.
9. Григорьев В. А., Зорин В. М. Тепло- и массообмен. Тепло-технический эксперимент.— М.: Энергоиздат, 1982.
10. Боресков Г. К. Гетерогенный катализ.— М.: Наука, 1986.
11. Марголис Л. Я. Гетерогенное каталитическое окисление углеводородов.— Л.: Химия, 1967.
12. Плановский А. Н., Рамм В. М., Каган С. З. Процессы и аппараты химической технологии.— М.: Госхимиздат, 1962.
13. Романков П. Г., Курочкина М. И. Гидромеханические процессы химической технологии.— Л.: Химия, 1974.
14. Франк-Каменецкий Д. А. Диффузия и теплопередача в химической кинетике.— М.: Наука, 1967.
15. Варгина А. Б., Ковальский Р. В. Тепловой расчет термоэлектрических генераторов с естественной циркуляцией теплоносителя // Энергетика и транспорт.— 1980.— № 1.— С. 170—175.
16. Никольский Б. П. Справочник химика. III том.— Л.: Госхимиздат, 1952.

Г. Я. КАРАПЕТЬЯН, д. т. н. А. С. БАГДАСАРЯН,
В. Ф. КАТАЕВ, О. В. КАТАЕВА

Россия, г. Волгодонск, ЗАО «Институт термоэлектричества»
E-mail: kvf@volgodonsk.ru

Дата поступления в редакцию
02.04—30.10 2007 г.

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

АКУСТИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО КОНТРОЛЯ ДАВЛЕНИЯ

Разработана система дистанционного контроля давления с использованием датчиков на основе составной линии задержки на поверхностных акустических волнах. Приведена структура аппаратных средств опросного устройства.

В работе [1] показано, что датчики на основе линий задержки (ЛЗ) позволяют осуществлять беспроводный контроль физических параметров. Такие датчики являются пассивными устройствами и не требуют источника питания. Датчик может быть установлен в труднодоступном или опасном месте лишь однажды. Как показано на **рис. 1** [1], он представляет собой линию задержки на поверхностных акустических волнах (ПАВ), содержащую два встречно-штыревых преобразователя (ВШП). Один соединен с антенной (ВШП1), а другой — с нагрузкой (ВШП2), величина которой зависит от измеряемого параметра (давления, влажности, температуры, интенсивности излучения).

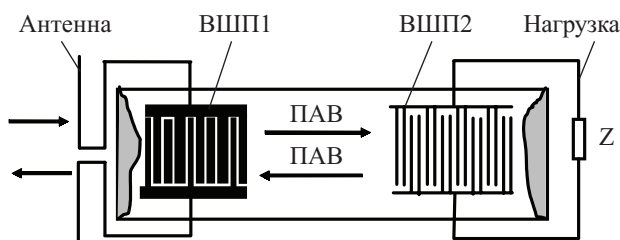


Рис. 1. Датчик на основе линии задержки на отражательных ВШП

Целью настоящей работы является исследование возможности использования такого датчика физических величин в качестве датчика давления, разработка новой конструкции, позволяющей существенно повысить чувствительность, и системы дистанционного контроля этого датчика.

В работе [1] показано, что коэффициент отражения ПАВ от ВШП зависит от величины и характера нагрузки, подсоединяемой к ВШП. Зависимость особенно сильна, если нагрузка имеет индуктивно-емкостный характер [2, с. 99—100].

При надлежащем подборе индуктивности можно скомпенсировать собственную емкость ВШП, и тогда величина коэффициента отражения будет зависеть от величины емкости нагрузки, особенно если вели-

чина активной составляющей проводимости излучения ВШП меньше величины емкостной составляющей проводимости излучения или близка к ней.

В эксперименте была использована ЛЗ на ПАВ, в которой ВШП расположены на подложке $YX/128^\circ$ -срезе ниобата лития. Приемопередающий ВШП был выполнен однонаправленным [1] с апертурой, равной 80 длинам ПАВ на центральной частоте, и содержал 17 отражателей. Отражательный ВШП содержал 15 пар расщепленных электродов, которые были выбраны для устранения отражения ПАВ от электродов ВШП (в противном случае формула (1) [2] будет несправедлива, т. к. в ней не учтено отражение от каждого штыря в отдельности). Расстояние между ВШП было равно 4 мм, а центральная частота — 645 МГц.

На **рис. 2** показана зависимость коэффициента отражения от величины емкости нагрузки, которая соединена с отражательным ВШП последовательно с индуктивностью. Индуктивность подобрана таким образом, что на центральной частоте имеет место резонанс контура, состоящего из индуктивности и последовательно соединенных емкостей C и C_T , где C — емкость одноволновой секции ВШП; C_T — статическая емкость ВШП.

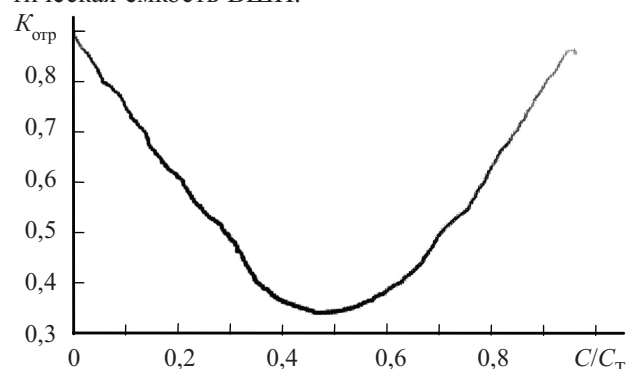


Рис. 2. Зависимость коэффициента отражения от величины нагрузочной емкости в ЛЗ на отражательных ВШП

Как видно из рисунка, коэффициент отражения значительно (более чем в 2 раза) меняется при изменении этой емкости всего на 50%, что позволяет использовать этот эффект для измерения давления, когда в качестве чувствительного элемента используется датчик, емкость которого зависит от давления. Такие датчики могут быть установлены, например, в опорные колонны несущих конструкций зданий для

контроля напряженных состояний строительных конструкций и предупреждения их разрушения.

При этом опрос такого датчика производится по радиосигналу, т. к. датчик, с помощью которого измеряют давление, подсоединен к отражательному ВШП. При изменении давления изменяется емкость датчика, а следовательно, и коэффициент отражения, по величине которого можно определить давление. На **рис. 3** показана структурная схема опросного устройства.

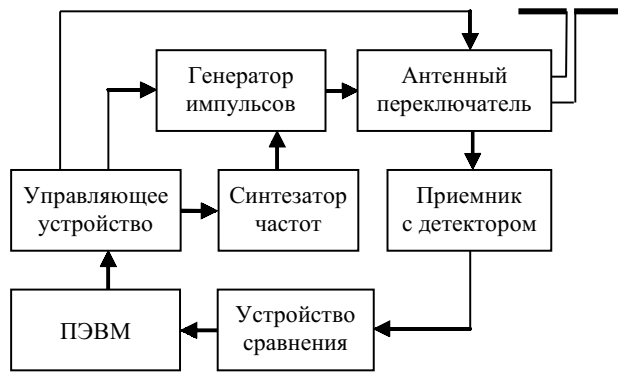


Рис. 3. Структурная схема опросного устройства для ЛЗ на отражательных ВШП

По сигналу от ПЭМВ управляющее устройство запускает синтезатор и генератор импульсов, и через антенный переключатель радиоимпульс с частотой F_0 (центральная частота приемопередающего ВШП) излучается на линию задержки, содержащую отражательный ВШП, нагруженный на последовательно соединенные индуктивность и емкость, которая измеряет давление. В линии задержки сигнал отражается на частоте F_0 с задержкой τ_i и амплитудой A_0 . Через время τ_i антенный переключатель по команде управляющего устройства подключает антенну к приемнику, который выделяет этот сигнал, усиливает его и детектирует. (За время τ_i все отраженные от металлических поверхностей сигналы уже пройдут, т. к. расстояние между опросным устройством и датчиком выбирается равным 10—50 м, а задержка в ЛЗ в 1 мкс соответствует расстоянию 300 м). Далее сигнал поступает на устройство сравнения, которое сравнивает импульс с предыдущим и выдает эти данные на ЭВМ, где определяется, изменилось ли давление, а также достигло ли давления критических значений.

Таким образом, создается система дистанционного контроля за напряженным состоянием строительных конструкций, в которой датчик давления не требует источника питания. Недостатком такой системы является низкая чувствительность, т. к. для заметного изменения коэффициента отражения требуется изменение емкости в несколько процентов. Поэтому был предложен другой метод измерения давления — на основе составной линии задержки на ПАВ, представляющей собой пьезоэлектрический датчик перемещения.

Устройство такого датчика показано на **рис. 4**. Датчик состоит из двух пьезоэлектрических подложек из ниобата лития $YX/128^\circ$ -среза, на полирован-

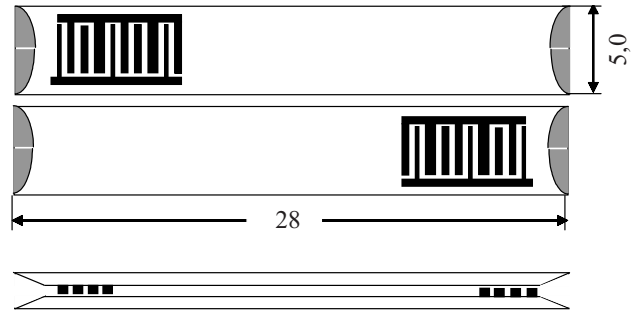


Рис. 4. Конструкция составной линии задержки на ПАВ

ной поверхности которых изготовлены однонаправленные встречно-штыревые преобразователи из алюминиевой пленки, излучающие поверхностные акустические волны. Расстояние между подложками выбирается равным порядку длины ПАВ, а расстояние между ВШП — 250—300 длин ПАВ. Эти подложки перемещаются друг относительно друга. При этом меняется задержка сигнала между преобразователями, по которой и определяется величина перемещения. При этом при переходе ПАВ с одной подложки на другую вносится затухание порядка 20 дБ. Это приводит к уменьшению сигнала тройного прохождения в 60 дБ (что приводит к искажению фазочастотной характеристики).

Скорость распространения поверхностной акустической волны в ниобате лития равна 3980 м/с, а коэффициент электромеханической связи равен 0,058, что позволяет ПАВ переходить с одной подложки на другую при величине перекрытия подложек 20 мм и расстоянии между подложками порядка длины поверхностной волны. Края подложек сточены под углом примерно $20\text{--}30^\circ$ и заполированы, как показано на **рис. 4**. Это необходимо для уменьшения отражений ПАВ от краев подложки, которые искажают амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики. Как показали измерения, для получения относительной точности измерения перемещения порядка 10^{-5} необходимо подавление паразитных сигналов порядка 80 дБ, что и достигается подбором зазора между подложками и надлежащей обработкой краев подложек (см. **рис. 4**).

При подаче на шины ВШП электрического сигнала он начинает излучать в подложку поверхностные акустические волны, которые переходят на другую подложку, примыкающую к данной, и принимаются другим ВШП, который преобразует акустический сигнал обратно в электрический. При смещении подложек друг относительно друга происходит изменение задержки и фазы сигнала, по которым и определяется величина перемещения, зависящая, в свою очередь, от давления. Это легко сделать, если измерять перемещение поверхности мембраны, которая прогибается под действием давления. В этом случае смещение в пределах длины ПАВ заметно меняет фазу сигнала, поэтому чувствительность значительно возрастает.

На **рис. 5** показана зависимость фазы коэффициента отражения от величины перемещения. Как видно, фаза отражения значительно меняется и про-

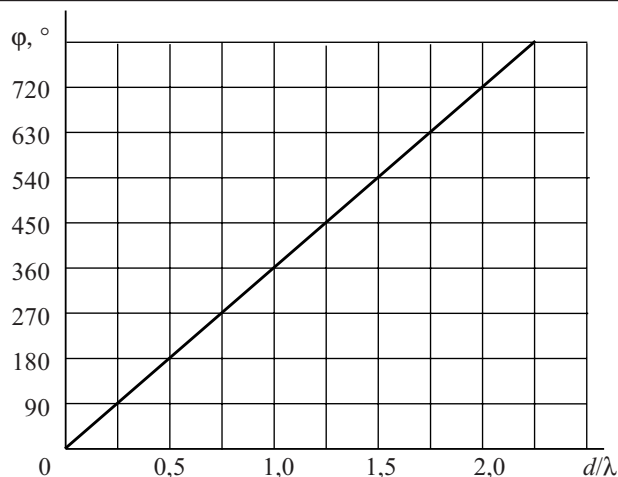


Рис. 5. Зависимость фазы коэффициента отражения от величины перемещения в составной ЛЗ

порциональна величине смещения. При длине ПАВ 4,4 мкм (860 МГц) фаза изменяется на 90° при смещении всего на 1,1 мкм.

При таком методе измерения можно также организовать дистанционный контроль. Для этого вводится опорная ЛЗ с отражателем, фаза отражения от которого фиксирована. Эта ЛЗ настроена на другую частоту, не входящую в полосу частот измерительной составной ЛЗ. На рис. 6 показана структурная схема опросного устройства для данного типа датчика.

Сигналы от опорной и измерительной ЛЗ через полосовые фильтры ПФ_1 и ПФ_2 попадают на приемники со смесителями, которые выдают импульсы с одинаковой несущей частотой. Эти импульсы далее попадают на устройство сравнения, которое определяет сдвиг фаз между ними, обусловленный смещением подложек друг относительно друга в измерительной ЛЗ. Если использовать в качестве опорной ЛЗ точно такую же, как измерительная, но с фиксированным расстоянием между преобразователями, близким к расстоянию между ВШП в измерительной ЛЗ, то это позволяет исключить влияние температуры, т. к. уход фазы из-за температуры будет одинаков для обеих ЛЗ.

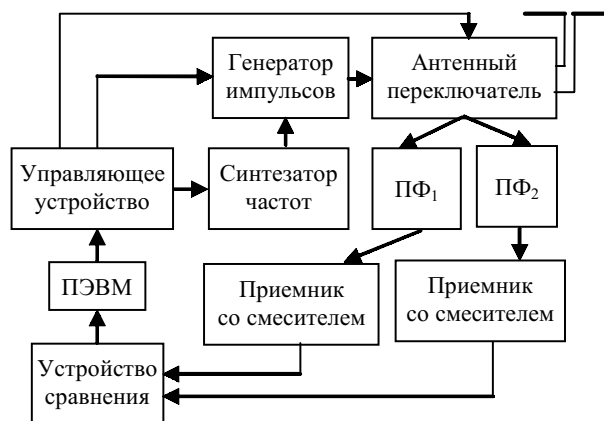


Рис. 6. Структурная схема опросного устройства

Таким образом, рассмотрены датчики дистанционного контроля на основе линий задержки на поверхностных акустических волнах, в которых имеется приемоизлучающий встречно-штыревой преобразователь и отражательный ВШП.

Исследованы зависимости коэффициента отражения ПАВ от отражательного ВШП в зависимости от типа и величины нагрузки, которая чувствительна к различным физическим воздействиям.

Предложены датчики давления на основе составной линии задержки, где фаза коэффициента отражения зависит от величины давления, которое вызывает смещение отражательного ВШП относительно приемопередающего, т. к. они находятся на различных подложках в составной линии задержки на ПАВ.

Приведена структура аппаратных средств опросного устройства как для случая ЛЗ с отражательным ВШП, подсоединенным к нагрузке, так и для составной ЛЗ.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Карапетян Г. Я., Катаев В. Ф. Пассивный датчик на поверхностных акустических волнах для дистанционного контроля параметров // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА).— 2006.— № 5.— С. 53—54.
2. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах.— М.: Радио и связь, 1990.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Айхлер Ю., Айхлер Г.-И. Лазеры. Исполнение, управление, применение.— М.: Техносфера, 2008.— 440 с.

Лазеры играют важнейшую роль в сфере технических измерений, информационных технологий, обработки материалов, медицине и других областях науки. В книге дается обзор наиболее распространенных типов лазеров с описанием их многочисленных применений. Рассматриваются основы лазерной оптики, оборудование для анализа лазерного излучения, приводятся характеристики лазерных материалов. Заключительные главы посвящены рассмотрению наиболее важных областей применения лазерных установок и перспектив их дальнейшего развития.

Для студентов вузов, преподавателей, учителей и школьников.



Д. т. н. В. Т. КОНДРАТОВ, В. В. РЕДЬКО

Украина, г. Киев, Институт кибернетики им. В. М. Глушкова,
Киевский нац. ун-т технологий и дизайна
E-mail: blist2002@mail.ru

Дата поступления в редакцию
27.11 2007 г.

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

ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЙ МЕТОД ИЗБЫТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДАВЛЕНИЯ: ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ

Предложена конструкция информативно-избыточного волоконно-оптического датчика давления, который обеспечивает автоматическую коррекцию составляющих систематической погрешности результата измерений.

При проектировании систем контроля и управления технологическими процессами металлургических, газовых и нефтеперерабатывающих предприятий на первый план выступает проблема высокоточного измерения давления жидкостей и газов. В этой связи актуальной задачей является разработка оптико-электронных методов избыточных измерений (МИИ) и информативно-избыточных волоконно-оптических датчиков давления (ВОДД).

Известно [1], что МИИ обеспечивают автоматическую коррекцию целого ряда составляющих систематической погрешности результата измерений. Например, в работах [2, 3] показана возможность автоматической коррекции составляющих систематической погрешности результата измерений, обусловленных такими факторами как:

- нелинейность функции преобразования ВОДД;
- нелинейность функции преобразования приемника оптического излучения (ПОИ);
- температурная и долговременная нестабильность характеристик источника оптического излучения (ИОИ) и ПОИ;
- технологический разброс параметров ИОИ и ПОИ.

Однако до настоящего времени не была решена задача автоматической коррекции составляющих систематической погрешности измерения, обусловленных изменением геометрических и физических параметров чувствительного элемента ВОДД (например, мембраны). Решению данной науч-

но-технической задачи посвящена настоящая работа. Целью работы является разработка:

- оптико-электронного метода избыточных измерений давления, обеспечивающего автоматическую коррекцию составляющих систематической погрешности результата измерений;
- технического решения цифрового измерителя давления, реализующего оптико-электронный метод избыточных измерений;
- конструкции информативно-избыточного ВОДД с улучшенными метрологическими характеристиками.

Конструктивные особенности информативно-избыточного ВОДД и его функция преобразования

В описываемом ниже цифровом измерителе давления используется модифицированный рефлексометрический ВОДД [4] с тремя оптическими каналами, конструкция которого приведена на **рис. 1**. Особенностью предложенной конструкции является то, что она обеспечивает получение информативной избыточности — дополнительной информации

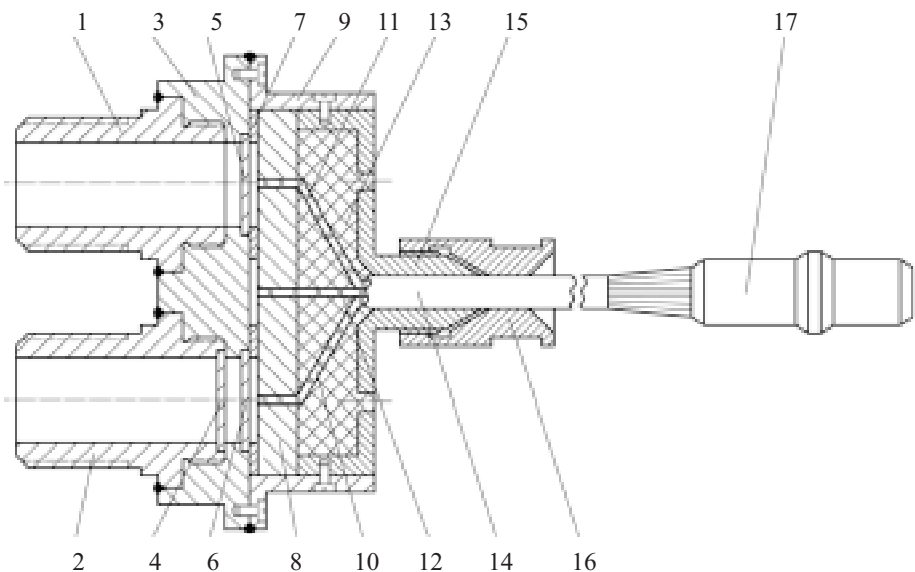


Рис. 1. Конструкция информативно-избыточного ВОДД:
1, 2 — штуцера; 3 — каркас; 4—6 — мембраны; 7 — прокладка; 8 — функциональный держатель; 9 — корпус; 10—12 — подводяще-отводящие волоконные световоды; 13 — герметик; 14 — волоконно-оптический кабель; 15 — наконечник с технологическими отверстиями; 16 — фиксатор; 17 — разъёмный световодный соединитель типа «розетка»

о параметрах как самого ВОДД, так и других элементов измерительного канала измерителя давления. К их числу относятся:

- 1) расстояние d_0 между центром отражающей поверхности мембраны и торцом подводяще-отводящего волоконного световода (ПОВС) при отсутствии прогиба мембраны;
- 2) коэффициент преобразования давления в прогиб мембраны;
- 3) мощность потока оптического излучения, формируемого источником;
- 4) неинформативные потери мощности потока оптического излучения при его передаче от источника на ВОДД и от ВОДД на приемник;
- 6) токовая чувствительность и темновой ток приемника оптического излучения.

Получение информативной избыточности обеспечивается за счет введения в информативно-избыточный ВОДД трех оптических каналов. Это позволяет сформировать три потока оптического излучения, мощности которых модулируются разными по значению давлениями.

Первый поток оптического излучения по ПОВС 12 подается на центральную часть каркаса 3, которая отполирована до зеркальной чистоты. Таким образом, мощность этого потока модулируется давлением p_0 , которое по значению равно давлению в полости, заключенной между каркасом и функциональным держателем 8.

Второй поток оптического излучения по ПОВС 11 подается на зеркальную поверхность мембраны 5. Его мощность модулируется давлением p_x , значение которого неизвестно.

Третий поток оптического излучения по ПОВС 10 подается на зеркальную поверхность мембраны 6. Поскольку давление в полости между мембранами 4 и 6 устанавливается равным давлению p_0 , мощность третьего потока оптического излучения модулируется давлением p_Σ , равным сумме давлений p_x и p_0 .

Следует отметить, что в большинстве рефлексометрических ВОДД для подвода и отвода потока оптического излучения используются разные волоконные световоды (ВС) [5]. Это приводит к возникновению дополнительных оптических потерь, обусловленных попаданием части отраженного потока оптического излучения в пространство между сердцевинами приемных ВС. Например, установлено, что при использовании в ВОДД волоконно-оптического жгута, состоящего из одного подводящего и шести отводящих ВС (радиус сердцевины 100 мкм, радиус оболочки 250 мкм, апертурный угол 12°), и полной засветке торцов отводящих ВС дополнительные оптические потери могут составить до 70% от мощности отраженного потока оптического излучения.

В предлагаемой конструкции ВОДД эти дополнительные оптические потери существенно уменьшены за счет использования одних и тех же ПОВС как для подвода, так и для отвода потока оптического излучения.

Важнейшей метрологической характеристикой любого ВОДД является функция преобразования,

вид которой в значительной степени определяется особенностями конструктивного исполнения оптического канала. В работе [2] показано, что функция преобразования ВОДД с оптическим каналом, выполненным в виде ПОВС, имеет линейный участок, который описывается следующим уравнением величин:

$$\Phi_m = \Phi_0 \frac{r_c - d_i \operatorname{tg} \Theta_{NA}}{k_2 r_c} = \Phi_0 \frac{r_c - [d_0 - S_{\text{дп}}(p_x - p_0)] \operatorname{tg} \Theta_{NA}}{k_2 r_c},$$

где Φ_0 — поток оптического излучения, испускаемый из торца ПОВС в направлении зеркальной поверхности; r_c, Θ_{NA} — радиус и апертурный угол сердцевины ПОВС; d_i — текущее расстояние между центром отражающей поверхности мембраны и торцом ПОВС; d_0 — начальное расстояние; $k_2 = 2$; $S_{\text{дп}}$ — коэффициент преобразования давления в прогиб мембраны, $\{S_{\text{дп}}\} = [3\{R_m\}^4(1-\mu_m^2)]/(16\{E_m\}\{h_m\}^3)$; $\{R_m\}, \{h_m\}$ — значения радиуса и толщины мембраны; μ_m — коэффициент Пуассона материала мембраны; $\{E_m\}$ — значение модуля Юнга материала мембраны.

Функция преобразования ВОДД сохраняет линейный характер до тех пор, пока выполняется следующее условие [2]:

$$0,5\{r_c\}/\operatorname{tg}\{\Theta_{NA}\} < \{d_i\} < \{r_c\}/\operatorname{tg}\{\Theta_{NA}\}.$$

Исходя из данного условия установлено, что для ВОДД, в котором используются ПОВС с радиусом сердцевины 100 мкм и апертурным углом 12° , оптимальное значение начального расстояния d_0 равно 470 мкм. При этом максимальный прогиб центров мембран не должен превышать 235 мкм.

Работа цифрового измерителя давления

Функциональная схема цифрового измерителя давления, реализующего метод избыточных измерений давления и температуры, приведена на рис. 2. Особенностью устройства является наличие двух измерительных каналов. Один из них используется для измерения давления, а другой — для измерения температуры среды, окружающей приемник оптического излучения.

Коротко остановимся на некоторых допущениях, принятых при реализации метода избыточных измерений в измерителе давления. Для преобразования мощностей модулированных потоков оптического излучения в напряжения используется приемник излучения 6, основой которого является полупроводниковый фотодиод. Функция преобразования данного фотодиода описывается известным уравнением [4]

$$U_\phi = \frac{kT_x}{q} \ln \left(\frac{S_I}{I_s} \Phi_m + k_1 \right),$$

где k — постоянная Больцмана ($k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К); T_x — абсолютная температура среды, в которой находится фотодиод; q — заряд электрона ($q=1,60 \cdot 10^{-19}$ Кл); S_I, I_s — токовая чувствительность и темновой ток фотодиода; $k_1 = 1$.

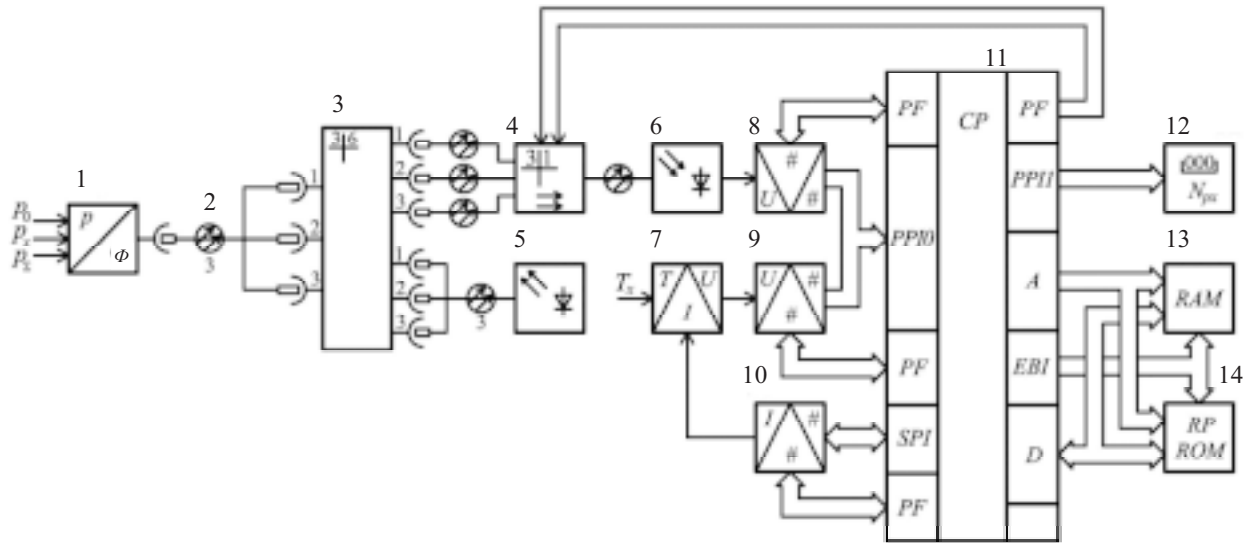


Рис. 2. Функциональная схема цифрового измерителя давления:

1 — информативно-избыточный ВОДД; 2 — волоконно-оптический кабель; 3 — световодный разветвитель; 4 — световодный коммутатор; 5 — источник оптического излучения; 6 — приемник излучения; 7 — полупроводниковый датчик температуры; 8, 9 — преобразователи «напряжение — код»; 10 — преобразователь «код — ток»; 11 — мультипроцессор; 12 — жидкокристаллический дисплей; 13 — оперативное запоминающее устройство (ОЗУ); 14 — перепрограммируемое постоянное запоминающее устройство (ППЗУ); SPI — последовательный периферийный интерфейс; PPI0, PPI1 — параллельные периферийные интерфейсы; A — шина адреса; D — шина данных; EBI — интерфейс внешней шины; PF — программируемые флаги

Если мощность потока оптического излучения Φ_m устанавливается такой, что выполняется неравенство $\{S_L\} \{ \Phi_m \} / \{I_s\} \gg 1$, то функция преобразования фотоэлемента может быть представлена в следующем виде:

$$U_\phi = \frac{kT_x}{q} \ln \left(\frac{S_L \Phi_m}{I_s} \right).$$

Для измерения абсолютной температуры T_x среды, в которой находится приемник излучения 6, в измеритель давления дополнительно введен полупроводниковый датчик температуры 7 (термодиод). Его функция преобразования описывается известным уравнением величин [6, с. 12]

$$U_T = \frac{kT_x}{q} \ln \left[\frac{I_T}{I_0} \exp \left(\frac{qU_k}{kT_x} \right) + k_1 \right],$$

где U_T — падение напряжения на p - n -переходе;

I_T — ток через p - n -переход;

I_0 — ток насыщения при $T_x \rightarrow \infty$;

U_k — контактная разность потенциалов на границе раздела областей с проводимостями n - и p -типа.

При условии что $\{I_T\} \exp[\{q\} \{U_k\} / \{k\} \{T_x\}] \gg \{I_0\}$ функция преобразования термодиода может быть описана следующим уравнением величин:

$$U_T = U_k - \frac{kT_x}{q} \ln \left(\frac{I_0}{I_T} \right).$$

Сущность работы цифрового измерителя давления состоит в следующем. После включения питания программа работы измерителя загружается из ППЗУ 14 через мультипроцессор 11 в ОЗУ 13. В соответствии с данной программой все функциональные блоки измерителя давления устанавливаются в исходное положение. Входные регистры чисел ЖК-

дисплея 12 и преобразователя «код — ток» 10 обнуляются. В результате ЖК-дисплей отображает нули.

Источник излучения 5 включается сразу же после включения питания устройства. На его выходе формируется поток оптического излучения Φ_0 , который вводится в торцы трех волоконных световодов и таким образом разделяется на три равные по мощности потока оптического излучения Φ_{01} , Φ_{02} и Φ_{03} ($\{\Phi_{01}\} = \{\Phi_{02}\} = \{\Phi_{03}\}$). Данные потоки по ВС, через световодный разветвитель 3 и волоконно-оптический кабель 2 поступают на вход ВОДД 1.

Мощность потока оптического излучения Φ_{01} модулируется давлением p_0 , равным давлению в первой полости ВОДД 1. Для этого поток оптического излучения Φ_{01} (см. рис. 1) по световоду 12 направляется на неподвижную часть каркаса 3. Отражаясь от нее, часть потока оптического излучения возвращается в подводяще-отводящий световод 12. В результате на выходе последнего образуется первый модулированный по мощности поток оптического излучения Φ_{m1} :

$$\Phi_{m1} = \Phi_{01} (r_c - d_0 \operatorname{tg} \Theta_{NA}) / k_2 r_c. \quad (1)$$

Мощность потока оптического излучения Φ_{02} модулируется неизвестным по значению давлением p_x . Это осуществляется путем подачи потока оптического излучения Φ_{02} по световоду 11 (см. рис. 1) на зеркальную поверхность мембраны 5. Часть отраженного от нее потока оптического излучения возвращается в световод 11. В результате на выходе последнего образуется второй модулированный по мощности поток оптического излучения Φ_{m2} :

$$\Phi_{m2} = \Phi_{02} \frac{r_c - [d_0 - S_{\text{дп}}(p_x - p_0)] \operatorname{tg} \Theta_{NA}}{k_2 r_c}. \quad (2)$$

Одновременно с модуляцией мощностей потоков оптического излучения Φ_{01} и Φ_{02} модулируется мощность потока оптического излучения Φ_{03} давлением p_{Σ} , значение которого равно сумме значений давлений p_0 и p_x . Для этого поток оптического излучения Φ_{03} по световоду 10 (см. рис. 1) направляется на зеркальную поверхность мембраны 6. После отражения от нее часть потока оптического излучения возвращается в световод 10. В результате на его выходе образуется третий модулированный по мощности поток оптического излучения Φ_{m3} :

$$\Phi_{m3} = \Phi_{03} \frac{r_c - (d_0 - S_{\text{дп}} p_x) \text{tg} \Theta_{NA}}{k_2 r_c}. \quad (3)$$

Полученные на выходе ВОДД 1 (рис. 2) потоки оптического излучения Φ_{m1} (1), Φ_{m2} (2) и Φ_{m3} (3) через световодный коммутатор 4, управляемый мультипроцессором 11, поочередно подаются на вход приемника излучения 6. В результате на выходе последнего в соответствующие моменты времени появляются следующие напряжения:

$$U_{\Phi 1} = \frac{kT_x}{q} \ln \left(\frac{S_I}{I_s} \Phi_{m1} \right); \quad (4)$$

$$U_{\Phi 2} = \frac{kT_x}{q} \ln \left(\frac{S_I}{I_s} \Phi_{m2} \right); \quad (5)$$

$$U_{\Phi 3} = \frac{kT_x}{q} \ln \left(\frac{S_I}{I_s} \Phi_{m3} \right). \quad (6)$$

Напряжения $U_{\Phi 1}$ (4), $U_{\Phi 2}$ (5) и $U_{\Phi 3}$ (6) поочередно подаются на вход преобразователя «напряжение — код» (ПНК) 8 и с его помощью преобразуются в коды чисел

$$N_1 = \{S_{\text{ПНК}}\} \{U_{\Phi 1}\}; \quad (7)$$

$$N_2 = \{S_{\text{ПНК}}\} \{U_{\Phi 2}\}; \quad (8)$$

$$N_3 = \{S_{\text{ПНК}}\} \{U_{\Phi 3}\}, \quad (9)$$

где $\{S_{\text{ПНК}}\}$ — значение коэффициента преобразования ПНК 8.

По команде с мультипроцессора 11 коды чисел N_1 (7), N_2 (8) и N_3 (9) по шине данных поступают в ОЗУ 13 и запоминаются в нем.

Далее в соответствии с программой, загруженной в ОЗУ 13, по команде с мультипроцессора 11 во входной регистр числа преобразователя «код — ток» (ПКТ) 10 подается код числа N_{11} . В результате через p - n -переход термодиода 7 потечет ток I_{T1} . Значение этого тока выбирается на начальном участке вольт-амперной характеристики термодиода, что позволяет исключить дополнительный нагрев p - n -перехода относительно температуры окружающей среды T_x .

Термочувствительное сопротивление p - n -перехода преобразуется в напряжение

$$U_{T1} = U_k - \frac{kT_x}{q} \ln \left(\frac{I_0}{I_{T1}} \right),$$

которое с помощью ПНК 9 преобразуется в код числа

$$N_4 = \{S_{\text{ПНК}}\} \{U_{T1}\}. \quad (10)$$

По команде с мультипроцессора 11 код числа N_4 (10) по шине данных передается в ОЗУ 13, где и запоминается.

Затем в соответствии с программой, загруженной в ОЗУ 13, по команде с мультипроцессора 11 во входной регистр числа ПКТ 10 подается код числа N_{12} . В результате через p - n -переход термодиода 7 потечет ток I_{T2} . Его значение устанавливается на 5—10% больше, чем значение тока I_{T1} , т. е. $\{I_{T2}\} = (0,05 \dots 0,1) \{I_{T1}\}$, что практически не изменяет теплового состояния p - n -перехода.

Термочувствительное сопротивление p - n -перехода преобразуется в напряжение

$$U_{T2} = U_k - \frac{kT_x}{q} \ln \left(\frac{I_0}{I_{T2}} \right),$$

которое затем с помощью ПНК 9 преобразуется в код числа

$$N_5 = \{S_{\text{ПНК}}\} \{U_{T2}\}. \quad (11)$$

По команде с мультипроцессора 11 код числа N_5 (11) через шину данных поступает в ОЗУ 13 и запоминается в нем.

Далее полученные результаты промежуточных измерений (7)—(11) обрабатываются в мультипроцессоре 11 в соответствии со следующим уравнением числовых значений:

$$N_{px} = \{p_0\} \frac{\left(\frac{\{I_{T2}\}}{\{I_{T1}\}} \right)^{\frac{N_3 - N_2}{N_5 - N_4}} - \left(\frac{\{I_{T2}\}}{\{I_{T1}\}} \right)^{\frac{N_1 - N_2}{N_5 - N_4}}}{\left(\frac{\{I_{T2}\}}{\{I_{T1}\}} \right)^{\frac{N_3 - N_2}{N_5 - N_4}} - 1}. \quad (12)$$

Полученный результат измерения давления отображается на ЖК-дисплее 12.

Анализ уравнения числовых значений (12) показал, что обработка результатов промежуточных измерений (7)—(11) указанным образом исключает влияние на результат измерения давления следующих составляющих систематической погрешности:

- погрешности от нелинейности функции преобразования ВОДД;
- погрешности от нелинейности функции преобразования приемника оптического излучения;
- погрешности от изменений геометрических параметров конструктивных элементов ВОДД (радиуса и толщины мембран, толщины прокладки), обусловленных изменением параметров окружающей среды и воздействием механических факторов;
- погрешности от изменения физических параметров чувствительных элементов ВОДД (в частности, от температурной нестабильности модуля Юнга материала мембран);
- погрешности от нестабильности ампер-ваттной характеристики источника оптического излучения;

— погрешности от нестабильности ватт-вольтной характеристики приемника оптического излучения;
— погрешности от изменения светопропускания волоконно-оптического кабеля при его случайных изгибах.

Следует отметить, что исключение составляющих систематической погрешности измерения давления, обусловленных воздействием температуры на приемник излучения, достигается благодаря реализации метода избыточных измерений температуры. Отметим, что на результат измерения температуры и, следовательно, на результат измерения давления не влияют погрешность от нелинейности функции преобразования термодиода и погрешность от нестабильности его вольт-амперной характеристики.

Выводы

Решена задача автоматической коррекции целого ряда составляющих систематической погрешности измерения давления, в том числе составляющих, обусловленных изменением геометрических и физических параметров чувствительного элемента волоконно-оптического датчика давления.

Установлено, что для получения точного значения давления требуется выполнить высокоточное измерение температуры окружающей среды, в которой находится приемник оптического излучения. Для этого в цифровой измеритель давления дополнительно введен канал измерения температуры (измерение выполняется в соответствии с методом избыточных измерений температуры) и введена температурная поправка в уравнение избыточных измерений давления.

Особенностью цифрового измерителя давления, реализующего метод избыточных измерений, явля-

ется использование информативно-избыточного датчика давления с тремя оптическими каналами, выполненными в виде подводяще-отводящих волоконных световодов. Такой волоконно-оптический датчик давления обеспечивает получение информативной избыточности — дополнительной информации о параметрах как самого датчика, так и других элементов канала измерения давления.

В целом все это позволяет получить результат измерения давления с погрешностью не хуже 0,1% в диапазоне измеряемых давлений 0—10,0 МПа.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Кондратов В. Т. Теория избыточных измерений // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.— 2005.— № 1.— С. 7—24.
2. Кондратов В. Т., Редько В. В. Цифровий вимірювач абсолютного тиску зі структурно-надлишковим волоконно-оптичним сенсором // Там же.— С. 25—33.
3. Кондратов В. Т., Редько В. В. Информативно-избыточный волоконно-оптический сенсор давления // Тр. IX Междунар. науч.-техн. конф. «Фундаментальные и прикладные проблемы приборостроения, информатики и экономики». Кн. «Приборостроение».— Сочи.— 2006.— С. 91—104.
4. Кондратов В. Т., Редько В. В. Цифровой измеритель давления на базе информативно-избыточного волоконно-оптического датчика // Тр. Междунар. науч.-техн. конф. «Проблемы автоматизации и управления в технических системах».— Пенза.— 2007.— С. 90—96.
5. Бадеева Е. А., Гориш А. В., Котов А. Н. и др. Теоретические основы проектирования амплитудных волоконно-оптических датчиков давления с открытым оптическим каналом.— М.: МГУЛ, 2004.
6. Абидов М. А. Статические характеристики диодных структур.— М.: Радио и связь, 1989.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ



3-я Международная научно-техническая конференция
**«СЕНСОРНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА
И МИКРОСИСТЕМНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»**
(с выставкой разработок
и промышленных образцов сенсоров)
Украина, Одесса, 2—7 июня 2008 г.



Научные направления конференции:

- ✦ Физические, химические и другие явления, на основе которых могут быть созданы сенсоры.
- ✦ Проектирование и математическое моделирование сенсоров.
- ✦ Сенсоры физических величин.
- ✦ Химические сенсоры.
- ✦ Биосенсоры.
- ✦ Радиационные, оптические и оптоэлектронные сенсоры.
- ✦ Акустоэлектронные сенсоры.
- ✦ Наносенсоры (физика, материалы, технология).
- ✦ Сенсоры и информационные системы.
- ✦ Материалы для сенсоров.
- ✦ Технологические проблемы сенсорики.
- ✦ Микросистемные технологии (MST).
- ✦ Деградация, метрология и аттестация сенсоров.

Место проведения:

Одесский национальный университет
имени И. И. Мечникова.
г. Одесса, ул. Дворянская, 2

Реквизиты для связи:

Тел./Факс: 38 (048)-723-34-61,
Тел.: 38 (048)-726-63-56
E-mail: semst-3@onu.edu.ua,
ndl_lepikh@onu.edu.ua
Лепих Ярослав Ильич

Д. т. н. А. И. БЕЛОУС, д. т. н. И. А. МУРАШКО, В. С. СЯКЕРСКИЙ

Республика Беларусь, г. Минск, Белорусский государственный
университет информатики и радиозлектроники,
НТИЦ «Белмикросистемы» НПО «Интеграл»
E-mail: office@bms.by

Дата поступления в редакцию
30.10 2007 г.

Оппонент д. т. н. В. В. БАРАНОВ
(БГУИР, г. Минск)

МЕТОДЫ МИНИМИЗАЦИИ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ КМОП БИС

Представлены основные методы, позволяющие уменьшить величину рассеиваемой мощности на этапах проектирования КМОП БИС. Приведена классификация источников рассеиваемой мощности.

В настоящее время вследствие быстрого прогресса в области технологий производства полупроводниковых интегральных схем, в частности, перехода к субмикронным технологиям, возникают новые задачи логического синтеза вычислительных устройств, реализованных на основе новых технологий. Одной из таких задач является разработка методов проектирования микроэлектронных цифровых устройств с низким энергопотреблением [1]. Актуальность ее определяется следующими основными факторами:

- наличием множества приложений (портативные компьютеры, средства навигации, средства связи, цифровая аудио- и видеотехника), которые должны сочетать высокую надежность и требуемое быстродействие с низким потреблением энергии для достижения заданной продолжительности автономной работы;

- необходимостью снижать потребляемую мощность для решения проблемы отвода тепла, т. к. это определяет массогабаритные показатели устройств;

- необходимостью решения проблемы проведения эффективного тестирования сложнофункциональных цифровых устройств, при котором значительно возрастает рассеиваемая мощность [2].

Два последних десятилетия лидирующее положение на рынке полупроводниковых интегральных схем занимает КМОП-технология. Успешная реализация всех функциональных модулей вычислительных систем по этой технологии позволила создавать на одном кристалле функционально законченные устройства с высокой степенью интеграции. Это значительно увеличило функциональную насыщенность кристалла, снизило массогабаритные параметры конечного продукта, увеличило его производительность и уменьшило потребление энергии. Например, в 2007 году фирма Intel начала массовое производство процессора с рабочим названием Penryn, который изготавливается по техпроцессу 45 нм в двух конфигурациях: двухядерной (около 410 млн. тран-

зисторов) и четырехядерной (более 820 млн. транзисторов) [3]. При этом, несмотря на значительное увеличение количества транзисторов и возрастание функциональных возможностей (добавлено порядка 50 новых инструкций Intel SSE4 для увеличения производительности обработки мультимедийных данных), величина потребляемой мощности нового процессора не увеличилась. Так, процессор мобильного компьютера потребляет порядка 35 Вт, настольной системы — порядка 65 Вт и порядка 80 Вт — четырехядерный серверный процессор.

В первой части настоящей статьи приведена классификация источников рассеиваемой мощности и показано, что для традиционных КМОП-технологий львиную долю рассеиваемой мощности составляет динамическая, которая определяется током заряда-разряда паразитной емкости узла и сквозным током от источника питания к общему проводу в момент изменения логического уровня. Во второй части представлены основные методы, позволяющие уменьшить величину рассеиваемой мощности на этапах проектирования КМОП БИС.

Источники рассеиваемой мощности в КМОП БИС

Как известно, основу КМОП-технологии составляет использование комплементарной пары полевых (или униполярных) транзисторов с индуцированными каналами n - и p -типа. Еще раз напомним известные принципы работы базовых логических элементов, выполненных по КМОП-технологии.

В состав типового инвертора (рис. 1, а) входят два последовательно соединенных транзистора различного типа, затворы которых соединены параллельно и являются входом. При подаче на вход высокого ($+V_{dd}$) или низкого (около 0 вольт) напряжения открыт только один из транзисторов. Сопротивление сток-исток закрытого транзистора очень велико (мегаомы), поэтому через инвертор протекает очень малый статический ток. Таким образом, основное потребление энергии происходит только в момент переключения инвертора. На рис. 1, б показана структура этого КМОП-инвертора. Поскольку для формирования p -канального МОП-транзистора требуется создать «карман» n -типа, то при равных геометрических размерах p -канальный транзистор всегда имеет меньший ток насыщения, чем n -канальный.

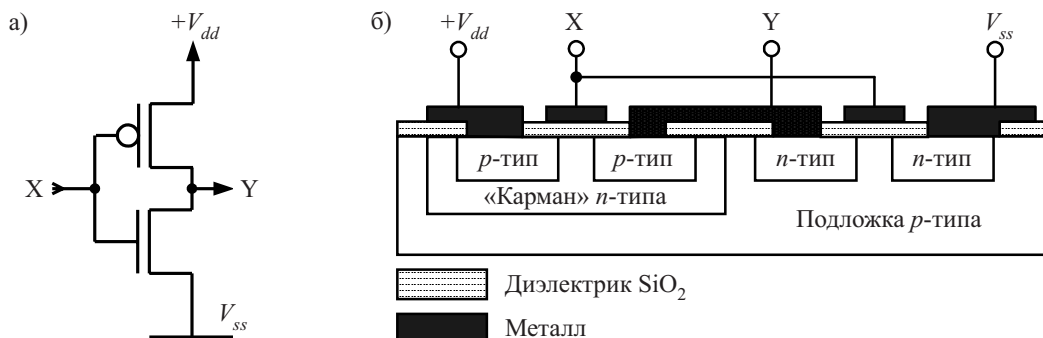


Рис. 1. Принципиальная схема КМОП-инвертора (а) и его структура (б)

Рассеиваемую мощность КМОП-схем можно разделить на два вида — динамическую и статическую. Классификация источников рассеиваемой мощности представлена на рис. 2 [4]. Рассмотрим эти источники более подробно.

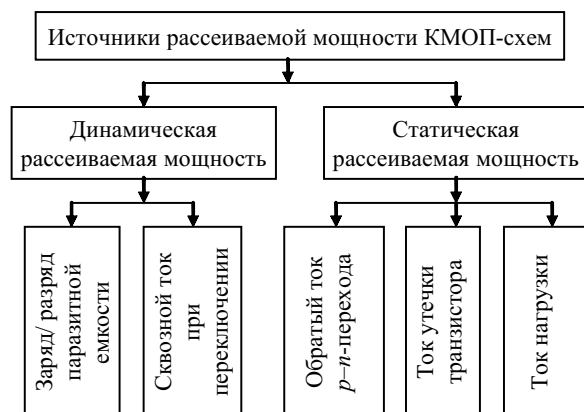


Рис. 2. Источники рассеиваемой мощности КМОП-схем

Динамическая рассеиваемая мощность возникает в момент переключения схемы из одного логического состояния в другое и определяется двумя основными источниками — сквозными токами, которые протекают через логический элемент в момент переключения, и токами заряда/разряда паразитных емкостей логических элементов. Следовательно, чем выше переключательная активность схемы, тем больше рассеиваемая мощность. При отсутствии переключений динамическая мощность равна нулю.

Большинство цифровых КМОП БИС не требуют использования конденсаторов для выполнения своих функций. Исключение составляют устройства динамической памяти, устройства выборки-хранения,

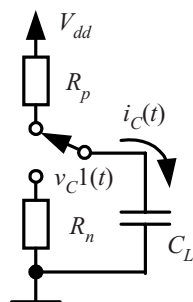


Рис. 3. Эквивалентная электрическая схема инвертора

устройства задержки сигналов. Конденсаторы в эквивалентной схеме КМОП-элемента образуются за счет паразитных емкостей транзисторов и линий связи, поэтому паразитная емкость оказывает существенное влияние как на время задержки распространения сигнала, так и на величину рассеиваемой мощности.

Для оценки величины рассеиваемой мощности представим инвертор на рис. 1, а в виде переключаемой емкости C_L . Ее заряд и разряд происходит через резисторы R_p и R_n , параметры которых определяются сопротивлением открытого канала p -канального и n -канального транзисторов, соответственно (рис. 3).

Переключение элемента в состояние логической единицы «1» соответствует заряду конденсатора C_L до уровня напряжения $V_{C1}(t)$ а переключение элемента в состояние логического нуля «0» соответствует разряду C_L . При заряде половина энергии, поступающей от источника питания, сохраняется на конденсаторе C_L , а другая половина рассеивается в виде тепла на резисторе R_p [5]. При переключении инвертора в состояние логического нуля энергия, сохраненная на конденсаторе, будет рассеяна на резисторе R_n . Таким образом,

$$E_n = E_p = 1/2 C_L V_{dd}^2. \quad (1)$$

Если частота управляющего сигнала равна f , то рассеиваемая мощность

$$P = 1/2 C_L V_{dd}^2 f. \quad (2)$$

Вторым источником динамической рассеиваемой мощности КМОП-схем является сквозной ток через логический элемент при его переключении $i_C(t)$.

Отметим особенности сквозного тока:

1) Сквозной ток протекает только в момент времени t , когда входное напряжение $V_{in} > V_{tn}$ и $V_{in} < V_{tp}$, где V_{tn} и V_{tp} соответственно пороговые напряжения n - и p -канальных транзисторов. Следовательно, чем меньше разница между этими значениями, тем меньше сквозной ток.

2) Величина сквозного тока обратно пропорциональна емкости нагрузки C_L . При отсутствии емкости значение тока максимально, при возрастании емкости нагрузки ток уменьшается.

3) Величина сквозного тока прямо пропорциональна длительности фронтов входного сигнала, т. е. чем длиннее фронт, тем больше сквозной ток.

Для упрощения расчетов сквозной ток будем учитывать в виде дополнительной емкости C_{SC} , которая размещается параллельно C_L . Значение этой емкости может быть найдено из выражения

$$C_{SC} = \frac{t_{SC} I_{peak}}{V_{dd}}, \quad (3)$$

где V_{dd} — напряжение питания;

I_{peak} — ток насыщения транзисторов;

t_{SC} — время протекания сквозного тока.

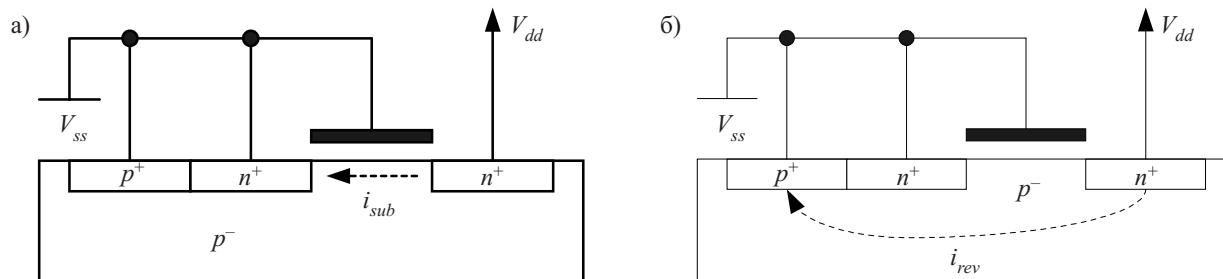


Рис. 4. Токи утечки КМОП-схем:

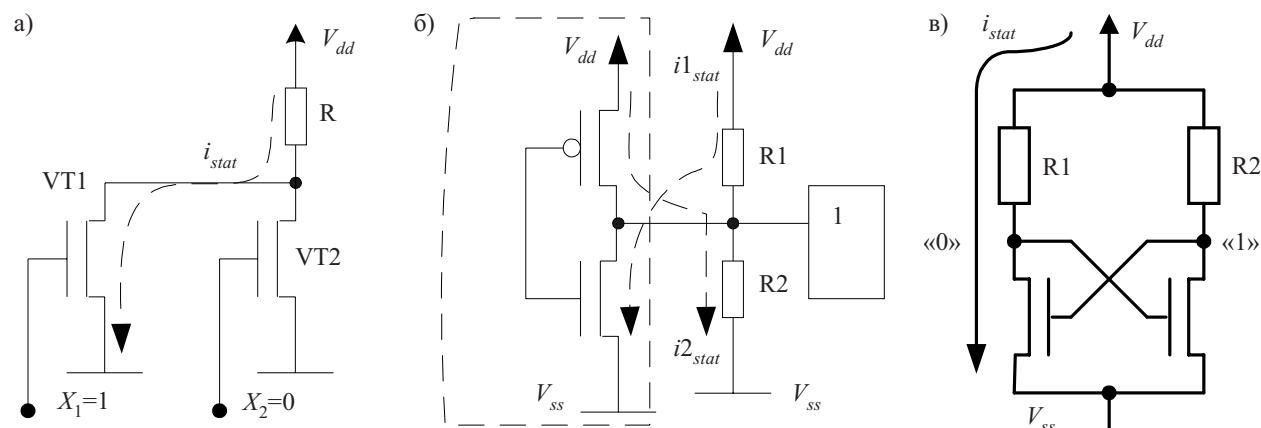
 а — ток утечки канала i_{sub} ; б — обратный ток p - n -перехода i_{rev}


Рис. 5. Статические токи КМОП-схем:

а — схема «монтажное ИЛИ» (а); б — выход с «открытым стоком»; в — схема с резистивной нагрузкой выхода

Это позволяет для оценки динамической мощности использовать (2), как это было сделано в [6].

Мощность, рассеиваемая КМОП-схемой вследствие протекания сквозного тока, может составлять от 10 до 60% от общей динамической мощности. Ее величина зависит от таких параметров, как вольт-амперные характеристики транзисторов (напряжение отпирания и запираения транзисторов), длительности переднего и заднего фронтов входного сигнала, емкости нагрузки, напряжения питания и т. п. Точные выражения для расчета сквозных токов и рассеиваемой мощности представлены в [1, 6].

Статическая мощность в КМОП БИС рассеивается тогда, когда логический элемент находится в некотором фиксированном состоянии («0» или «1»), и ее величина определяется значением токов утечки канала МОП-транзистора, обратных токов p - n -переходов и нагрузочными токами (рис. 4, 5).

В идеальном случае в статическом состоянии КМОП-элемент не потребляет мощность, т. е. ток через него не протекает. Однако в реальных схемах значение тока утечки канала составляет единицы пикоампер.

На рис. 4, а показано направление протекания тока через закрытый канал транзистора. Он экспоненциально зависит от величины порогового напряжения и линейно зависит от уровня входного сигнала, геометрических размеров транзисторов и топологии схемы, температуры (ток удваивается при повышении температуры на каждые 8—10°C) и используемой технологии.

Вторым источником тока утечки является обратный ток p - n -переходов, которые формируются между различными областями КМОП интегральной схемы (рис. 4, б). Величина обратного тока зависит от используемой технологии изготовления, площади p - n -перехода, температуры и напряжения смещения и составляет, как правило, пикоамперы.

Поскольку суммарное значение токов утечки в 10^5 — 10^6 раз меньше, чем динамических токов, в расчетах их, как правило, не учитывают. В тех случаях, когда необходимо учесть мощность, рассеиваемую вследствие токов утечки, можно использовать следующее выражение:

$$P_{leak} = V_{dd} N K_d I_{leak} \quad (4)$$

где V_{dd} — напряжение питания;

N — число транзисторов;

K_d — эмпирический коэффициент, учитывающий особенности применяемой технологии;

I_{leak} — суммарный ток утечки одного транзистора.

В некоторых случаях, таких как схемы с открытым стоком, элементы «монтажное ИЛИ» или резистивная нагрузка выходов схемы, КМОП-схема может потреблять ток и в статическом режиме (рис. 5). Тогда величина тока и, соответственно, рассеиваемая мощность зависят от логического состояния и сопротивления нагрузки. Например, для схемы «монтажное ИЛИ» (рис. 5, а) или схем с открытым стоком (рис. 5, б) ток протекает только в состоянии «0». В состоянии «1» он равен нулю. Для схем с резистивной нагрузкой ток протекает как в состоянии логического нуля, так и в состоянии логической единицы.

ницы (рис. 5, в). В общем случае мощность, рассеиваемая вследствие протекания постоянного тока, определяется выражением

$$P_{stat} = V_{dd} I_{stat} \quad (5)$$

Для учета изменения мощности в зависимости от логического состояния можно использовать следующее выражение:

$$P_{stat} = p(0)P_{stat}^0 + p(1)P_{stat}^1, \quad (6)$$

где $p(0)$, $p(1)$ — вероятность нахождения узла схемы в состоянии «0» или «1», соответственно;

P_{stat}^0 , P_{stat}^1 — мощность, потребляемая узлом схемы в состоянии «0» или «1», соответственно.

При использовании КМОП-технологии не рекомендуется использовать резистивную нагрузку выходов. Если без этого обойтись нельзя, то необходимо увеличить величину сопротивления нагрузки, уменьшить напряжение питания или минимизировать вероятность нахождения схемы в логическом состоянии, при котором ток нагрузки максимален.

Методы уменьшения величины рассеиваемой мощности в КМОП БИС

Не существует универсального решения, которое было бы применимо во всех возможных ситуациях. Поэтому необходимо учитывать особенности проектируемого устройства (такие как быстродействие, затраты на реализацию, надежность, тестируемость, ремонтопригодность и т. п.) для выбора методов и средств минимизации потребления энергии.

Рассмотрим основные подходы, применяемые комплексно или в отдельности для уменьшения потребления энергии при проектировании КМОП БИС.

На рис. 6 представлена обобщенная классификация основных используемых методов минимизации энергопотребления.

При традиционных КМОП-технологиях (минимальные размеры элементов не переходят в субмикронную область) основную долю рассеиваемой мощности составляет динамическая мощность, которая определяется выражением (2). Снижение любого параметра — напряжения питания, напряжения переключения, перезаряжаемой емкости или частоты переключения — приводит к снижению величины рассеиваемой мощности.

Традиционно наибольшее внимание ученых было направлено на снижение величины напряжения питания. Это связано с тем, что для большинства КМОП-схем напряжение питания равно переключаемому напряжению. Между динамической рассеиваемой мощностью и напряжением питания БИС существует квадратичная зависимость. Кроме того, при уменьшении напряжения питания одновременно уменьшается и статическая мощность.

Как показано в [7], время задержки распространения сигнала t_d через МОП-транзистор определяется выражением:

$$t_d = \frac{C_L \cdot V_{dd}}{(V_{dd} - V_{th})^\alpha}, \quad (7)$$

где V_{th} — пороговое напряжение;
 α — эмпирическая константа.

Таким образом, уменьшение напряжения питания при сохранении порогового напряжения на постоянном уровне приводит к возрастанию времени переключения транзистора, что отрицательно сказыв-

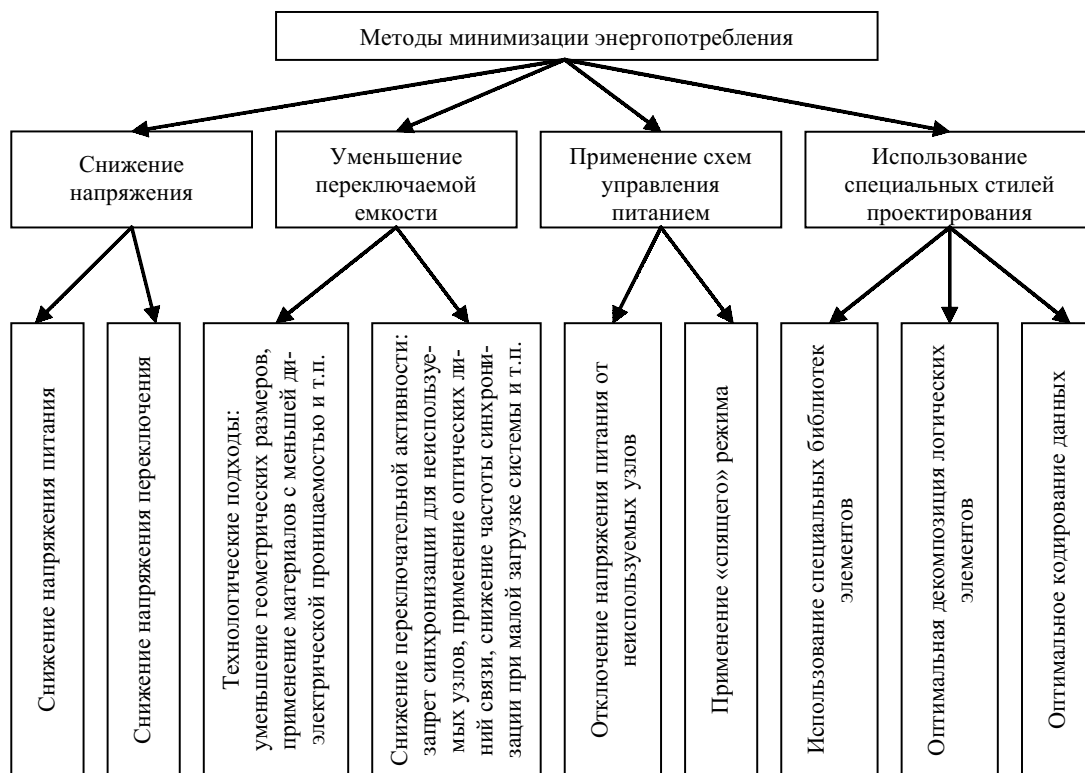


Рис. 6. Классификация основных методов минимизации потребления энергии при проектировании КМОП БИС

вается на быстродействии схемы. С другой стороны, уменьшение порогового напряжения приводит к значительному возрастанию токов утечки канала. Максимальное снижение общей рассеиваемой мощности наблюдается в том случае, когда мощность, определяемая токами утечки, имеет тот же порядок, что и динамическая мощность [8]. Например, для технологии 0,13 мкм минимум рассеиваемой мощности без потери производительности наблюдается при $V_{dd}=1,5$ В, $V_{th}=0,15$ В, $T=125^\circ\text{C}$.

Следующим неблагоприятным следствием уменьшения напряжения питания является снижение помехоустойчивости, т. к. уменьшается разница между логическими уровнями. Кроме того, изменение логических уровней требует применения специальных преобразователей уровней напряжения для стыковки выходов СБИС с элементами стандартной логики. В современных процессорных СБИС используется, как правило, два напряжения питания: одно — для питания ядра (0,9—1,7 В), а второе — для питания обрамления (2,5 или 3,3 В). Альтернативным подходом является снижение переключаемого напряжения. То есть заряд/разряд конденсатора происходит не на величину напряжения питания V_{dd} , а на некоторую его часть, например от $1/3$ до $2/3 V_{dd}$. При этом не теряется быстродействие, не требуются преобразователи уровня. Помехоустойчивость уменьшается из-за уменьшения разницы в логических уровнях. Однако в отличие от предыдущего подхода, мощность, рассеиваемая вследствие протекания статического тока, не уменьшается.

Как отмечено выше, для работы цифровых КМОП-схем конденсаторы не нужны, однако они формируются в современных БИС за счет паразитных емкостей p - n -переходов, паразитных емкостей линий связи и т. п. Избавиться от этих емкостей невозможно, поэтому при проектировании СБИС необходимо учитывать и минимизировать их величины. При этом необходимо использовать различные подходы: уменьшение геометрических размеров элементов, уменьшение длины линий связи, оптимизация размещения компонентов и линий связи, применение новых материалов и технологий изготовления и т. п. Кроме того, для минимизации величины сквозного тока, который учитывается в виде дополнительной емкости C_{CS} на основании (3), необходимо использовать быстродействующие транзисторы, которые работают на минимально возможной частоте. Это позволяет существенно снизить длительность фронтов сигнала и, соответственно, уменьшить сквозной ток.

Следующим фактором, влияющим на величину динамической мощности, является частота переключения, поэтому ее снижение также будет приводить к снижению рассеиваемой мощности. Однако при этом возникает конфликт с требованиями, касающимися производительности. Для устранения этого конфликта можно использовать различные подходы. Во-первых, при проектировании новых устройств приоритет должен отдаваться решениям с пониженными требованиями к рабочей частоте функциональных

компонентов. Во-вторых, для снижения тактовой частоты необходимо применять методы параллельного выполнения операций на конвейере. В-третьих, целесообразно использовать различные схемы запирета синхронизации как для неиспользуемых функциональных модулей, так и для модулей или компонентов, информация в которых не изменяется в данный момент. Например, при проведении целочисленных вычислений обычно не используются узлы сопроцессора, которые предназначены для вычислений с плавающей запятой, поэтому на эти узлы в данный момент импульсы синхронизации поступать не должны.

При проектировании цифровых устройств с минимальным потреблением энергии в качестве оценки обычно используют произведение переключаемой емкости и частоты переключения — так называемую переключающую активность. Существует множество решений — технологических, схемотехнических, алгоритмических и т. п., которые позволяют минимизировать и этот параметр. Во-первых, для узлов с большой емкостью необходимо минимизировать частоту переключения. Для узлов с высокой частотой переключения надо минимизировать переключаемую емкость. Во-вторых, весьма эффективно можно применять эквивалентные преобразования схемы для минимизации переключающей активности. Например, семивходовый элемент И может быть реализован на шести двухвходовых элементах И, двух четырехвходовых элементах и т. д. [9]. В-третьих, используют специальные методы кодирования данных, которые также позволяют минимизировать переключающую активность при работе схемы. Например, для перебора всех адресов памяти при использовании счетчика Грея в качестве генератора адреса требуется только 2^n переключений, тогда как использование двоичного счетчика потребует $2^{n+1}-2$ переключений [10].

И наконец, слабым местом, которое существенно ограничивает возможность увеличения производительности КМОП-микропроцессоров и «систем на кристалле» является цепь синхронизации. Импульсы синхронизации должны одновременно поступать на все узлы цифрового устройства. Однако на кристалле БИС линии синхронизации имеют большую длину и, как следствие, большие сопротивление и емкость. Поэтому высокая частота работы, большое сопротивление и большая емкость линий связи приводят к тому, что в цепях синхронизации современных БИС иногда рассеивается до 50% от общей мощности. Одно из решений — замена металлических проводников оптическими линиями передачи тактовых импульсов на кристалле. Так, в [11] показано, что для технологии 70 нм применение оптических линий связи позволяет в пять раз снизить рассеиваемую мощность в цепи синхронизации.

Дальнейшее совершенствование технологии производства СБИС и уменьшение геометрических размеров элементов приводит к изменению степени влияния различных источников на суммарное значение рассеиваемой мощности. Так, при переходе в

субмикронную область значительно возрастает доля статической мощности, которая в основном определяется токами утечки и обратными токами $p-n$ -переходов. Если для технологии 1,0 мкм при напряжении питания 3,3 В доля статической мощности составляла всего 0,01%, то для технологии 0,13 мкм и напряжении питания 1,3 В она возрастает до 10%. При дальнейшем уменьшении геометрических размеров элементов доля статической мощности еще больше возрастает и для технологии 0,07 мкм при напряжении питания около 1,0 В она уже достигает 50% от общей величины мощности, рассеиваемой полупроводниковым кристаллом БИС.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Roy K., Prasad S. C. Low power CMOS VLSI circuit design.— New York: John Wiley and Sons, Inc., 2000.
2. Zorian Y. A. Distributed BIST control scheme for complex VLSI dissipation // Proceedings 11th IEEE VLSI Test Symposium (VTS'93), Princeton, NJ, April 6–8, 1993.— IEEE Computer Society Press, 1993.— P. 4–9.
3. Masaki A. Possibilities of deep submicrometer CMOS for very high-speed computer logic // Proc. IEEE.— 2004.— Vol. 81.— P. 1311–1324.
4. Мурашко, И. А. Методы минимизации энергопотребления при самотестировании цифровых устройств: Монография / И. А. Мурашко, В. Н. Ярмолик.— Минск: Бестпринт, 2004.
5. Yeap G. P. Practical low power digital VLSI design, Kluwer Academic Publisher, 1998.
6. Turgis S., Azemard N., Auvergne D. Explicit evaluation of short circuit power dissipation for CMOS logic structures // Proc. ISLPD.— 1995.— P. 129–134.
7. Sakurai T., Newton A. R. Alpha-power law MOSFET model and its applications to CMOS inverter delay and other formulas // IEEE J. Solid-State Circuits.— 1990.— Vol. 25.— P. 584–594.
8. Ultra low-power electronics and design / Edited by Macii E.— Dordrecht: Kluwer Academic Publisher, 2004.
9. Yarmolik V., Murashko I. A peak-power estimation for digital circuits design // Fifth Int. Conf. «New Information Technologies».— Minsk: BSEU.— 2002.— P. 34–38.
10. Мурашко И. А., Ярмолик В. Н., Методика проектирования отказоустойчивых ОЗУ с пониженным энергопотреблением // Сб. Моделирование интеллектуальных процессов проектирования, производства и управления / Под ред. В. И. Махнач, Е. В. Владимировой / Мн.: ОИПИ НАН РБ, 2003.— С. 240–245.
11. Tosik G., Gaffiot F., Lisik Z. et al. Power dissipation in optical and metallic clock distribution networks in new VLSI technologies // Electronics Letters.— 2004.— Vol. 4, N 3.— P. 198–200.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

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

XXI Международный симпозиум ТОНКИЕ ПЛЕНКИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

Основные направления:

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



Москва, 11—13 сентября 2008 г.

ЦНИТИ «Техномаш»

Московский государственный технический университет им. Н.Э.Баумана

**Посвящается 45-летию
ЦНИТИ «Техномаш»**

Реквизиты для связи:

121108, Россия, г. Москва, ул. Ивана Франко, 4
E-mail: samoylovich@technomash.ru
belyanin@technomash.ru
Тел. +7(495) 146-10-95,
Тел./факс +7 (495)146-19-42

К. т. н. В. П. ЗАЙКОВ, к. т. н. Л. А. КИНШОВА, к. т. н. В. Ф. МОИСЕЕВ,
к. т. н. В. И. ЕФРЕМОВ, Ю. В. МЕЛЬНИК

Украина, г. Одесса, НИИ «Шторм»
E-mail: shtorm@te.net.ua

Дата поступления в редакцию
27.12.2007 г.

Оппонент д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ
(Ин-т термоэлектричества, г. Черновцы)

ВЫБОР РЕЖИМА РАБОТЫ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ОХЛАЖДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕГО МИНИМАЛЬНУЮ ИНТЕНСИВНОСТЬ ОТКАЗОВ

Выполнен сравнительный анализ показателей надежности ТЭУ для различных токовых режимов. Показана возможность прогнозирования показателей надежности на стадии проектирования устройств.

Одним из применяемых способов обеспечения теплового режима элементов и составных частей радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) является термоэлектрическое охлаждение. К числу его основных преимуществ следует отнести примерное соответствие показателей надежности и массогабаритных характеристик термоэлектрических устройств (ТЭУ) и охлаждаемых элементов электроники.

При выборе режима работы ТЭУ необходимо учитывать взаимное влияние и весомость каждого из основных значимых параметров, к которым относятся величина относительного рабочего тока B , относительный перепад температуры Θ , количество термоэлементов n , холодильный коэффициент E , холодопроизводительность Q_0 и т. д.

К числу основных значимых параметров следует отнести и показатели надежности ТЭУ — интенсивность отказов λ либо вероятность безотказной работы P .

В [1] предложена и рассмотрена физическая модель, устанавливающая связь между показателями надежности и основными значимыми параметрами ТЭУ.

В литературе по термоэлектрическому охлаждению описаны различные режимы работы ТЭУ — характерные, такие как $Q_{0\max}$, $E_{\max}$, $Q_0=0$ и пр., и, так называемые, промежуточные [2—7].

Проектирование ТЭУ в режиме максимальной холодопроизводительности $Q_{0\max}$, хотя и обеспечивает уменьшение количества термоэлементов (а следовательно и величины интенсивности отказов), однако приводит к росту величины B , уменьшению холодильного коэффициента E , увеличению энергозатрат W и т. д., что, в свою очередь, приводит к значительному увеличению интенсивности отказов.

Проектирование ТЭУ в режиме $E_{\max}$ позволяет свести энергозатраты к минимуму, уменьшив этим интенсивность отказов, но в то же время требует увеличения количества термоэлементов, что вызывает рост интенсивности отказов.

При работе охлаждающего термоэлемента в режимах, близких к $Q_0=0$, с увеличением количества термоэлементов резко уменьшается величина рабочего тока, что приводит к уменьшению интенсивности отказов.

На основании изложенного можно сделать предположение о существовании такого режима работы ТЭУ, при котором интенсивность отказов была бы минимальной.

Поэтому целью настоящей работы является поиск режима работы охлаждающего термоэлемента, промежуточного между режимами $E_{\max}$ и $Q_0=0$, обеспечивающего минимальную величину λ .

В соответствии с [1, 7], относительную величину интенсивности отказов $\frac{\lambda}{n\lambda_0}$ можно представить в виде:

$$\frac{\lambda}{n\lambda_0} = \frac{B^2 \Theta (B + \frac{\Delta T_{\max}}{T_0} \Theta)^2}{(1 + \frac{\Delta T_{\max}}{T_0} \Theta)^2}, \quad (1)$$

где λ_0 — номинальная интенсивность отказов,

$\lambda_0 = 3 \cdot 10^{-8}$ 1/ч;

$\Delta T_{\max}$ — максимальный перепад температур;

T_0 — температура теплопоглощающего спая.

Расчетное количество термоэлементов можно записать в следующем виде [2]:

$$n = \frac{Q_0}{I_{\max}^2 R (2B - B^2 - \Theta)}, \quad (2)$$

где Q_0 — заданная холодопроизводительность;

$I_{\max} = \frac{eT_0}{R}$ — максимальная величина рабочего тока;

e — коэффициент термоэдс;

R — электрическое сопротивление ветви термоэлемента.

Подставив (2) в (1), получим:

$$A = \frac{\lambda_{\max}^2 R}{\lambda_0 Q_0} (1 + \frac{\Delta T_{\max}}{T_0} \Theta)^2 = \frac{B^2 \Theta (B + \frac{\Delta T_{\max}}{T_0} \Theta)^2}{(2B - B^2 - \Theta)}. \quad (3)$$

На рис. 1 представлена зависимость интенсивности отказов ТЭУ от величины относительного рабочего тока для различных значений относительного перепада температуры при $T=300$ К.

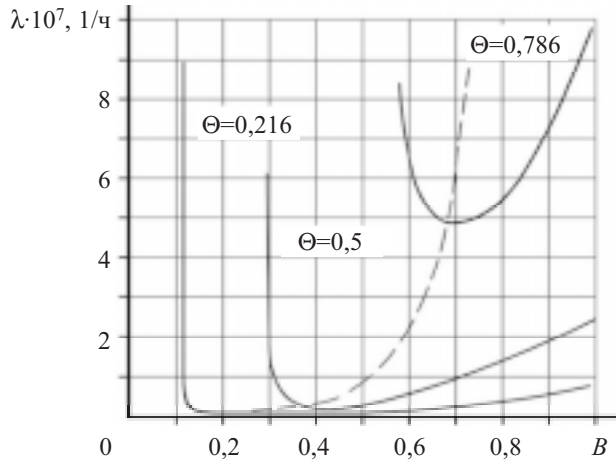


Рис. 1. Зависимость интенсивности отказов ТЭУ от величины относительного рабочего тока для различных значений относительного перепада температуры при $T=300$ К (--- геометрическое место точек, соответствующих режимам работы ТЭУ, обеспечивающим минимальное значение λ при различных величинах Θ)

Как видно из рисунка, характерной особенностью всех приведенных кривых является наличие минимума функции $\lambda=f(B)$.

Из условия $\frac{dA}{dB} = 0$ получим уравнение для определения величины $B_{\text{опт}}$, соответствующей минимальному значению λ для различных значений Θ :

$$B^4 - B^3 \left(3 - \Theta \frac{\Delta T_{\text{max}}}{T_0} \right) + 2\Theta B^2 \left(1 - 2 \frac{\Delta T_{\text{max}}}{T_0} \right) + B\Theta^2 \frac{\Delta T_{\text{max}}}{T_0} \left(3 - \frac{\Delta T_{\text{max}}}{T_0} \right) + \Theta^3 \left(\frac{\Delta T_{\text{max}}}{T_0} \right)^2 = 0. \quad (4)$$

На рис. 2 представлены зависимости относительного рабочего тока B от относительного перепада температур Θ для различных режимов работы ТЭУ.

Для построения кривых 4, 5 и 6 соответственно были использованы критериальные соотношения Γ , L и F , а именно:

$$1. \Gamma = \frac{Q_0}{I^4};$$

$$\frac{2\Gamma I_{\text{max}}^2}{R} = \frac{2B - B^2 - \Theta}{B^4}, \quad (5)$$

где Q_0 определяется из (2), а $B=I/I_{\text{max}}$.

$$\text{Из условия } \frac{d\left(\frac{2\Gamma I_{\text{max}}^2}{R}\right)}{dB} = 0 \text{ получим}$$

$$B = \frac{3}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8\Theta}{9}} \right]. \quad (6)$$

$$2. L = \frac{Q_0}{I^6};$$

$$\frac{2I_{\text{max}}^4 L}{R} = \frac{2B - B^2 - \Theta}{B^6}. \quad (7)$$

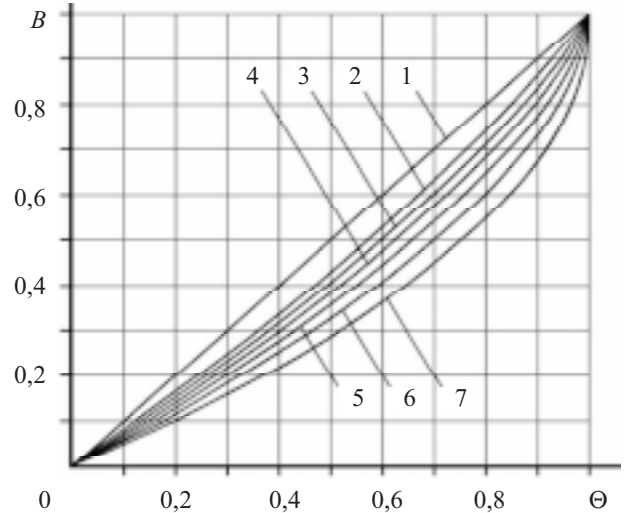


Рис. 2. Зависимость величины относительного рабочего тока от относительного перепада температуры для различных режимов работы ТЭУ:

1 — Q_0/I^2 ; 2 — B ; 3 — λ_{min} ; 4 — Γ ; 5 — L ; 6 — F ; 7 — $Q_0=0$

$$\text{Из условия } \frac{d\left(\frac{2I_{\text{max}}^4}{R}\right)}{dB} = 0 \text{ получим}$$

$$B = \frac{5}{4} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{24\Theta}{25}} \right]. \quad (8)$$

$$3. F = \frac{Q_0}{I^8};$$

$$\frac{2I_{\text{max}}^6}{R} F = \frac{2B - B^2 - \Theta}{B^8}. \quad (9)$$

$$\text{Из условия } \frac{d\left(\frac{2I_{\text{max}}^6}{R} F\right)}{dB} = 0 \text{ получим}$$

$$B = \frac{7}{6} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{48\Theta}{49}} \right]. \quad (10)$$

Из рисунка видно, что режим, обеспечивающий минимальную интенсивность отказов (λ_{min}), находится между режимами B [7] и Γ .

В таблице приведены данные расчета основных параметров ТЭУ для различных режимов работы, в том числе для режимов А и П, описанных в [3, 4, 6], при следующих исходных данных:

- требуемая холодопроизводительность $Q_0=2$ Вт;
- температура теплопоглощающего слоя $T_0=260$ К;
- температура тепловыделяющего спая $T=300$ К.

При этом

$$\Delta T_{\text{max}}=80 \text{ К}; \Theta=0,5; \frac{\Delta T_{\text{max}}}{T_0} = 0,3; l/s=10; I_{\text{max}}=4,9 \text{ А};$$

$R=1,04 \cdot 10^{-2}$ Ом; $e=1,97 \cdot 10^{-4}$ В/К; электропроводность ветви термоэлемента $\sigma=960$ См/см.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ

Основные параметры ТЭУ для различных режимов работы при $Q_0=2$ Вт, $T_0=260$ К, $T=300$ К

Условное обозначение режима	B , отн. ед.	I , А	U , В	E , отн. ед.	W , Вт	n , шт	$\lambda \cdot 10^7$, 1/ч	$\frac{\lambda_{\min}}{\lambda}$	P , отн. ед.
$Q_{0\max}$	1,00	4,92	1,87	0,22	9,23	15,9	2,40	0,13	0,9976
A	0,87	4,28	1,72	0,27	7,40	16,4	1,44	0,22	0,9986
П	0,77	3,79	1,68	0,31	6,37	17,8	1,10	0,28	0,9989
$I_{\min}$	0,71	3,48	1,70	0,34	5,90	19,2	0,80	0,39	0,9992
$E_{\max}$	0,53	2,61	1,98	0,39	5,17	28,4	0,42	0,74	0,9996
$\frac{Q_0}{I^2}$	0,50	2,46	2,13	0,38	5,23	31,8	0,38	0,82	0,9996
Б	0,42	2,07	2,83	0,34	5,85	48,5	0,316	0,98	0,9997
$\lambda_{\min}$	0,40	1,97	3,21	0,316	6,33	56,8	0,31	1,00	0,9997
Г	0,38	1,87	3,71	0,288	6,94	68,5	0,32	0,97	0,9997
L	0,35	1,70	5,40	0,216	9,24	104,8	0,36	0,86	0,9996
F	0,33	1,64	7,62	0,16	12,50	155,5	0,45	0,69	0,9996

Режимы работы охлаждающего термоэлемента в области значений $B < \Theta$ (см. рис. 2) ранее считали нерациональными для использования при проектировании ТЭУ, т. к. здесь наряду с уменьшением холодильного коэффициента уменьшается холодопроизводительность, что вызывает необходимость увеличения количества термоэлементов. Однако в случаях, когда преобладающим условием является обеспечение максимальной надежности функционирования ТЭУ, следует использовать режим $\lambda_{\min}$. Так, например, при $\Theta=0,5$ и указанных исходных данных (см. таблицу) режим $\lambda_{\min}$ обеспечивает интенсивность отказов на 25% меньше, чем режим $E_{\max}$, который традиционно используется при проектировании ТЭУ.

На рис. 3 представлена зависимость величины $\lambda_{\min}/\lambda$ от относительного перепада температуры для различных режимов работы охлаждающего термоэлемента при $Q_0=2$ Вт и $T=300$ К.

Анализ кривых, представленных на рис. 3, показывает, что плотность интенсивности отказов в режи-

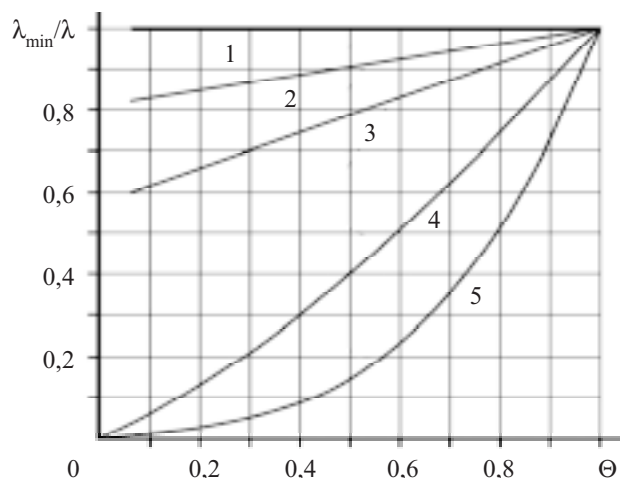


Рис. 3. Зависимость величины $\lambda_{\min}/\lambda$ от относительного перепада температуры при $Q_0=2$ Вт, $T=300$ К для различных режимов работы:

1 — $\lambda_{\min}$; 2 — L ; 3 — $E_{\max}$; 4 — $I_{\min}$; 5 — $Q_{0\max}$

ме $Q_{0\max}$ максимальна по сравнению с другими режимами. С ростом Θ величина $\lambda_{\min}/\lambda$ увеличивается и по мере приближения Θ к 1, также приближается к 1.

Таким образом, приведенные соотношения позволяют определить величину относительного рабочего тока при заданной величине относительного перепада температур, т. е. определить режим работы охлаждающего термоэлемента, обеспечивающего минимальную величину интенсивности отказов.

Сравнительный анализ показателей надежности и основных параметров ТЭУ для различных режимов работы показал целесообразность использования режима $\lambda_{\min}$ в качестве основного при проектировании ТЭУ повышенной надежности.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Моисеев В. Ф., Зайков В. П. Влияние режима работы термоэлектрического устройства на его надежность // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2001. — № 4–5. — С. 30–32.
2. Сомкин М. Н., Зайков В. П., Вайнер А. Л. Возможности единого подхода к режимам работы охлаждающего термоэлемента // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРТО. — 1984. — Вып. 1. — С. 95–106.
3. Зайков В. П., Киншова Л. А. Комплексный подход при выборе режима работы термоэлектрического охлаждающего устройства // Тепловые режимы и охлаждение РЭА. — 1999. — Вып. 1. — С. 47–49.
4. Зайков В. П., Ефремов В. И. Критериальный подход к выбору режима работы термоэлектрического устройства для систем термостабилизации // Там же. — 2001. — Вып. 1. — С. 47–50.
5. Зайков В. П., Дейнега В. Т., Коноплев И. Д., Водолагин В. Ю. Режим работы термоэлектрического устройства, обеспечивающий минимальное остаточное газовыделение // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОВР (ТРТО). — 1989. — Вып. 4. — С. 91–95.
6. Зайков В. П., Киншова Л. А., Быкадоров В. В., Храмова Л. Ф. Критериальный подход к выбору режима работы термоэлектрического охлаждающего устройства // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2003. — № 5. — С. 37–41.
7. Зайков В. П., Киншова Л. А., Марченко В. И. Влияние тепловой нагрузки на показатели надежности термоэлектрического устройства // Тепловые режимы и охлаждение РЭА. — 2003. — Вып. 1. — С. 56–62.

К. ф.-м. н. М. В. ДМИТРИЕВ, к. т. н. Л. И. ПАНОВ

Украина, Одесский национальный политехнический университет
E-mail: panov.leonid@gmail.com

Дата поступления в редакцию
13.12.2006—31.01.2008 г.

Оппоненты А. А. ТУРЧИН (ННЦ ХФТИ),
д. т. н. В. И. КАРПЕНКО (ХУВС, г. Харьков)

ВЛИЯНИЕ НИЗКОЧАСТОТНОГО АКУСТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ТЕМПЕРАТУРУ НАГРЕТОГО ТЕЛА

Экспериментально установлено, что акустические волны, генерируемые десятиваттным излучателем на частоте 60 Гц, снижают на одну треть температуру электронагревателя мощностью 10 Вт.

Цель работы состояла в определении возможности повышения эффективности принудительного охлаждения теплонагруженных интегральных схем современной электронной аппаратуры.

Известно, что использование для этого жидкостного охлаждения усложняет конструкцию, а применение традиционного принудительного воздушного охлаждения недостаточно эффективно в связи с дальнейшим повышением быстродействия микропроцессоров и соответствующим увеличением рассеиваемой ими мощности.

Нами были экспериментально опробованы различные методы интенсификации охлаждения таких объектов. При этом неожиданно было обнаружено, что воздействие звуковых волн (далее — озвучивание) на постоянно нагреваемое тело приводит к высокоэффективному снижению его температуры.

Экспериментально исследовано влияние низкочастотных акустических волн различной частоты и мощности на температуру нагретого тела.

В качестве излучателя акустических волн использовался низкочастотный диффузорный электродинамический громкоговоритель 10ГД-34. Его основные параметры согласно ГОСТ 9010-78: паспортная мощность 25 Вт, номинальная мощность 10 Вт, номинальное сопротивление 4 Ом, номинальный диапазон воспроизводимых частот 63—5000 Гц, частота основного резонанса 80 Гц, неравномерность амплитудно-частотной характеристики 6 дБ, среднее стандартное звуковое давление 0,1 Па, габаритные размеры — Ø125 мм, высота 75,5 мм.

В качестве имитатора микропроцессора служил электронагреватель без оребренного радиатора. Внутри его плоского корпуса из дюралюминия площадью 40×40 мм были просверлены в два яруса близкорасположенные горизонтальные сквозные отверстия, внутри которых монтировалась нихромовая проволока с керамическими трубчатыми изоляторами. Сверху с помощью теплопроводной пасты была приклеена медная пластина толщиной ≈3 мм. Между ней и корпусом в выфрезерованных пазах в цент-

ре и по диагонально расположенным углам крепились три откалиброванных платиновых резистора ТСП-100. Вместе со всеми проволочными выводами такая конструкция была помещена в текстолитовый короб с открытым верхом. Между коробом и корпусом имитатора снизу и по бокам был уложен теплоизолятор толщиной ≈7 мм из базальтового картона и асбеста. Температура определялась по величине сопротивления резисторов ТСП-100, измеряемого цифровым омметром Щ 306-1 (до шести значащих цифр), с использованием стандартных таблиц. Имитатор нагревался в процессе всего эксперимента. Его температура определялась перед и в конце воздействия акустических волн и приведена в табл. 1 для стационарного режима. Измерения выполнены в термостатной комнате при температуре +14°C.

Таблица 1
Температура имитатора в конце разогрева (t_p^0) и в конце охлаждения (t_d^0) при озвучивании на разных частотах

№ ТСП-100	t_p^0 , °C	t_a^0 , °C					
		Частота генератора, Гц					
		30	50	60	70	80	100
1	145,5	104,8	97,6	97,0	97,7	98,3	100,8
2	154,3	112,4	104,8	104,3	105,4	106,0	108,4
3	143,7	101,1	92,8	92,6	93,4	94,0	96,6

Питание имитатора осуществлялось от стабилизированного источника постоянного тока Б5-34А. Мощность, потребляемая имитатором, P_n , во всех экспериментах составляла ≈10 Вт, что обеспечивалось напряжением питания 9,31 В.

На излучатель, расположенный над имитатором, подавалось напряжение U_r от генератора ГЗ-123.

Первый эксперимент проводился при условиях: зазор между излучателем и имитатором $\delta=40$ мм, напряжение $U_r=10$ В, переменный параметр — частота излучения f изменялась от 10 до 5000 Гц.

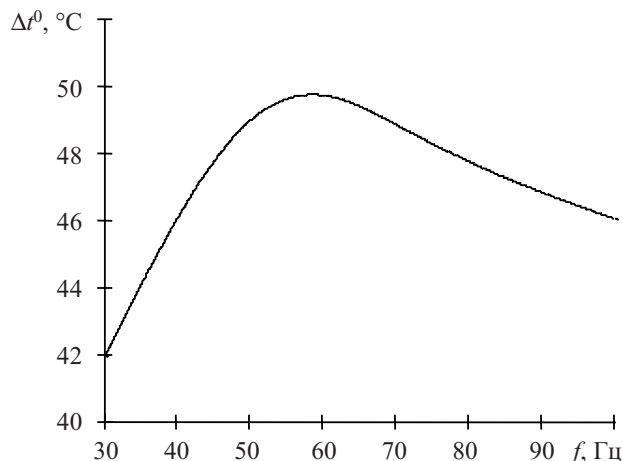
Результаты эксперимента:

— средняя температура имитатора t_p^0 при отсутствии озвучивания, измеренная в трех его точках, составляет $(147,8 \pm 4,3)^\circ\text{C}$ (табл. 1);

— частотная зависимость снижения температуры Δt^0 после воздействия акустических волн в диапазоне f от 30 до 100 Гц представлена в табл. 2 и показана на рисунке;

Таблица 2
Снижение температуры имитатора при озвучивании (Δt^0)

№ ТСР-100	$\Delta t^0, ^\circ\text{C}$					
	Частота генератора, Гц					
	30	50	60	70	80	100
1	40,7	47,9	48,5	47,8	47,2	44,7
2	41,9	49,5	50,0	48,9	48,3	45,9
3	42,6	50,9	51,1	50,3	49,7	47,1



Частотная зависимость снижения температуры имитатора в его центре под действием акустического излучения

— снижение температуры Δt^0 в двух других точках имитатора примерно на 1—2 °C меньше, чем в центре;

— максимальное снижение температуры Δt^0_{max} имеет место при частоте $f=50$ —60 Гц, что составляет примерно 1/3 от температуры t_p^0 ;

— температура имитатора t_p^0 не изменялась после воздействия акустических волн на частотах, не превышающих 10 Гц, и в диапазоне 200—5000 Гц.

Амплитуда возвратно-поступательного движения диффузора излучателя при $f=10$ Гц, когда принудительное охлаждение отсутствовало, была в несколько раз больше, чем в области частот $f \geq 60$ Гц. Это дает основание считать, что наблюдаемое охлаждение имитатора вызвано только акустическим излучением (эффект вентилятора отсутствует).

Второй эксперимент проводился при условиях: частота генерации акустических волн $f=60$ Гц, зазор δ между излучателем и имитатором 20 и 50 мм, переменный параметр — мощность излучения, задаваемая величиной напряжения питания излучателя U_r , равной 2—12 В.

Результаты эксперимента:

— уменьшение напряжения U_r от 12 до 2 В приводит к снижению температуры имитатора Δt^0 после озвучивания в 2,4 раза при $\delta=20$ мм и в 2 раза при $\delta=50$ мм;

— увеличение зазора δ от 20 до 50 мм при $U_r=12$ В приводит к уменьшению эффективности охлаждения на 9 %;

— при значениях δ 20 и 50 мм и при $U_r=12$ В температура имитатора после озвучивания уменьшается примерно на 1/3.

Наблюдаемые эффекты, по-видимому, можно объяснить следующим образом. В разные моменты времени приход к нагретой поверхности имитатора достаточно сжатых или разреженных участков звуковой волны обеспечивает:

— эффективный отбор тепла от поверхности имитатора к сжатому воздуху;

— эффективный отток предварительно нагретого поверхностью имитатора воздуха в сторону разреженного участка с рассеиванием его в окружающую среду.

Эффективное охлаждение имитатора ограничено довольно узким диапазоном низкочастотного излучения. При частоте более 60 Гц эффективность охлаждения снижается из-за инертности тепловых процессов: последние не успевают следовать за быстроменяемыми участками звуковой волны. При частоте меньше 60 Гц эффективность охлаждения также снижается, что обусловлено увеличением периода звуковых волн, сопровождаемого замедлением их генерации и уменьшением степени сжатия и разрежения воздуха.

Из проведенных экспериментов следует, что при сопоставимых напряжениях питания имитатора (9,31 В) и излучателя (12 В) акустические волны при частоте 60 Гц снижают температуру имитатора на 1/3. Однако эти данные не дают полного представления об эффективности охлаждения имитатора при определенной мощности акустических волн $P_{\text{ак}}$ и заданной мощности имитатора $P_{\text{н}} \approx 10$ Вт.

Величину $P_{\text{ак}}$ можно оценить при номинальной потребляемой мощности $P_{\text{ном}}=10$ Вт. Коэффициент полезного действия излучателей акустических волн, подобных используемому, характеризуется величиной порядка 1%. Поэтому мощность, сообщаемая при этом акустическим волнам $P_{\text{ак}}$, примерно в 100 раз меньше номинальной мощности $P_{\text{ном}}=10$ Вт и составляет величину порядка 0,1 Вт.

Остается определить величину относительного снижения температуры имитатора, соответствующую $P_{\text{ак}} \approx 0,1$ Вт и $P_{\text{н}} \approx 10$ Вт. Это можно сделать, если предварительно определить величину напряжения U_r , соответствующую $P_{\text{ном}}=10$ Вт.

Воспользуемся тем, что полное входное номинальное сопротивление катушки излучателя $Z_{\text{вх.ном}}$ при согласовании с выходным сопротивлением генератора можно определить по формуле [3, с. 93]:

$$P_{\text{ном}} = U_{\text{г.ном}} I_{\text{ном}} = U_{\text{г.ном}}^2 / Z_{\text{вх.ном}},$$

где $U_{\text{г.ном}}$ — номинальное напряжение генератора;
 $I_{\text{ном}}$ — номинальный ток в цепи катушки излучателя.

В нашем случае $Z_{\text{вх.ном}}=4$ Ом. Поэтому при $P_{\text{ном}}=10$ Вт $U_{\text{г.ном}} = \sqrt{Z_{\text{вх.ном}} P_{\text{ном}}} = \sqrt{40} = 6,3$ В.

По результатам второго из проведенных экспериментов следует, что при $U_r=6$ В эффективность охлаждения имитатора соответствует 25% при зазорах 20 и 50 мм.

Таким образом, акустические волны с частотой $f=60$ Гц, обладающие мощностью $P_{\text{ак}} \approx 0,1$ Вт, на 25%

снижают температуру имитатора теплонагруженной микросхемы с потребляемой мощностью 10 Вт. С повышением $P_{\text{ак}}$ снижение температуры увеличивается. Это наглядно свидетельствует в пользу эффективности исследованного метода акустического охлаждения нагретого тела.

Использование для охлаждения частот излучения 50 и 60 Гц позволяет вместо генератора применить трансформатор, питаемый от электросети с такими частотами.

Длина волны акустического излучения λ составляет 567 см на частоте 60 Гц и 680 см на частоте 50 Гц, поскольку скорость звука c в воздухе равна 34000 см/с и $\lambda=c/f$.

Большие величины λ позволяют при необходимости располагать детали малых размеров вдоль та-

кого излучения. Они легко огибаются звуковой волной. За ними не образуется «звуковая тень».

Повышения эффективности охлаждения нагретого тела можно ожидать при комбинировании озвучивания со струйным воздушным обдувом и при повышении мощности звуковых волн.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Lasance C. J. M., Simons R. E. Advances in high-performance cooling for electronics // Electronics Cooling.— 2005.— November.— Article 2.
2. Cami C., Herr F. Forced Convection heat transfer enhancement using a self-oscillating planar Jet // Journal of heat transfer, transaction of the ASME.— 2002.— Vol. 124.— P. 770—782.
3. Терещук Р. М., Терещук К. М., Седов С. А. Полупроводниковые приемно-усилительные устройства. Справочник радиолобителя.— Киев: Наукова думка, 1981.— С. 93.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



Рабай Ж. М., Чандракасан А., Николич Б. Цифровые интегральные схемы: методология проектирования.— М.: Вильямс, 2007.— 912 с.

Книга будет чрезвычайно полезна разработчикам цифровых интегральных схем и инженерам, желающим лучше разобраться в структуре СБИС. В ней предлагается множество полезных примеров, которые вы можете использовать в своей работе, и учтены основные тенденции, существующие в современном мире разработки КМОП-устройств. Книгу можно использовать как учебник по микроэлектронике при подготовке студентов соответствующих специальностей или как справочник по интегральным схемам, который удобно всегда иметь под рукой. Она хорошо структурирована и достаточно понятна, хотя базовые знания о предметной области и используемом в ней математическом аппарате все же желательны.

НОВЫЕ КНИГИ



Медведев А. Сборка и монтаж электронных устройств.— М.: Техносфера, 2007.— 256 с.

Производство электронной аппаратуры неуклонно наращивается, увеличивается плотность компоновки, развиваются технологии поверхностного монтажа. Несмотря на это, в России отсутствуют специализированные издания, посвященные современным проблемам сборки и монтажа.

Предлагаемая книга написана по материалам зарубежной периодической печати, международных конференций и, что особенно ценно, по результатам работы самых высокотехнологичных отечественных предприятий.

Книга посвящена описанию процессов, материалов и оборудования, используемых в сборочно-монтажном производстве, и предназначена для начинающих специалистов в этой области технологий. Надеемся, что опытным специалистам она поможет в обучении персонала, сократив время вхождения в курс дела.

НОВЫЕ КНИГИ



Локтюхин В. Н., Челебаев С. В. Нейросетевые преобразователи импульсно-аналоговой информации: организация, синтез, реализация.— М.: Горячая линия—Телеком, 2008.— 144 с.

Рассмотрены вопросы организации, синтеза и реализации преобразователей частотно-временных параметров сигналов в код на основе нейросетевых технологий. Особое внимание уделено методике и процедурам синтеза нейросетевых структур аналого-цифровых преобразователей с настраиваемыми в ходе обучения сети синаптическими связями между ее элементами, даны примеры их реализации на ПЛИС фирмы Xilinx.

Д. т. н. В. Л. ЛАНИН, к. т. н. Н. В. ДЕЖКУНОВ, В. С. ТОМАЛЬ

Республика Беларусь, г. Минск, Белорусский гос. ун-т информатики
и радиоэлектроники, РУП “Оптическое станкостроение
и вакуумная техника”
E-mail: vlanin@bsuir.by

Дата поступления в редакцию
25.10 2007 г.

Оппонент к. ф.-м. н. Я. М. ОЛИХ
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

ПРИБОРНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССАХ

Для контроля амплитуды вибраций и интенсивности кавитации разработаны контактные и бесконтактные измерители вибраций, а также индикаторы активности кавитации и кавитометры.

Эффективность ультразвуковой (УЗ) обработки (сварки, пайки, размерной обработки и др.) в производстве изделий электроники во многом зависит от точности и достоверности контроля амплитуды вибраций УЗ технологического оснащения [1, 2]. Для измерения амплитуды УЗ-колебаний применяют оптические микроскопы, однако этот способ, отличающийся простотой реализации, обладает невысокой точностью и относительно большой трудоемкостью. Кроме того, на его основе невозможно создать систему активной стабилизации амплитуды в ходе технологического процесса.

Выпускаемые ранее промышленностью приборы типа УБВ-2 [3], в которых использовались индуктивные датчики, непригодны для измерения амплитуды непосредственно в ходе технологического процесса обработки. Для измерения такими датчиками требуется наличие свободной площадки на контролируемой поверхности диаметром не менее 6 мм.

Измерители вибраций различных фирм (Time Group Inc. и др.) предназначены для работы в низкочастотном диапазоне (10—500 Гц) и контролируют значительные по величине амплитуды колебаний механизмов и вибраторов.

При УЗ-обработке в жидких средах и в расплавах (очистке, рафинировании, металлизации и др.) необходимо оценить интенсивность кавитационных явлений и оптимизировать параметры ультразвукового воздействия [4, 5]. Для этого используют методы, основанные на сравнении параметров образцов до и после воздействия на них кавитации, на регистрации температурных полей или на специальной обработке возникающих акустических сигналов в зоне обработки. С помощью тестовых образцов (закрепляя их в определенном месте рабочего объема и сохраняя время выдержки постоянным) можно количественно исследовать зависимость эрозии от свойств жидкости и параметров УЗ-поля, однако ошибка при исследовании кавитационной области таким методом составляет до 25%. Малая точность метода объясняется неоднородностью кавитацион-

ной области, изменением ее расположения в ходе эксперимента и другими случайными факторами.

Исследование эрозионной активности кавитационной области значительно облегчается, если в качестве образца использовать тонкую алюминиевую фольгу толщиной 0,05 мм. Эрозионную активность оценивают по степени разрушения фольги, помещаемой в рабочую камеру параллельно поверхности излучателя на расстоянии 5—10 мм от излучателя. После испытаний фольгу высушивают на воздухе и определяют площадь разрушений емкостным методом [6]. Недостатки метода заключаются в длительности измерений и в отсутствии непрерывного контроля процесса кавитации.

Таким образом, непрерывный и достоверный контроль амплитуды УЗ-вибраций и оценка интенсивности кавитации в жидкостях и расплавах должны быть неотъемлемой составляющей технологических УЗ-процессов.

Измерения амплитуды ультразвуковых колебаний

Для контроля амплитуды вибраций и настройки в резонансный режим УЗ технологического оснащения применяют контактные и бесконтактные измерители, выполненные на основе пьезоэлектрических, оптических, индуктивных и емкостных датчиков. Простым средством контроля вибраций служит виброметр контактного типа, конструктивно состоящий из переносного блока измерений амплитуды УЗ-колебаний и выносного датчика вибраций в виде акустического шупа. В основу работы виброметра положен принцип регистрации измерительным стрелочным прибором амплитуды электрического сигнала, генерируемого пьезоэлектрическим преобразователем [7] (рис. 1, а).

Датчик вибраций включает в себя пьезоэлектрический преобразователь, металлический волновод, демпфер и корпус из изоляционного материала. Во внутренней полости корпуса на расстоянии, равном $\lambda/4$ от нерабочего торца волновода (λ — длина УЗ-волны), закреплен пьезокерамический преобразователь. В состав прибора входит выпрямительная схема и измерительный прибор магнитоэлектрического типа с большим внутренним сопротивлением. Данная схема применима при значительной амплитуде сигнала с пьезодатчика, составляющей единицы вольт. При меньших амплитудах вибраций (ме-

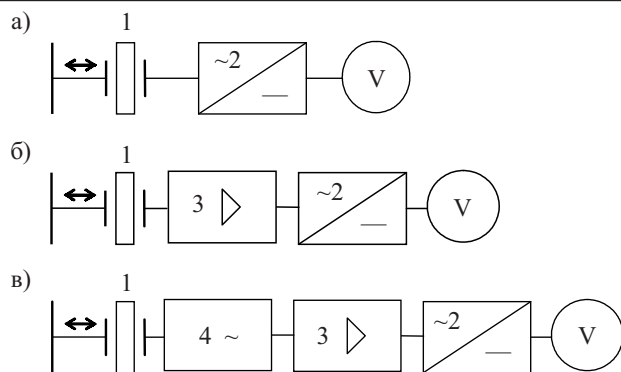


Рис. 1. Схемы контактных измерителей вибраций:
1 — пьезоэлектрический преобразователь; 2 — детектор; 3 — усилитель; 4 — полосовой фильтр

нее 10 мкм) необходимо усиление сигнала с пьезодатчика. Электрическое напряжение с обкладок пьезоэлемента по высокочастотному кабелю подается на вход усилителя с коэффициентом усиления от 10 до 100 раз (рис. 1, б). Чувствительность такого датчика составляет 1,0—1,5 мкВ при усилии нагружения щупа 1—2 Н. Для более точной настройки оборудования необходимо контролировать сигнал с пьезодатчика в определенной полосе частот, в которой работает УЗ технологическое оснащение. С этой целью в схему включается полосовой фильтр (рис. 1, в) [8].

Недостатком контактного метода измерения вибраций является невозможность контроля амплитуды непосредственно в ходе процесса ультразвуковой обработки, а также зависимость показаний прибора от усилия нагружения щупа датчика.

Для непрерывного контроля вибраций и настройки инструмента на резонанс может быть применен встроенный пьезоэлектрический датчик, закрепленный в двух точках на магнитострикционном преобразователе УЗ-инструмента. Первая точка закрепления располагается в нулевой плоскости колебаний, а вторая соответствует максимальным вибрациям. В результате одна поверхность пьезоэлектрического датчика является статичной, в то время как на вторую воздействуют колебания максимальной величины, что обеспечивает амплитуду выходного сигнала до 1 В. Сигнал датчика усиливается, детектируется и измеряется прибором с высоким внутренним электрическим сопротивлением.

Контактные измерители вибраций могут быть использованы для настройки в резонансный режим работы ультразвуковых паяльников типа УЗП2-0,025, ванн очистки УЗВ-0,4, ванн лужения УЗВЛ-0,4, установок микросварки типа УЗП-02М, ЭМ 4020, диагностирования магнитострикционных и пьезоэлектрических преобразователей ультразвука. Однако такие приборы позволяют осуществлять лишь периодический контроль амплитуды колебаний УЗ-инструментов в процессе выполнения технологических операций, что затрудняет точную настройку УЗ технологического оборудования и часто приводит к увеличению процента дефектных изделий.

Бесконтактные методы измерений подразделяются на оптические, магнитоэлектрические и емкост-

ные. Наибольшей чувствительностью обладают емкостные датчики, принцип работы которых основан на измерении емкости переменного зазора между поверхностью волновода и измерительной поверхностью датчика. Разработан бесконтактный виброметр [9], в котором изменение емкости переменного зазора под действием УЗ-колебаний инструмента преобразуется в частотно-модулированный сигнал, который обрабатывается с помощью электронной схемы и регистрируется измерительным прибором. Бесконтактный виброметр включает в себя выносной вибродатчик и измерительное устройство. В состав вибродатчика (см. рис. 2) входят ВЧ-генератор 1, конструктивная емкость C_k , в состав измерительного устройства — усилитель-ограничитель 2, демодулятор 3, предварительный усилитель НЧ-сигналов 4, аттенюатор 5, полосовой усилитель 6, детектор сигнала 7, измерительная головка.

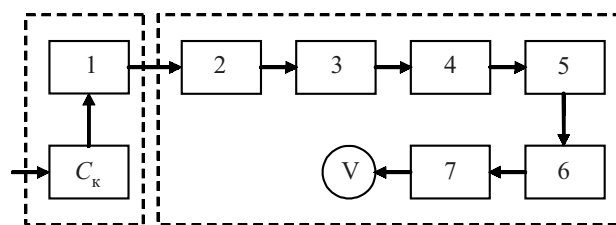


Рис. 2. Схема бесконтактного измерителя вибраций

Модуляция ВЧ-генератора осуществляется с помощью конструктивной емкости C_k . При вибрации рабочего инструмента происходит изменение зазора между пластиной датчика и плоскостью торца волновода, что, в свою очередь, приводит к изменению частоты генератора, т. е. к его модуляции (рис. 3). Частота модуляции определяется частотой колебаний рабочего инструмента. Девиация частоты генератора прямо пропорциональна амплитуде колебаний рабочего инструмента.

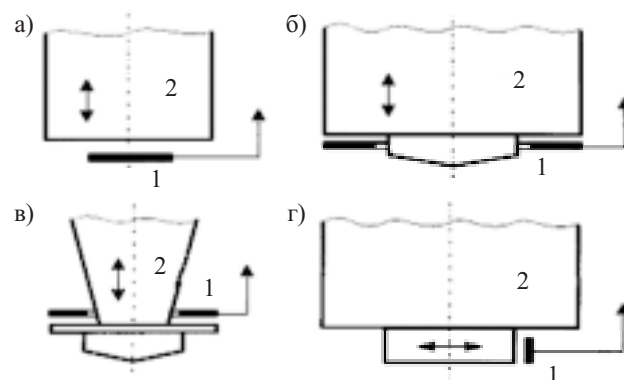


Рис. 3. Схемы установки емкостных датчиков:
а, б, в — для измерения продольных колебаний; г — для измерения изгибных колебаний; 1 — датчик; 2 — волновод

Вибродатчик прибора соединяется с измерительным устройством высокочастотным экранированным кабелем, по которому подается также и напряжение питания. Электрический сигнал с вибродатчика в приборе демодулируется с частотой, равной частоте колебаний, и подается на усилитель, обеспечивающий усиление сигналов в диапазоне частот 16,5—

66,0 кГц. На выходе детектора включена измерительная головка — микроамперметр, осуществляющий индикацию измеренного значения амплитуды. При измерениях прибор устанавливается на неподвижное основание вблизи рабочего инструмента УЗ-установки, а его воспринимающий датчик устанавливается вблизи торца УЗ-инструмента.

Бесконтактные измерители вибраций могут быть использованы для тех же целей, что и контактные. Они обладают более высокой чувствительностью, и их показания в меньшей степени зависят от оператора. Недостатками таких измерителей являются необходимость стационарного закрепления датчика емкостного типа на инструменте, чувствительность к внешним вибрациям и электромагнитным полям.

Анализ передаточных характеристик емкостных датчиков показывает, что наибольшей чувствительностью к малым перемещениям и вибрациям обладают датчики, действие которых основано на изменении зазора между датчиком и объектом. Для таких датчиков величина реактивного сопротивления прямо пропорциональна величине зазора, а передаточная характеристика прибора — линейная. Однако из-за высокого входного сопротивления таких преобразователей приборы этого типа обладают высокой чувствительностью к электромагнитным наводкам. Это обстоятельство сдерживает широкое применение емкостных датчиков для контроля колебаний УЗ-преобразователей.

Наиболее устойчивым к электромагнитным наводкам является измерительный преобразователь с частотной модуляцией несущего высокочастотного сигнала. Емкостный датчик в этом случае подключается к колебательному контуру высокочастотного автогенератора и управляет его частотой. При этом датчик оказывается зашунтированным индуктивностью колебательного контура, обладающей малым реактивным сопротивлением для низкочастотных помех. Это обстоятельство само по себе обеспечивает малую чувствительность к электромагнитным наводкам. Кроме того, последующие резонансные цепи и частотное детектирование практически полностью устраняют возможные помехи.

Выходное напряжение частотного детектора U обратно пропорционально величине зазора между датчиком и контролируемой поверхностью:

$$U \sim \frac{\varepsilon S}{C_0 d}, \quad (1)$$

где ε — относительная диэлектрическая проницаемость среды;
 S — площадь датчика;
 C_0 — емкость датчика;
 d — величина зазора.

Если амплитуда измеряемых колебаний мала по сравнению с величиной зазора, то нелинейностью передаточной характеристики можно пренебречь. При этом амплитуда переменного напряжения на выходе детектора U_a оказывается прямо пропорциональной амплитуде колебаний a :

$$U_a \sim \frac{\varepsilon S}{C_0 d^2} a. \quad (2)$$

Анализ выражения (2) показывает, что чувствительность прибора в большой степени зависит от величины зазора. Относительная погрешность измерения амплитуды

$$\frac{\Delta U_a}{U_a} = -2 \frac{\Delta d}{d}. \quad (3)$$

Поэтому для обеспечения высокой точности измерения амплитуды в виброметрах такого типа необходимо предусмотреть возможность контроля величины зазора по величине постоянного напряжения на выходе частотного детектора.

Для повышения точности измерения, уменьшения чувствительности к внешним воздействиям и улучшения удобства эксплуатации разработан портативный цифровой измеритель вибраций (рис. 4). Он состоит из пьезодатчика, резистивного делителя напряжения, калибратора (G), высокочастотного детектора, электронного коммутатора, источника опорного напряжения, счетчика (PC), генератора тактовых импульсов и индикатора (HG), причем коммутатор соединен с источником опорного напряжения и интегратором, а тактовый генератор через калибратор соединен с делителем.

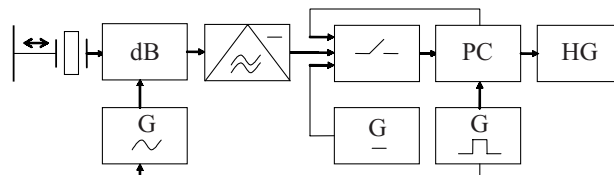


Рис. 4. Схема цифрового измерителя вибраций

Пьезодатчик конструктивно выполнен в виде выносного элемента. Резистивный делитель снижает уровень принимаемого сигнала при больших вибрациях и имеет два коэффициента деления — 1:10 и 1:100. Высокочастотный детектор позволяет получить на выходе постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде измеряемого электрического сигнала, поступающего от пьезоэлектрического преобразователя. Электронный коммутатор в виде электронных ключей, собранных на МОП-транзисторах, служит для периодической подачи на интегратор входного сигнала и опорного напряжения. Счетчик содержит интегрирующую цепь, схему сравнения, АЦП и служит для формирования и подсчета числа тактовых импульсов, укладываемых во время разрядки интегрирующего конденсатора. Тактовый генератор формирует сигнал частотой 50 кГц $\pm 1\%$, которая является средней частотой измеряемого диапазона вибраций. Калибратор вырабатывает опорный сигнал заданной амплитуды и частоты для подачи его на делитель при калибровке прибора.

Цикл измерения и преобразования входного сигнала включает в себя три этапа. В течение первого этапа, который длится 4000 периодов тактовой частоты, входной сигнал через коммутатор поступает на интегратор. Напряжение на выходе интегратора изменяется с постоянной скоростью, пропорциональной входному сигналу. В конце первого этапа с помощью схемы сравнения определяется знак входного напряжения по знаку напряжения на выходе ин-

тегратора. Чувствительность схемы сравнения такова, что полярность входного сигнала определяется даже тогда, когда он составляет долю единицы отсчета. К интегратору и схеме сравнения подключены конденсаторы — интегрирующий и коррекции нуля.

На втором этапе к интегратору подключается источник опорного напряжения — так, что интегрирующий конденсатор разряжается полностью, напряжение на выходе интегратора становится равным нулю. Время разрядки интегрирующего конденсатора, выраженное числом периодов тактовых импульсов, и есть результат измерения, записанный в счетчик. Состояние счетчика при помощи дешифратора преобразуется в сигнал сегментного кода, который поступает на индикаторы.

Третий этап начинается с прекращения работы счетчика. Логическое устройство переключает коммутатор — так, что образуется следящая система «индикатор—схема сравнения». В результате погрешность измерения из-за смещения нуля и его температурного дрейфа не превышает 1,0 мкм. Цифровой прибор представляет собой конструктивно законченное изделие (рис. 5) с габаритными размерами 180×100×50 мм, массой не более 0,5 кг и напряжением питания 6 В, что позволяет оператору переносить и удерживать его в одной руке.



Рис. 5. Внешний вид виброметра

Разработанные измерители вибраций были использованы в процессах монтажа микроплат в корпуса электронных модулей УЗ-пайкой, УЗ-металлизации керамических и стеклокерамических материалов в производстве конденсаторов постоянной емкости [10].

Оценка интенсивности кавитации в жидких средах

Для оценки величины УЗ-энергии, передаваемой в расплав, предложено использовать коэффициент пропускания [11], рассчитываемый по формуле

$$\tau_{\text{проп}} = \frac{z_b / z_p}{(z_b + z_p)^2}, \quad (3)$$

где z_b, z_p — акустические сопротивления волновода и расплава, соответственно.

УЗ-колебания, возбуждаемые в расплаве, воспринимались волноводом и соединенным с ним пьезоэлектрическим датчиком. Напряжение, развиваемое датчиком, регистрировалось вольтметром. По вели-

чине электрического напряжения оценивали величину УЗ-энергии, передаваемой расплаву. Коэффициент пропускания для расплавов припоев составляет 0,90—0,95. Он резко снижается с увеличением расстояния до излучателя и почти не зависит от температуры расплава. Однако такие измерения достоверны при докавитационных режимах воздействия ультразвука.

Кавитационное поле в жидкостях и расплавах имеет сложный спектральный состав, поскольку в случайные моменты времени возникает и захлопывается множество пузырьков, и вызванное ими акустическое излучение проявляется в виде широкополосного шума со спектром в полосе от нескольких сотен Гц до сотен кГц. На фоне сплошного спектра кавитационного шума наблюдаются отдельные дискретные субгармонические компоненты, отражающие частотный спектр поля, что является характерным признаком кавитации и используется для экспериментальной регистрации ее возникновения [12].

Спектральный анализ формы сигналов путем разложения в ряд Фурье позволил выделить спектральные линии, соответствующие основной частоте воздействия, ее гармоникам nf_0 ($n=1, 2, 3$), субгармоникам $nf_0/2, nf_0/3, nf_0/4$ и ультрагармоникам колебаний полости. Акустическое давление обнаруживается в виде коротких импульсов, излучаемых при захлопывании полостей, при этом их спектр является непрерывной функцией.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \exp(-j \frac{2\pi}{N} kn). \quad (4)$$

Помимо основной частоты и гармоник высоких частот nf_0 ($n=1, 2, 3, \dots$), в спектре содержатся серии субгармоник $nf_0/2, nf_0/3, nf_0/4$, и во всем диапазоне имеет место сплошной «белый» шум, генерируемый кавитационными пузырьками различных резонансных размеров.

Для спектрального исследования кавитационного шума в диапазоне 20 кГц—50 МГц использован анализатор спектра С4-54. В кавитационную область жидкости в УЗ-ванне погружался волноводный датчик, сигнал с которого усиливался и подавался на анализатор. Основная частота колебаний преобразователя контролировалась частотомером ЧЗ-67.

Анализ спектрограмм показывает, что максимальный прирост в кавитационном спектре при увеличении излучаемой мощности дает сплошной шум, а также субгармоники. Наибольшая спектральная плотность кавитационного шума находится в полосе частот от 20-й до 40-й гармоники основной частоты ультразвукового преобразователя [13].

Для оценки интенсивности кавитационного давления в жидких средах предложено измерять квадратическую величину уровня шумов в диапазоне его наибольшей спектральной плотности с помощью кавитометра, состоящего из датчика, полосового фильтра, квадратичного детектора и регистрирующего прибора [14]. Показания прибора имеют линейную зависимость от активной мощности в диапазоне 0—2 кВт.

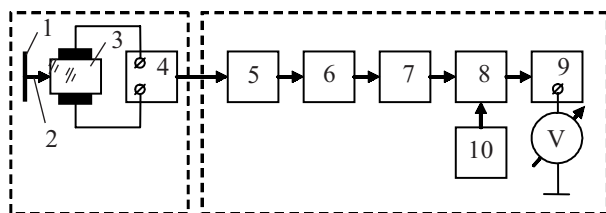


Рис. 6. Структурная схема кавитометра

Кавитометр (рис. 6) измеряет кавитационное давление от 5 до $5 \cdot 10^4$ Па в диапазоне частот 18—60 кГц с точностью $\pm 10\%$. Давление в кавитационной области воспринимается плоским диском 1 площадью 1 см^2 , соединенным упругим волноводом 2 с пьезоэлектрическим преобразователем 3. Электрический сигнал с преобразователя поступает на усилитель 4, расположенный в корпусе датчика и служащий для согласования высокоомной цепи преобразователя с входом измерительного прибора. Аттенуатор 5 на входе измерительного прибора ослабляет входной сигнал с датчика при большой мощности УЗ. Полосовой фильтр 6, выполненный по схеме Чебышева третьего порядка с полосой пропускания 100—500 кГц, выделяет часть спектра сигнала, характерную для кавитационных импульсов. Далее сигнал через усилитель 7, среднеквадратичный детектор 8, усилитель постоянного тока 9 поступает на измерительный прибор (кавитометр). Источник 10 питает прибор (рис. 7) и датчик. Показания прибора регистрируют через 1—2 с, когда процесс кавитации принимает устойчивый характер.



Рис. 7. Внешний вид кавитометра

Для измерения характеристик шумового спектра и для оценки активности кавитации в мощных УЗ-полях разработан прибор — индикатор активности кавитации. Принцип его работы основан на анализе и обработке шумового спектра, возникающего в жидких средах при воздействии мощных УЗ-полей. Индикатор состоит из электронного блока и широкополосного датчика с волноводом, сконструированного для работы при высоких температурах (рис. 8).

Кавитационная зона в мощном УЗ-поле состоит из двух основных типов пузырьков — стабильно пульсирующих и захлопывающихся (нестационарных). Нестационарные пузырьки при захлопывании генерируют ударные волны, высокие температуру и давление. Полная активность кавитации представляется интегралом кавитационного шума, генерируемого всеми пузырьками кавитационной зоны в спек-



Рис. 8. Внешний вид индикатора активности кавитации

тральном диапазоне 10 кГц—20 МГц. Активность нестационарной кавитации определяется количеством захлопывающихся пузырьков. Захлопывающиеся пузырьки генерируют ударные волны. Чем сильнее ударная волна, тем более высокие частоты включаются в ряд Фурье, описывающий эту волну. Наиболее интенсивно захлопывающиеся пузырьки дают вклад в спектр шума до 20 МГц.

Характеристики данного прибора: диапазон частот УЗ-поля 10—50 кГц, диаметр датчика 3,0 мм, температурный диапазон кавитирующей среды от 5 до 950°C , полная длина датчика гидрофона 690 мм, длина рабочей части датчика 190 мм, напряжение питания 220 В.

Таким образом, разработанные приборы контроля параметров ультразвукового воздействия позволяют значительно уменьшить время настройки и регулировки оборудования, повысить качество выпускаемых изделий, уменьшить процент брака и снизить потребление энергии оборудования за счет поддержания оптимальных режимов технологического процесса. Оценка интенсивности кавитации в жидких средах с помощью кавитометра и индикатора кавитации дает возможность оптимизировать технологические процессы очистки изделий, рафинирования расплавов и металлизации неметаллических материалов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Клубович В. В., Тявловский М. Д., Ланин В. Л. Ультразвуковая пайка в радио- и приборостроении. — Минск: Наука и техника, 1985.
2. Мазур А. И., Алехин В. П., Шоршоров М. Х. Процессы сварки и пайки в производстве полупроводниковых приборов. — М.: Радио и связь, 1981.
3. Абрамов О. В. Воздействие мощного ультразвука на жидкие и твердые металлы. — М.: Наука, 2000.
4. Шилиев А. С. Ультразвуковая обработка расплавов при производстве и восстановлении деталей машин. — Минск: Наука и техника, 1992.
5. Агранат Б. А., Дубровин М. Н., Хавский Н. Н., Эскин Г. И. Основы физики и техники ультразвука. — М.: Высшая школа, 1987.
6. Гершгал Д. А., Фридман В. М. Ультразвуковая технологическая аппаратура. — М.: Энергия, 1976.

7. Ланин В. Л., Чернышев И. Н. Управление амплитудой колебаний магнитострикционных преобразователей // Приборы и системы управления. — 1996. — № 10. — С. 37—38.
8. Ланин В. Л., Чернышев И. Н., Бондарик В. М. Контроль амплитуды вибраций в ультразвуковом технологическом оснащении // Там же. — 1998. — № 10. — С. 61—63.
9. Ланин В. Л., Хмыль А. А. Виброметр // Приборы и техника управления. — 1993. — № 4. — С. 244—245.
10. Ланин В. Л. Бесфлюсовая ультразвуковая пайка в электронике // Технологии в электронной промышленности. — 2007. — № 4. — С. 23—27.

11. Lystrup F. Measurement of the ultrasonics effect in an ultrasonic solder bath // Welding J. — 1976. — Vol. 55, N 10. — P. 309—313.
12. Lanin V. L. Ultrasonic soldering in electronics // Ultrasonics Sonochemistry. — 2001. — N 8. — P. 379—385.
13. Кундас С. П., Ланин В. Л., Достанко А. П., Тявловский М. Д. Ультразвуковые процессы в производстве изделий электронной техники. Т. 2. / Под общ. ред. А. П. Достанко. — Минск: Бестпринт, 2003. — С. 126—146.
14. Томаль В. С., Ланин В. Л. Ультразвуковая очистка микрорельефных поверхностей оптоэлектронных изделий // Фотоника. (Прилож. к ж-лу «Электроника: Наука, Технология, Бизнес»). — 2007. — № 4. — С. 35—40.

Д. т. н. С. П. НОВОСЯДЛЫЙ, Р. М. ИВАНЮК

Украина, г. Ивано-Франковск, Прикарпатский национальный университет им. Василия Стефаника
E-mail: stepanivanyuk@rambler.ru

Дата поступления в редакцию
07.12.2007 г.

Оппонент А. Ф. КЕРЕНЦЕВ
(Завод «Транзистор», г. Минск)

ВЛИЯНИЕ ЛЕГИРУЮЩИХ ДОБАВОК НА ТЕПЛОСТОЙКОСТЬ И ТЕПЛОПЕРЕДАЧУ НИКЕЛЕВЫХ ПОКРЫТИЙ КОРПУСОВ ИС

Проведен комплекс исследований для выбора оптимальной легирующей добавки к никелевому гальваническому сплаву для повышения теплостойкости, теплопередачи, свариваемости корпусов интегральных схем.

Никелевые пленки в последнее время широко применяются в качестве технологического покрытия корпусов интегральных схем. С одной стороны, это связано с дефицитностью драгоценных металлов, которые использовались для полного или локального покрытия корпусов. С другой стороны, проводится поиск путей повышения теплостойкости и теплопроводности таких корпусов в условиях их автоматического монтажа и сварки внутренних проводников ИС. Однако существенным недостатком пленок из чистого никеля является не только низкая их теплостойкость, но и нестабильность контактного сопротивления при ультразвуковой сварке алюминиевых проводников с контактными площадками корпусов, снижение теплопередачи в таких корпусах. Это связано с тем, что уже при температуре 250—300°C в воздушной среде наблюдается интенсивный рост пленки окиси никеля, что не позволяет использовать такие корпуса для автоматического монтажа и ультразвуковой сварки внутренних выводов [1, 2].

Для повышения температурной стойкости никелевых покрытий рекомендуется легировать никель тугоплавкими металлами, например Co, W, Mo, Re. С помощью современных средств микроанализа установлены закономерности изменения зернистости, микротвердости, теплопроводности, пористости и структуры покрытий Ni-B, Ni-P, Ni-Re, выявлены основные физико-химические процессы, протекающие в их структуре.

Однако существующие электролиты для гальванического нанесения таких покрытий имеют очень сложную рецептуру и технологию нанесения, а полученные пленки характеризуются высокими внутренними напряжениями и микротвердостью, хрупкостью, низкой температурой теплопередачи, что существенно повышает их тепловое сопротивление [2, 3].

Для увеличения разрывных усилий ультразвуковых соединений на контактных площадках кристаллов и повышения коррозионной стойкости таких соединений широко используются алюминиевые сплавы, легированные редкоземельными металлами [4]. Поэтому в микроэлектронике для сварки начали использовать микропровод из алюминия, легированного кремнием (АК09 ПМ-35). Это также требует дополнительных исследований влияния легирующих добавок на разрывные усилия ультразвуковых соединений алюминиевого микропровода с ИС.

Легирование никеля бором также влияет на температурную стабильность сплава, а микротвердость, хрупкость и теплопередачу можно изменить технологически путем температурного отжига [4]. Изучению свойств гальванического никелевого сплава с разными легирующими компонентами посвящены многие исследования, однако достижение высокой воспроизводимости и чистоты гальванического покрытия остается проблематичным. Таким образом, нет полной ясности в вопросах использования легированного никеля для покрытия корпусов ИС в технологии автоматизированного монтажа.

Цель данной работы — провести комплекс исследований для выбора оптимальной легирующей добавки к никелевому гальваническому сплаву для повышения теплостойкости, теплопередачи, свариваемости корпусов интегральных схем.

Исследовалось гальваническое покрытие Ni–В, т. к. оно имеет меньшие внутренние напряжения, более высокую коррозионную стойкость и микротвердость, чем покрытие, полученное химическим способом.

При изготовлении металlostеклянных и металлокерамических корпусов интегральных схем на основу корпуса наносится гальваническое покрытие, что обеспечивает защиту корпуса от коррозии. Для этого обычно используется комбинированное гальваническое покрытие никелем (6—9 мкм) и золотом (3—4 мкм). При локальном золочении или посадке кристаллов ИС на клей с последующей ультразвуковой сваркой именно покрытие Ni–В в роли финишного покрытия представляет большой интерес благодаря повышенной стойкости к окислению [5]. Для корпусов с небольшим числом выводов (<24) оптимален гальванический способ нанесения покрытия, т. к. в этом случае можно использовать барабанную технологию, что обеспечивает и качество, и экономическую эффективность. Исследовалось повышение теплостойкости корпусов, снижение теплового сопротивления, повышение разрывных усилий ультразвуковых соединений и качества герметизации микросхем на корпусах типа 301.12.1, 041.14.3, 201.14.1.

Процесс термического окисления Ni с примесями бора должен протекать медленнее, чем процесс термического окисления чистого Ni. При окислении бора выделяется 302, а при окислении Ni — 58 ккал/моль [5]. Можно считать, что не будет происходить окисления поверхностных атомов Ni, когда на его поверхности находится бор, т. е. бор играет роль замедлителя процесса окисления никеля.

Для нанесения покрытия Ni–В использовали электролит следующего состава: $\text{NiSO}_4 \cdot 7\text{H}_2\text{O}$ (160—200 г/л), $\text{NiCl}_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ (25—35 г/л), натрий лимонно-кислый трехзамещенный (210—220 г/л), $(\text{NH}_4)_2\text{SO}_4$ (15—25 г/л), дикарбаундекаборат калия $\text{KC}_2\text{B}_9\text{H}_{12}$, pH=7—7,5. Время процесса гальванического никелирования для получения покрытия толщиной 0,3—2,4 мкм при плотности тока 0,25 А/дм² составляло 15—30 мин. Приготовленный электролит очищался активированным углем на протяжении 24 ч. Для гальванического процесса использовались аноды с никелевым слоем НПА-1 и НПА-2.

Корректирование раствора проводилось периодически по результатам прохождения электрического тока через электролит борной добавкой из концентрата, содержащего 8—10 г/л $\text{KC}_2\text{B}_9\text{H}_{12}$. Концентрация бора в покрытии определялась химическим способом методом потенциометрического титрования и методом послойного оже-спектрального анализа и составляла 0,7—1,2%.

Для определения теплостойкости покрытия проводили температурное старение корпусов и схем в воздушной среде в диапазоне температуры 300—500°C в течение 15—60 мин. Сварку алюминиевых проводников марки АК09ПМ-35 осуществляли на ультразвуковой установке типа УЗСМ-2,5. Режим сварки подбирался опытным путем, исходя из усло-

вий получения максимальных разрывных усилий для данного микропровода и контактных площадок, сформированных магнетронным распылением алюминиевого сплава АКГо-1-1: амплитуда колебаний инструмента 0,8—1,4 мкм, давление инструмента на микропровод 0,3—0,5 Н, время сварки 0,03—0,05 с, разрывное усилие 0,12—0,15 Н.

Контроль прочности сварных соединений проводили на установке типа 12 МП-0,05/100-1 методом натяжения вывода под углом 45° к плоскостям сварного соединения. Исследовались по 100 штук каждого типа рассматриваемых корпусов с микросхемами, изготовленными согласно оформленному технологическому процессу. Проводилось также исследование влияния концентрации бора в никелевом покрытии корпусов на величину теплового сопротивления и структуру покрытия. Этот вопрос особенно актуален при переходе к субмикронной технологии, когда тепловое сопротивление играет важную роль в обеспечении термолокальной стабильности электрических параметров больших интегральных схем. Оценка сварных соединений проводилась по средним значениям разрывного усилия, по результатам контроля герметичности и величине коэффициента вариации K_v , который характеризует воспроизводимость качества ультразвуковой сварки внутренних алюминиевых проводников и герметичности и определяется по формуле:

$$K_v = \frac{\sigma_{\text{ср}}}{P_{\text{ср}}},$$

где $P_{\text{ср}}$ — среднее арифметическое значение прочности или на-
теканье;

$\sigma_{\text{ср}}$ — среднее квадратическое отклонение этих значений.

Параллельно с оценкой сварки на герметичность также исследовались изменения структуры и фазы покрытия (Ni_3C , Ni_2B , NiB), его механических свойств в составе поверхностного слоя после термообработки корпусов и схем в различных средах: нейтральной (Ar , N_2), окислительной (сухой и влажный O_2) и хлорной (заводненный хлористый водород). Изменение структуры оценивалось по величине зерна, жесткость и фаза никелевого покрытия оценивались с помощью электронного растрового микроскопа типа ЭМ-100СХ. Поверхностный слой покрытия исследовался масс-спектрометрическим методом вторичных тонов и оже-спектроскопии. Коррозионная стойкость покрытия оценивалась при воздействии хлоридсодержащей атмосферы (морского тумана).

Покрытие Ni–В наносили в барабанах двух размеров с центральным осевым токоотводом: 1) длиной 73 мм, диаметром 59 мм (с загрузкой 8—10 корпусов) с общей площадью покрытия 6,5—7,0 см²; 2) длиной 175 мм, диаметром 150 мм (с загрузкой 150—300 корпусов). Степень перфорации в обоих барабанах составляла 25—30%, а частота вращения барабана 6—10 об./мин.

Анализ структуры поверхности и свойств гальванического покрытия Ni–В с помощью растровой

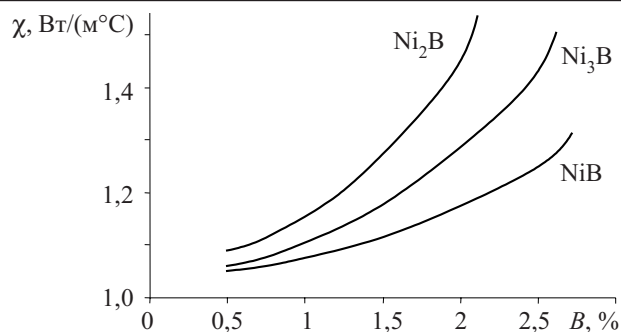


Рис. 1. Зависимость теплопроводности покрытия Ni-B от концентрации бора B для разного фазового состава

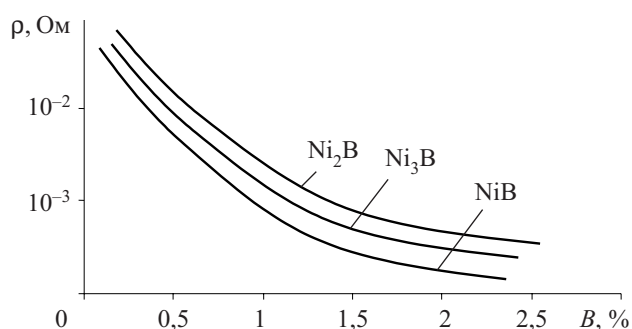


Рис. 2. Зависимость переходного сопротивления покрытия Ni-B от концентрации бора для разного фазового состава

микроскопии показал, что заметные изменения в покрытии происходят только после термообработки и сварки внутренних алюминиевых выводов и корпуса при температуре 450°C в воздухе и кислороде на протяжении 30 мин. Термостойкость корпусов определяется толщиной покрытия и составляет 470°C для толщины 1,2—1,5 мкм, что указывает на пассивирующее действие бора в окислительных процессах. Наблюдается небольшое снижение пористости покрытия и увеличение зернистости пленки от 2—5 до 10—25 мкм уже при температуре 500°C. Это указывает на диффузию атомов бора к поверхности никелевого покрытия. Такой механизм в значительной степени подтверждается результатом спектрального анализа. Содержание бора в покрытии увеличивается к поверхности с образованием теплопроводной стойкой фазы Ni_2B . Теплопроводность покрытия увеличивается с 0,85 до 1,35—1,54 Вт/(м·°C) (рис. 1), а переходное электрическое сопротивление покрытия становится стабильным и не превышает $(3—5) \cdot 10^{-3}$ Ом (рис. 2). Это указывает на то, что данное покрытие уменьшает тепловое сопротивление корпуса из-за повышения теплопроводности.

Микротвердость покрытия заметно снижается (от 480—500 до 380—420 Н/мм²) при увеличении как толщины покрытия (до 1,5 мм), так и температуры термообработки (>470°C) (рис. 3). Это положительно влияет на качество ультразвуковой сварки внутренних алюминиевых выводов (амплитуда ультразвуковых колебаний и ток сварки уменьшается) и на герметичность корпусов, которая не превышает $7,5 \cdot 10^{-19}$ л·мкм рт. ст./с.

Качественное покрытие Ni-B фазы Ni_2B формируется с помощью электролита при гальваническом

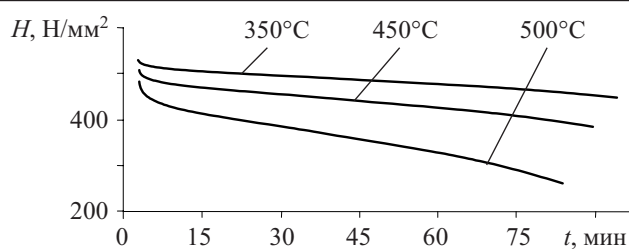


Рис. 3. Зависимость микротвердости покрытия Ni-B от времени термообработки при различных значениях температуры

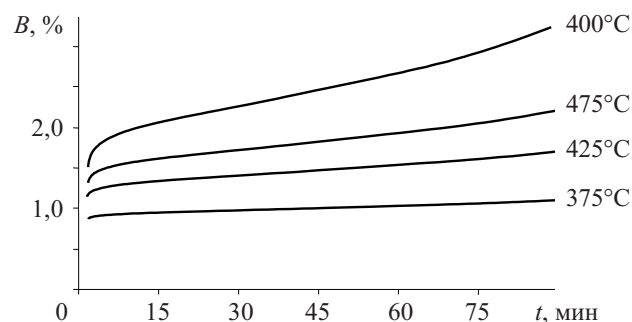


Рис. 4. Зависимость концентрации бора на поверхности покрытия Ni-B от времени термообработки при различных значениях температуры

осаждении в барабане. Анализ поверхностного слоя покрытия толщиной 300 Å методом оже-спектроскопии показал (рис. 4), что при термообработке, начиная с 420°C, происходит диффузия бора к поверхности и обогащение ее бором. Процесс ускоряется при температуре 450—520°C. Содержание бора в поверхностном слое также увеличивается при росте времени термообработки. Это указывает на то, что бор выступает в роли барьерного элемента, т. к. при этом тепло- и электропроводность увеличиваются, что заметно стабилизирует тепловое и переходное электрическое сопротивление. Если на такое покрытие локально, под монтаж кристалла, нанести золотое покрытие, то тепловое сопротивление корпусов 301.12.1, 041.14.3 может достичь величины 175—190°C/Вт. Если проводить обработку в течение часа при $T=425^\circ\text{C}$, то в поверхностном слое покрытия Ni-B начинает увеличиваться концентрация кислорода, но процесс идет медленно, а содержание кислорода не превышает 3—5%. Окисление ускоряется при достижении температуры $T=500^\circ\text{C}$ и обработке на протяжении 45—60 мин.

Барьерные свойства борной примеси в никелевом покрытии корпусов интегральных схем подтверждает также тот факт, что прочность сварных соединений покрытия Ni-B зависит от условий термообработки. Величина разрывных усилий ультразвуковых соединений без термообработки равна 0,11—0,15 Н. В условиях термообработки при $T=475^\circ\text{C}$ происходит некоторое снижение величины разрывных усилий, а при $T=500^\circ\text{C}$ их величина уменьшается на 25—40% и составляет 0,6—0,9 Н (рис. 5). Следует также отметить, что по коррозионной стойкости данное покрытие не уступает цитратному золочению толщиной 1—1,5 мкм. Кроме того, борная при-

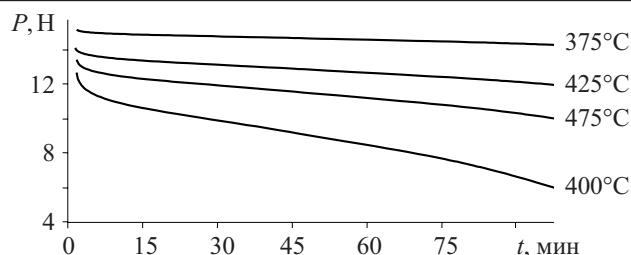


Рис. 5. Зависимость прочности ультразвуковых соединений алюминий-микропровода АК09ПМ-35 на покрытии Ni-B от времени термообработки при различных значениях температуры

месь положительно влияет на выравнивание коэффициента термического линейного расширения, который приближается к величине КТЛР кремния ($2,6\text{--}2,9 \cdot 10^{-6} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$).

Результаты исследований и выводы

1. Оптимальная концентрация бора в покрытии никель-бор составляет 0,9—1,4% для данного состава электролита и положительно влияет на тепло- и электропроводность, адгезию, механическую прочность сварных соединений внутренних алюминиевых выводов, герметичность и коррозионную стойкость корпусов интегральных схем.

2. Покрытие Ni-B с высокой стабильностью физико-химических параметров получается в процессе гальванического цитратного никелирования, в котором боросодержащая добавка вводится в электролит в виде дикарбаундекабората калия $\text{KSC}_2\text{B}_9\text{H}_{12}$.

3. Борная присадка в никелевом покрытии увеличивает его теплопроводность в 1,5—2 раза, что существенно снижает тепловое сопротивление корпусов интегральных схем, например для корпусов 301.12.1 — с 200 до 175—190°C/Вт.

4. Легирование бором никелевого покрытия траверс корпусов интегральных схем повышает разрывные усилия ультразвуковых соединений корпусов и алюминиевых (легированных кремнием и гольмием) проводов на 12—20% и обеспечивает высокую коррозионную стойкость корпусов интегральных схем.

5. Покрытие Ni-B можно широко использовать для монтажа кристаллов на теплоэлектропроводный клей на основе поликремния и силицида. Дополнительное локальное золочение позволяет выполнять монтаж кристаллов через эвтектический подслои Si-Au.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ерусалимчук И. Г., Комарова Г. Г., Баранова В. С. Электрохимические покрытия никелем с малым содержанием бора для корпусов полупроводниковых приборов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. — 1986. — Вып. 6 (185). — С. 72—74.
2. Besenyei E., Zsoldos B. Structure and electrical properties of amorphous Ni-P thin films // Vacuum. — 1983. — Vol. 33, N 1/2. — P. 35—41.
3. Baudrand D. W. Use of electroless nickel to reduce gold requirements // Plating and surface finishing. — 1981. — Vol. 68, N 12. — P. 57—60.
4. Технология СБИС. Ч. 2 / Под ред. С. Зи. — М.: Мир, 1986.
5. Новосядлий С. П. Фізико-технологічні основи субмікронної технології ВІС. Івано-Франківськ: Сімік, 2003.

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

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

- Асимметрия электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения модульной структуры с граничным режимом функционирования. (Украина, г. Одесса)
- Особенности формирования быстровосстанавливающихся кремниевых диодов. (Украина, г. Запорожье)
- Расчет транспортных свойств детекторов гамма-излучения на основе полупроводников. (Украина, г. Харьков)
- Симметричный двухкоординатный фотодиод. (Украина, г. Черновцы)
- Алмазные многоэлементные фотоприемные устройства УФ-диапазона. (Россия, г. Москва, г. Фрязино)
- Оптические сенсоры газов на основе полупроводниковых источников ИК-излучения. (Украина, г. Мукачево)
- Оптико-электронное устройство в системе контроля габаритов погрузки железнодорожного подвижного состава. (Республика Беларусь, г. Минск)
- Высокочувствительный метод выявления "горячих точек" в кристаллах изделий микроэлектроники. (Украина, г. Киев)
- Многоканальный измеритель деформации для исследования конструкционных материалов. (Украина, г. Львов)



- Вторичный эталон яркости на базе галогенной лампы с рассеивателем. (Украина, г. Киев)
- Электронная система регистрации параметров механических колебаний. (Украина, г. Киев)
- Термоэлектрические микрогенераторы, современное состояние и перспективы. (Украина, г. Черновцы)

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

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

Д. ф.-м. н. В. В. УСОВ, к. ф.-м. н. Н. М. ШКАТУЛЯК, А. Н. ТИТЕНКОВ,
к. ф.-м. н. Н. Н. ЦИБАНЕВ

Украина, г. Одесса, Юж.-Укр. педагогический ун-т им. К. Д. Ушинского;
г. Ивано-Франковск, Ин-т менеджмента и экономики
«Галицкая академия»
E-mail: valentin_usov50@mail.ru

Дата поступления в редакцию
18.07 2007 г. — 14.01 2008 г.
Оппонент д. т. н. В. Л. КОСТЕНКО
(ОНПУ, г. Одесса)

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ ЦИКЛОВ ПРИ ВИБРАЦИОННЫХ ИСПЫТАНИЯХ ОБРАЗЦА

На основе счетного устройства типа Н2-7ЕАЗ, обладающего высокой помехоустойчивостью и памятью, разработана автоматизированная система регистрации числа циклов изгибных вибраций до разрушения образца.

На практике любые изделия и конструкции из металлов подвергаются внешним воздействиям, которые постоянно изменяются во времени. При определении долговечности изделий и конструкций важным является точный подсчет циклов деформации до разрушения образцов [1]. Таким образом, подсчет числа импульсов при измерении тех или иных характеристик материала или изделия является актуальным для широкого круга задач, связанных с долговечностью изделий и конструкций, т. е. с надежностью аппаратуры. В промышленной [2—4] и радиолобительской [5—11] аппаратуре широкое применение нашли различные устройства счета импульсов.

Для стандартных усталостных испытаний на цилиндрическом вращающемся образце (гладком или с надрезом) с приложением изгибающей нагрузки, которая вызывает знакопеременные напряжения, разработана автоматизированная система определения механических свойств материалов [12], которая, однако, не позволяет оценивать усталостные свойства тонких листовых материалов.

Целью данной работы явилось исследование и разработка автоматизированного устройства высокой помехоустойчивости, обладающего памятью, для регистрации числа циклов изгибных механических вибраций до разрушения испытуемого образца при усталостных испытаниях.

Для регистрации количества циклов в принципе возможны два варианта автоматических устройств — механический и электромеханический.

Механический способ подразумевает механическое соединение редуктора и механического счетчика. У этого способа, как показала практика, есть ряд недостатков. Механический счетчик, как правило, показывает не количество полных циклов, а число оборотов привода, которое может не соответствовать количеству полных циклов, и при кратном делении или умножении возможно увеличение погрешности измерений. Также механический счетчик должен

иметь большое количество разрядов, что технически представляет неудобство, т. к. чем больше барабанов в механическом счетчике, тем больше вероятность его заклинивания. Если число разрядов окажется недостаточным, то счетчик может сбросить показания на нуль, что приведет к ложным результатам подсчета циклов.

Электромеханический способ регистрации имеет преимущество перед механическим лишь в том случае, когда регистрирующий прибор обладает высокой помехоустойчивостью и, самое главное, памятью. Последнее обстоятельство очень важно при внезапном отключении электроэнергии, а также при ее бросках, поскольку испытания могут быть достаточно длительными.

Техника эксперимента

Схема разработанной установки для усталостных испытаний представлена на рис. 1. Образец 1 закрепляется в зажимах 2 типа тисков. Левый зажим неподвижно закреплен в держателе 3 на суппорте 4 винтами 5. Держатель может перемещаться по направляющим 4 типа «ласточкин хвост», с тем чтобы можно было устанавливать образцы различной длины. Электродвигатель на 220 В с редуктором 6 передает толкателью 7 с правым зажимом образца возвратно-поступательное движение, как это показано стрелками. Таким образом, образец 1 циклически изгибается. Число циклов подсчитывается счетчиком циклов 8.

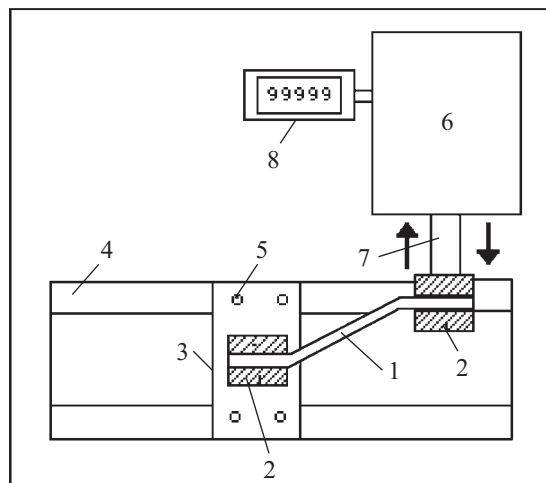


Рис. 1

Частота циклов составила 1 Гц, а база испытаний — 10^7 циклов. Параметры циклических испытаний выбраны на основании анализа проблемы низкочастотного усталостного разрушения [1, с. 118]. Амплитуда изгиба образца от нулевого положения равновесия при этом составляла 6,5 мм.

Для определения прилагаемого напряжения при изгибе проводили предварительные исследования зависимости изгибающего напряжения от длины образца между точкой закрепления и точкой приложения изгибающей силы и от толщины образца. Изгибающую силу измеряли с помощью динамометра. Для таких исследований использовали отдельные образцы с такой же толщиной и шириной, что и образцы для усталостных испытаний. Чтобы получить нужное напряжение изгиба при определенной толщине образца, при испытаниях между краями зажимов устанавливали расстояние, определенное при предыдущих исследованиях с помощью динамометра. Таким образом, изменение приложенного напряжения производили путем изменения расстояния между краями зажимов для каждого значения толщины образцов.

Напряжения σ (Па) определяли по формуле [13]

$$\sigma = \frac{3Fl}{2h^2b}, \quad (1)$$

где F — изгибающая сила, Н;

l — длина (расстояние от края зажима образца до точки приложения силы F), м;

h — толщина образца, м;

b — ширина образца, м.

Результаты и их обсуждение

Нами было обнаружено, что механический счетчик показывает число оборотов привода, которое не соответствует количеству полных циклов. Число разрядов механического счетчика не всегда оказывалось достаточным при испытаниях, что приводило к сбросу показаний и началу новых подсчетов и давало значительные погрешности. Кроме того, очень сложно было автоматизировать управление установкой так, чтобы испытания прекращались сразу при разрушении образца. Таким образом, механический счетчик не позволил автоматизировать регистрацию числа циклов испытаний.

Для подсчета числа циклов в различных радиотехнических устройствах часто применяют микрокалькуляторы [9, 10]. Нами была разработана специальная микроэлектромеханическая система регистрации на основе микрокалькулятора «Электроника МК-59»: он не переходит в «спящий» режим, как современные микрокалькуляторы. Автоматизированная система регистрации включала электрический счетчик циклов и прерыватель работы установки.

Электрический счетчик циклов состоял из геркона, экранированных проводов, микрокалькулятора «Электроника МК-59» и фильтра питания. Геркон крепился на станине 4 (см. рис. 1). При этом на подвижной части установки 7 можно было закрепить на магнитонепроницаемой подложке толщиной не менее 3 мм постоянный магнит, который встречался

с герконом на расстоянии до 0,1 мм один раз за один полный цикл. Это позволило замыкать контакты геркона один раз за один полный цикл.

Геркон и микрокалькулятор соединяли экранированные провода, которые припаивались непосредственно к клавише «=» калькулятора. Перед испытанием набирали на калькуляторе комбинацию клавиш «1+1=». В дальнейшем нажатие клавиши «=» выполнял геркон. На табло калькулятора при этом отображалось число циклов минус 2. (Электрическое питание геркона и микрокалькулятора осуществлялось от сети напряжением 220 В.)

Автоматический выключатель электропривода изгибающего устройства (см. рис. 1) состоял из экранированных проводов, образца 1, который является частью электрической цепи, реле на 12 В, источника питания на 12 В и двух конденсаторов емкостью 0,1 и 20 мкФ. Минусовый провод источника питания крепился на суппорте 4.

Напряжение через механические части толкателя 7 поступает на образец 1 и через него на левый зажим 2, который изолирован от суппорта. К этому зажиму образца крепится второй провод, который подключен к минусовой обмотке реле. Плюсавый вывод обмотки реле подключается к источнику питания 12 В. Параллельно обмотке реле припаяны два конденсатора — 0,1 и 20 мкФ. Конденсатор 0,1 мкФ гасит броски напряжения, возникающие в результате соприкосновения подвижного правого конца образца с толкателем при изгибе образца. Конденсатор 20 мкФ гасит колебания электрического тока, проходящего через механические части установки. После полного разрушения образца цепь питания реле размыкается, что, в свою очередь, приводит к размыканию цепи питания электродвигателя и окончанию испытания.

Эксплуатация вышеописанного автоматического устройства на основе микрокалькулятора «Электроника МК-59» показала, что последний весьма чувствителен к любым электропомехам, и целесообразно вместо микрокалькулятора применить более совершенный электронный счетчик.

Для подсчета числа импульсов обычно применяют цифровые микросхемы — двоичные или двоично-десятичные счетчики. Результат счета определяют по показаниям табло блока индикации, в состав которого входят дешифраторы состояния счетчика. Счетчики выполняют на микросхемах типа КР531ЛР11, КР1531ЛА3, КР1533ИЕ7, КР1531ТМ2, КР1531ЛН1 [11]. Однако описанные в [11, 14] счетные устройства не обладают памятью, что делает их ненадежными в условиях длительных испытаний. В разработанной системе микрокалькулятор «Электроника МК-59» был заменен на счетчик типа Н2-7ЕА3. Измерительный прибор Н2-7ЕА3 обладает высокой помехоустойчивостью и, самое главное, памятью, что очень важно при внезапном отключении электроэнергии, а также при бросках напряжения, неизбежных при длительных экспериментах.

Технические характеристики измерительного прибора Н2-7ЕА3 [15]:

- источник питания — постоянное напряжение от 4,5 до 13 В;
- диапазон счета от 0 до 9999999 (2 канала по 7 десятичных разрядов каждый);
- встроенное гашение незначащих нулей слева;
- диапазон рабочих температур от 0 до +50°C;
- скорость счета до 150 Гц;
- автоматическое сохранение значений счета обоих каналов при отключении питания (фискальный режим).

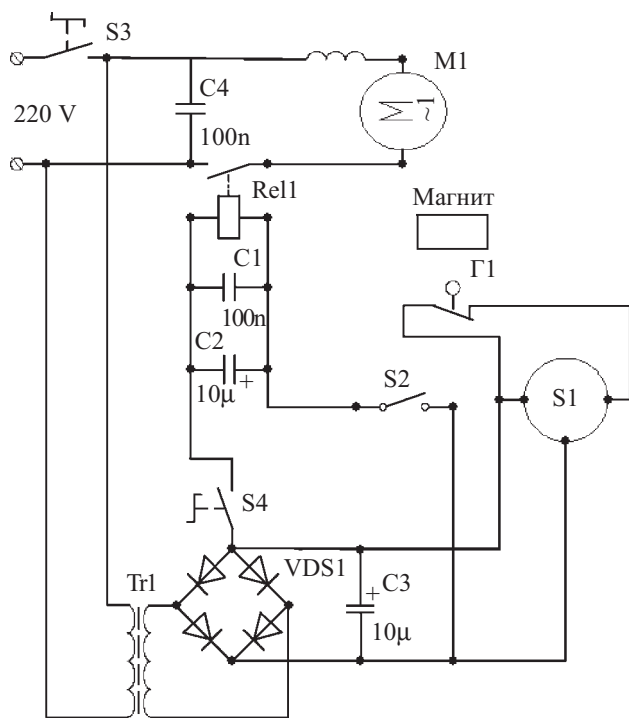


Рис. 2

Принципиальная схема показана на рис. 2. На зажимы системы подается переменное напряжение сети 220 В. При включенном выключателе S3 напряжение подается на понижающий трансформатор Tr1 и сглаживающий сетевые помехи конденсатор C4. После понижения до 12 В переменное напряжение подается на диодный мост VSD1, далее на сглаживающий конденсатор C3, счетчик S1 (который может быть заменен на калькулятор), геркон Г1, кнопку S4. Испытуемый образец помещается в установку, к нему крепится клеем счетчик S1 (который после разрушения образца разорвет цепь), замыкается кнопка S4, и напряжение через S2 подается на реле Rel1, которое незамедлительно срабатывает и приводит в действие электродвигатель M1. Последний, в свою очередь, через редуктор и кулачковый механизм циклически воздействует на образец. Конденсатор C1 сглаживает возможное искрение в подвижной части S1, конденсатор C2 дает 4 цикла после поломки образца в случае частичного разрушения последнего. Счетчик H2-7EA3 (S1) ведет счет при срабатывании геркона Г1.

Для оценки точности подсчета числа циклов сравним результаты наших испытаний с типичными результатами испытаний на малоцикловую усталость технического алюминия. Результаты наших испыта-

ний технического алюминия после холодной прокатки на 58% по толщине (исходная толщина 2 мм, конечная 0,95 мм) представлены на рис. 3 для образца, вырезанного в направлении прокатки листа. По оси ординат отложено изгибающее напряжение σ , а по оси абсцисс — логарифм числа циклов N . Здесь точки — данные эксперимента, вертикальными отрезками показана стандартная погрешность, линия (ее уравнение также показано) — результат линейного корреляционного анализа. На рисунке также приведено значение коэффициента R корреляции между величинами, полученными из уравнения прямой, и экспериментальными значениями.

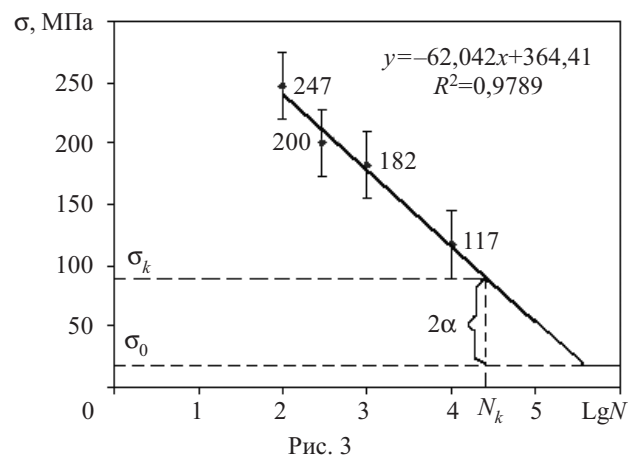


Рис. 3

По представленным данным, пользуясь расчетно-экспериментальным методом Ивановой [1, с. 128], мы оценили предел выносливости технического алюминия. Согласно [1], энергия, затраченная на процесс разрушения, остается постоянной при любых напряжениях цикла, превышающих предел выносливости, и равна скрытой теплоте плавления металла.

Для определения предела выносливости по этому методу испытывают на усталость не менее трех образцов и по полученным результатам строят в координатах σ – $\lg N$ отрезок левой части кривой усталости (рис. 3), на котором находят точку с абсциссой, соответствующей числу циклов N_k , и ординатой, соответствующей напряжению σ_k . Величину N_k определяют как критическое число циклов, достижение которого при напряжении σ_k приводит к возникновению необратимых искажений кристаллической решетки и субмикроскопических трещин. Для алюминия и его сплавов принимают $N_k = 3,0 \cdot 10^4$ циклов [1].

Предел выносливости вычисляли по формуле [1, с. 128]:

$$\sigma_0 = \sigma_k - 2\alpha, \quad (2)$$

где α — циклическая константа разрушения; $\alpha = 35$ МПа для алюминия, меди и сплавов на их основе [1].

Исходя из наших экспериментальных данных мы получили значение предела выносливости $\sigma_0 = 16,5$ МПа. По данным [1, с. 126] предел выносливости алюминия составляет 16 МПа.

Заключение

Разработано и практически реализовано автоматизированное устройство для регистрации числа

циклов при длительных вибрационных испытаниях образца. Показано, что реализация счетного автоматического устройства на базе микрокалькулятора «Электроника МК-59» нецелесообразно вследствие высокой его чувствительности к любым электропомехам. Более надежным в качестве счетчика является измерительный прибор типа Н2-7ЕА3 в силу его высокой помехоустойчивости и наличия памяти, что очень важно при внезапном отключении электроэнергии, а также при бросках напряжения.

Оценка предела выносливости алюминия с помощью предложенной автоматизированной системы подсчета числа циклов показала результаты, близкие к данным других авторов, что свидетельствует о достаточной точности регистрации числа циклов.

Предлагаемая автоматизированная система подсчета циклов может быть использована не только в усталостных испытаниях, но также и в других устройствах, где важным является надежность при длительной эксплуатации в условиях различных помех, включая перебои в электропитании.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Трощенко В. Т., Сосновский Л. А. Сопротивление усталости металлов и сплавов / Справочник.— Киев: Наукова думка, 1987.
2. Гуртовцев А. Л., Безносова М. Ю. Автоматизация управления энергопотреблением // Промышленная энергетика.— 1998.— № 10.— С. 10—19.

3. Антонов П. А., Ядыкин И. Б. Универсальный сервер сбора данных для интегрированных автоматизированных систем учета энергоресурсов // Мир компьютерной автоматизации.— 2001.— № 5.— <http://www.mka.ru/>

4. Ринский В. И. Экономичные счетчики импульсов.— М.: Энергия, 1968.

5. Ширяева О. Счетчик посещений // Радиомир.— 2002.— № 8.— С. 39—40.

6. Нохрин С. Автоодометр (RA9WOF) / <http://ra9wof.qrz.ru/files/Shemes/Avto/odom.htm>

7. Заец Н. Счетчик витков // Схемотехника.— 2003.— № 4.— С. 34—36.

8. Слинченков А. Намоточный станок с цифровым электронным счетчиком // Радиолобитель.— 2002.— № 4.— С. 2—6.

9. Губанов М. Микрокалькулятор — счетчик витков // Радио.— 2001.— № 10.— С. 57.

10. Тимирзин В. Калькулятор — счетчик рядов // Радиомир.— 2002.— № 10.— С. 38.

11. Демонтович В. Реверсивный счетчик импульсов // Радио.— 2005.— № 4.— С. 28—29.

12. Рожнецов В., Новиков А., Шаманин А., Фициленко А. Автоматизированная система для определения механических свойств материалов // Современные технологии автоматизации.— 2007.— № 2.— С. 72—78.

13. Войтенко А. Ф., Скрипник Ю. Д., Соловьева Н. Г., Надеждина Г. Н. Влияние уровня напряжений на статический модуль Юнга ряда конструкционных материалов // Проблемы прочности.— 1982.— № 11.— С. 83—86.

14. Иванько А. Ф. Структура и архитектура микропроцессоров современных персональных электронных вычислительных машин.— М.: МГУП, 2000.

15. www.5v.ru/h2-7ea3

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

18-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 8-12 сентября 2008 г., Севастополь, Украина

КрыМиКо 2008 CriMiCo

September 8-12, 2008. Sevastopol, Ukraine
18th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology»

Основные направления:

- ✱ Твердотельные приборы и устройства СВЧ
- ✱ Моделирование и автоматизированное проектирование твердотельных приборов и устройств
- ✱ Электровакуумные и микровакuumные приборы СВЧ
- ✱ Системы СВЧ связи, вещания и навигации
- ✱ Антенны и антенные элементы
- ✱ Пассивные компоненты
- ✱ Материалы и технология СВЧ-приборов
- ✱ Нанозлектроника и нанотехнология
- ✱ СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и эффекты
- ✱ Электромагнитная и радиационная стойкость материалов и электронной компонентной базы
- ✱ СВЧ-измерения
- ✱ Прикладные аспекты СВЧ-техники
- ✱ СВЧ-техника в медицине и экологии
- ✱ Радиоастрономия, дистанционное зондирование и распространение радиоволн
- ✱ История СВЧ-техники и телекоммуникаций

18-я Международная Крымская конференция

«СВЧ-ТЕХНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

8–12 сентября 2008 г.,
г. Севастополь, Украина

В рамках конференции планируется проведение семинара:

СВЧ-фотоника в радиолокационной и антенной технике (программа формируется Московским авиационным институтом, председатель — проф. Братчиков А. Н., e-mail: bratchik@gmail.com).

Реквизиты для связи:

Tel: +380-50-3931288
Fax: +380-692-235258
e-mail: crimico.org@gmail.com
<http://www.crimico.org>

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ ВЫСТАВКА С МЕЖДУНАРОДНЫМ УЧАСТИЕМ

ЭНЕРГЕТИКА. ЭЛЕКТРОТЕХНИКА.



АВТОМАТИКА



10-я юбилейная выставка!

3-6 июня, 2008 г. Донецк, Украина

ЭЛЕКТРО
панорама

— ГЛАВНЫЙ ИНФОРМАЦИОННЫЙ
СПОНСОР ВЫСТАВКИ

Тел./факс: +38 (062) 381-21-41, 381-23-87, 381-21-50

E-mail: Borisenko@expodon.dn.ua, Sda@expodon.dn.ua

<http://www.expodon.dn.ua/electrotech>

ПАРТНЕР ВЫСТАВКИ:



**ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ
СОЮЗ**

ВР-РЗВ

ОАО "Рязанский завод
высоковольтной аппаратуры"

НТЭАЗ

ОАО "Национальный
электротехнический завод"



СВЦ «ЭКСПОДОНБАСС»

ул. Челюскинцев, 189-в, Донецк, Украина, 83048





Международный научно-технический журнал Техника и приборы СВЧ

Периодичность — 2 номера в год.

Подписка :

- отделения связи Украины. «Каталог видань України». Индекс 99584;
- редакция «ТПСВЧ». Украина, 65044, г. Одесса-44, а/я 17.

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

Редколлегия журнала
приглашает к сотрудничеству
ученых и специалистов

Тематические рубрики:

Техническая политика
Антенные и приемные устройства
Электровакуумные приборы
Твердотельные модули, приборы и устройства СВЧ
Усилительные модули СВЧ
Пассивные устройства и компоненты
Проектирование и моделирование модулей СВЧ

Применение техники СВЧ
Измерительная аппаратура
Техника СВЧ в биологии и медицине
Надежность, долговечность
Применение приборов и устройств нанотехнологии
Материалы и технология изготовления приборов СВЧ
Техника и приборы СВЧ: исторический аспект

Рекомендации авторам по подготовке рукописей, в том числе по их оформлению, можно
найти на сайте www.tkeu.com.ua или запросить в редколлегии по e-mail: ndiorion@tsua.net.



Номер готовили
Волгодонск, Донецк, Ивано-Франковск,
Киев, Минск, Новосибирск, Одесса,
Севастополь, Черновцы.



Пишите
Подписывайтесь
Читайте