

ТРА

**ТЕХНОЛОГИЯ И
КОНСТРУИРОВАНИЕ В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ**



**Львовское научно-производственное
предприятие «Карат»**

Лабораторно-производственный участок
для эпитаксиального выращивания пленок
сложных оксидов, размещенный в чистой
комнате класса 100

4 2004

ИЮЛЬ — АВГУСТ

III НАЦІОНАЛЬНА ВИСТАВКА ВИСОКИХ ТЕХНОЛОГІЙ ТА КОНКУРЕНТОСПРОМОЖНОЇ ПРОДУКЦІЇ

УКРТЕХНОЛОГІЯ -2004

1-3
грудня

КИЇВ

ВИСТАВКОВИЙ
ЗАЛ УКРІНТЕІ
ГОРЬКОГО, 180
М. "ЛИБІДСЬКА"



УкрІНТЕІ
UKrISTEІ

ОРГАНІЗАТОРИ:

Міністерство освіти і науки України
Міністерство промислової політики України
Київська міська державна адміністрація
Український інститут науково-технічної і економічної інформації

До демонстрації приймаються високі технології:

- розроблені та впроваджені у виробництво;
- розроблені та рекомендовані до впровадження у виробництво;
- вироби та технології, за якими виконані наукові дослідження, що містять патенти або ноу-хау;
- конкурентоспроможна продукція, виготовлена на основі високіх технологій.

Виставковий центр УкрІНТЕІ

03680, м. Київ, вул. Горького, 180, кім.111

Телефон: (044) 268-2388, 268-2311

Факс: (044) 268-2516, 268-2541

E-mail: svn@uintei.kiev.ua, market@uintei.kiev.ua

ГЕНЕРАЛЬНИЙ
ІНФОРМАЦІЙНИЙ
МЕДІА-ПАРТНЕР:



ІНФОРМАЦІЙНА
ПІДТРИМКА:



Столичний
регіон



НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

«ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ»



ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

По Украине.

Отделения связи. «Каталог изданий Украины». Индекс 23785.

Подписное агентство «Идея», www.idea.com.ua. Индекс 11146.

Тел./факс +038 (062)381-09-32.

Подписное агентство «KSS», www.kss.kiev.ua. Индекс 20363.

Тел. +038 (044)464-02-20.

Подписное агентство «ПрессЦентр». E-mail: info@prescentr.kiev.ua.

Тел./факс +38 (044) 536-11-75, 536-11-80.

По России.

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

Представительство журнала «ТКЭА» в России:

192286 С.-Петербург, п/о 286, п/я 416; «ЭРА».

E-mail: era48@mail.ru, тел. +7 (812)595-40-89.

В странах СНГ.

Отделения связи. Подписные каталоги. Индексы 23785, 71141.

Через редакцию «ТКЭА».

Украина, 65005, г. Одесса, ул. Прохоровская, 45.

E-mail tkea@odessa.net,

тел. +038 (048)733-72-83.

Журнал издается при поддержке

Министерства промышленной
политики Украины,

НПП «Сатурн»,

ОАО «Укрналит» (г. Киев),

НПП «Карат» (г. Львов),

СКБ «Молния»,

Политехнического университета

(г. Одесса),

ЦКБ «Ритм» (г. Черновцы)

и других предприятий и организаций

Редакция: Е. А. Тихонова, А. А. Ефименко, Л. М. Лейдерман,
А. Н. Онищенко, М. С. Хлопова.

Компьютерное обеспечение: П. В. Назаров.

Техническая редакция, дизайн: Е. И. Корецкая.

Подписано к печати 20.08 2004 г. Формат 60×84 1/8.

Печать офсетная. Печ. л. 8,0. Уч.-изд. л. 9,9. Тираж 700 экз. Заказ № 150.

Издательство «Нептун-Технология»

(65028, г. Одесса, ул. Б. Хмельницкого, 59).

Отпечатано в типографии издательства «ТЭС»

(65012, г. Одесса, ул. Канатная, 81/2).

ТЕХНОЛОГИЯ
И
КОНСТРУИРОВАНИЕ
В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

Учредитель АО "Нептун"

2004

Год издания 28-й

№ 4

Год регистрации 1992

СОДЕРЖАНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

К.т.н. Н. М. Вакив
Д.т.н. П. П. Воробиевко
Д.т.н. В. Н. Годованюк
К.т.н. А. А. Дашиковский
Д.т.н. Л. С. Лутченков
Д.т.н. В. П. Малахов
В. А. Мингалёв
Д.т.н. В. Б. Ткаченко
Е. А. Тихонова
К.т.н. В. М. Чмиль

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

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

АДРЕС РЕДАКЦИИ

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

Международный стандартный
серийный номер
ISSN 0130-6243

Регистрационный номер
КВ 2092 от 07.06.96 г.

Зарегистрирован в ВАК по разделам
"Физико-математические науки",
"Технические науки"

Проектирование. Конструирование

Реализация элементов быстродействующего цифрового фильтра на ПЛИС. *В. П. Малахов, В. С. Ситников, П. В. Ядвичук* 3
Компенсация систематических погрешностей тонкопленочных элементов через элементы фотошаблона. *В. Г. Спири* 9
Моделирование низкочастотных соединителей для применения в высокочастотных цепях. *А. А. Ефименко, В. В. Шталов* 12
Компьютерное моделирование флуктуационных преобразований в полупроводниковых барьерах. *А. Г. Головки* 15
Модель электромагнитных помех УВЧ-усилителя мощности. *В. Г. Кудря* 18

Пьезоэлектрические преобразователи энергии волнения моря. *М. Д. Скубилин* 20

Сигналопреобразующие системы

Приемник импульсной радиолокационной станции с модуляционной обработкой сигнала. *А. Г. Сорочан* 22

Оптоэлектроника

Ультрафиолетовый радиометр диапазона 300...400 нм. *А. А. Ащеулов, В. К. Бутенко, И. В. Докторович, А. Х. Дунаенко, В. Д. Фотий* 31

Биомедицинская электроника

Полупроводниковый генераторный модуль с умножением частоты для аппаратуры КВЧ-терапии. *В. И. Перфильев, С. В. Плаксин, С. И. Соколовский* 33

Термоэлектрический прибор для медико-биологической экспресс-диагностики. *А. А. Ащеулов, Л. Я. Кушнерик* 38

Технология производства

Интегрированный метод принятия решений об эффективной структуре технологических процессов. *Н. А. Алексеев* 40

Формирование столбиковых выводов для GaAs пиксельных детекторов. *З. В. Бершвили, Л. В. Джангидзе, Г. А. Схиладзе, Р. Г. Мелкадзе, Т. М. Лежнева, Г. Г. Перадзе* 43

Математическая модель технологического процесса по выборкам малого объема. *Ю. А. Долгов, А. Ю. Долгов* 46

Оценка производственных погрешностей тонкопленочных элементов. *В. Г. Спири* 50

Осаждение ЭДТА из комплексных растворов тяжелых металлов и его регенерирование. *О. Гилене, И. Айкайте, О. Нивинскене* 54

Технология изготовления термоэлектрических модулей Пельтье повышенной надежности. *А. А. Ащеулов, Ю. Г. Добровольский, И. С. Романюк* 57

Контроль. Качество. Надежность

Автоматизация процесса диагностики РЭА на основе метода эвристической классификации. *В. Е. Трофимов* 61

Библиография

Новые книги 8, 45, 53
В портфеле редакции 39

Выставки. Конференции 37, 2-я, 4-я стр. обложки

ЗМІСТ

Проектування. Конструювання

Реалізація елементів швидкодіючого цифрового фільтру на ПЛІС. *В. П. Малахов, В. С. Ситніков, П. В. Ядвичук* (3)
Компенсація систематичних похибок тонкоплівкових елементів через елементи фотошаблону. *В. Г. Спірін* (9)
Моделювання низькочастотних з'єднувачів для застосування у високочастотних колах. *А. А. Єфіменко, В. В. Шаталов* (12)

Комп'ютерне моделювання флуктуаційних перетворень у напівпровідникових бар'єрах. *А. Г. Головко* (15)
Модель електромагнітних перешкод УВЧ-підсилювача потужності. *В. Г. Кудря* (18)

П'єзоелектричні перетворювачі енергії хвилювання моря. *М. Д. Скубілін* (20)

Сигналоперетворюючі системи

Приймач імпульсної радіолокаційної станції з модуляційною обробкою сигналу. *А. Г. Сорочан* (22)

Оптоелектроніка

Ультрафіолетовий радіометр діапазону 300 ... 400 нм. *А. А. Ащеулов, В. К. Бутенко, І. В. Докторович, О. Х. Дунаєнко, В. Д. Фотій* (31)

Біомедицинська електроніка

Напівпровідниковий генераторний модуль з помноженням частоти для апаратури КВЧ-терапії. *В. І. Перфільєв, С. В. Плаксин, С. І. Соколовський* (33)

Термоелектричний прилад для медико-біологічної експрес-діагностики. *А. А. Ащеулов, Л. Я. Кушнерик* (38)

Технологія виробництва

Інтегрований метод прийняття рішень про ефективну структуру технологічних процесів. *М. О. Алексєєв* (40)

Формування стовпчиків виводів для GaAs піксельних детекторів. *З. В. Берішвілі, Л. В. Джангідзе, Г. А. Схиладзе, Р. Г. Мелкадзе, Т. М. Лежнева, Г. Г. Перадзе* (43)

Математична модель технологічного процесу за вибірками малого об'єму. *Ю. О. Долгов, О. Ю. Долгов* (46)

Оцінка виробничих похибок тонкоплівкових елементів. *В. Г. Спірін* (50)

Осадження ЕДТА з комплексних розчинів важких металів та його регенерування. *О. Гелене, І. Айкайте, О. Нівінскене* (54)

Технологія виготовлення термоелектричних модулів Пельтьє підвищеної надійності. *А. А. Ащеулов, Ю. Г. Добровольський, І. С. Романюк* (57)

Контроль. Якість. Надійність

Автоматизація процесу діагностики РЕА на основі методу евристичної класифікації. *В. Є. Трофімов* (61)

CONTENT

Designing. Construction

The realization of high-speed digital filter elements on FPGA. *Malahov V. P., Sitnikov V. S., Yadvichuk P. V.* (3)

Compensation for thin-film component systematic errors by mask elements. *Spirin V. G.* (9)

Modeling low-frequency connectors for application in high-frequency circuits. *Efimenko A. A., Shatalov V. V.* (12)

Computer modeling of fluctuation transformations in semiconductor barrier. *Golovko A. G.* (15)

Model of electromagnetic noise of the power UHF bounds. *Kudrya V. G.* (18)

Piezoelectric converters of energy of excitement of the sea. *Scubilin M. D.* (20)

Signal-converting systems

Superoptimal receiver for detection of the sounding signal of pulse radar station. *Sorochan A. G.* (22)

Optoelectronics

Ultra-violet radiometer of a range 300...400 nm. *Ashcheulov A. A., Butenko V. K., Doktorovich I. V., Dunayenko A. Kh., Photiy V. D.* (31)

Biomedical electronics

The semiconductive generative modul with multiplying of frequency for apparatus of microwave therapy. *Perfiljev V. I., Plaksin S. V., Sokolovsky S. I.* (33)

Thermoelectric device for medico-biological express diagnostics. *Ashcheulov A. A., Kushnerik L. Ya.* (38)

Production technology

Integrated method of decisions-making about technological process effective structure. *Aleksejev N. A.* (40)

Formation of bumps for GaAs pixel detectors. *Berishvili Z. V., Jangidze L. V., Skhiladze G. A., Melkadze R. G., Lezhneva T. M., Peradze G. G.* (43)

Mathematical model of technological process based on small size sample. *Dolgov Yu. A., Dolgov A. Yu.* (46)

Evaluation of errors in thin-film component manufacturing. *Spirin V. G.* (50)

Precipitation and subsequent regeneration of EDTA from heavy metal complex solutions. *Gylienė O., Aikaitė J., Nivinskienė O.* (54)

Manufacturing technique of enhanced reliability thermoelectric Peltier modules. *Ashcheulov A. A., Dobrovolsky Yu. G., Romanyuk I. S.* (57)

Control. Quality. Reliability

Automation radioelectronic equipment diagnostics based on heuristic classification method. *Trofimov B. Ye.* (61)

Д. т. н. В. П. МАЛАХОВ, к. т. н. В. С. СИТНИКОВ,
П. В. ЯДВИЧУК

Украина, Одесский национальный политехнический
университет
E-mail: sitnv@promel.ospu.odessa.ua

Дата поступления в редакцию
08.01.2004 г.

Оппонент д. т. н. С. Ю. ЛУЗИН
(ОАО "Авангард", г. С.-Петербург)

РЕАЛИЗАЦИЯ ЭЛЕМЕНТОВ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА НА ПЛИС

Результаты исследования позволяют говорить о ПЛИС как о наиболее пригодной базе для реализации высокопроизводительных фильтров.

Для повышения точности и качества систем управления широко используется цифровая обработка сигналов. В настоящее время разработано большое количество методов обработки сигналов, однако их применение в системах реального времени ограничено из-за невысоких вычислительных возможностей микропроцессорной техники.

Перед разработчиком ставятся сложные и противоречивые задачи — выбор структурной организации и элементной базы для компонентов системы, разрядность данных и коэффициентов, метод кодирования данных, точность вычислений и т. п. [1]. В связи с ограниченным быстродействием возникает потребность упрощения вычислительных алгоритмов обработки, которая ведет к ухудшению качества фильтрации, а значит, к ухудшению технических характеристик системы в целом. Таким образом, возникает необходимость поиска новой элементной базы для проектирования более быстродействующих и более гибких систем.

При решении задач цифровой обработки сигналов (ЦОС), например, в гидролокации, радиолокации, сейсморазведке часто используются не рекурсивные фильтры, у которых отсчеты выходного сигнала определяются только отсчетами входного сигнала [2]:

$$y(n) = \sum_{i=0}^m b_i \cdot x(n-i), \quad (1)$$

где $x(n)$ и $y(n)$ — отсчеты, соответственно, входного и выходного сигналов в момент времени n ;
 b — коэффициенты фильтра.

При проектировании цифрового фильтра необходимо учесть ряд факторов, которые влияют на качество разработки:

— Производительность системы P , MIPS. Она определяется как

$$P = \frac{OP}{s}, \quad (2)$$

где OP — количество простых операций, которые система может выполнять одновременно;
 s — время решения алгоритма.

— Автоматизация процесса проектирования. Со всем недавно это требование из второстепенных перешло в разряд важнейших. Оно отражает приспособленность избранного варианта реализации к этапам сквозного проектирования: начиная с разработки алгоритма и заканчивая подготовкой к производству печатных плат, настройкой монтажных роботов и паяльных станций.

— Логическая емкость. Параметр, оценивающий сложность реализуемой структуры устройства. Измеряется он количеством структурных макроячеек, используемых схемой.

— Время проектирования системы. Параметр, зависящий от квалификации разработчиков, сложности системы, наличия технической базы для тестирования и т. п.

— Стоимость системы. Этот параметр в условиях рыночной экономики все чаще выступает на первое место при выборе варианта реализации системы и элементной базы.

— Массогабаритные показатели.

Использование современных микроконтроллеров и микропроцессоров общего назначения позволило реализовать цифровые фильтры с производительностью не более 0,01 MIPS.

В последнее время стандартным подходом к реализации систем ЦОС является использование цифровых сигнальных процессоров (DSP) [1], которые содержат специализированные команды векторной арифметики, широко используемой в алгоритме (1). Достоинствами такого подхода являются простота реализации алгоритма обработки, сокращение времени проектирования, низкая стоимость реализации алгоритма. Архитектура сигнальных процессоров строится в соответствии с гарвардским типом реализации вычислительных систем. При этом решение уравнения фильтрации ведется последовательно, что не позволяет получить высокое быстродействие, хотя, в общем, производительность устройства резко возросла и составила 1—15 MIPS.

Однако для ряда задач обработки сигналов, решаемых на современном этапе развития электроники, и такие показатели производительности обработки уже не могут считаться удовлетворительными. Поиск возможных решений пошел в направлении создания цифровых устройств и систем на микросхемах с перестраиваемой архитектурой. Программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) позволяют реа-

лизовать параллельные вычисления с практически произвольной разрядностью коэффициентов и данных, а также разместить на одной микросхеме вычислительную, контрольную и управляющую части системы. При этом из-за особенностей архитектурной организации микросхемы ПЛИС нельзя рассматривать как замену логических микросхем традиционных серий [2].

В настоящей работе рассмотрена задача реализации быстродействующего нерекурсивного цифрового фильтра на ПЛИС.

Анализ алгоритма (1) показывает, что выходные отсчеты зависят от входных данных и коэффициентов фильтра, тогда в формуле (1) можно выделить несколько регулярных структурных единиц (задержку входного сигнала на такт, умножение отсчетов задержанного сигнала на константу, суммирование отсчетов), которые при реализации нерекурсивного фильтра будут представлены:

- многоразрядным сдвиговым регистром — для операции задержки сигнала на такт;
- векторным двоичным множителем — для операции умножения на коэффициенты фильтра;
- векторным двоичным сумматором — для операции сложения отсчетов и формирования выходного сигнала.

Следовательно, для реализации быстродействующего нерекурсивного фильтра на ПЛИС необходимо исследовать варианты описания и реализации составных элементов цифрового фильтра.

В работе исследования проведены на примере использования ПЛИС Spartan2 XC2S100-6TQ208 фирмы Xilinx и языка описания VHDL.

Регистр в составе фильтра осуществляет операцию задержки отсчетов входного сигнала на один такт Z^{-1} . Поэтому его можно рассматривать как многоразрядный элемент памяти [3, с. 79]

$$\begin{cases} Q^T = d; clk = \lceil _ \\ Q^T = Q^{T-1}; clk = 0, clk = 1, clk = \lfloor _ \end{cases} \quad (3)$$

где Q^T — состояние выходного сигнала регистра в момент времени T ;

d — сигнал на информационном входе регистра в момент времени T ;

clk — сигнал на тактовом входе регистра.

В ходе исследований был проведен синтез нескольких вариантов описания регистров: на основе LPM-компонент и совокупности компонентов триггеров из библиотеки фирмы-производителя микросхем, а также на основе описания типов данных (векторных и численных). Результаты синтеза оказались одинаковыми для разных видов описания.

Описание регистра на языке VHDL с использованием численных типов данных показано в листинге 1.

Листинг 1

```
architecture RegProc of RegProc is
  subtype byte is integer range 0 to 255;
  signal clk, ClkEn : std_Logic;
  signal d,q       : byte;
  signal nrst, nset : std_logic;
begin
```

```
LReg: process(clk) begin
  if clk = '1' and clk'iyent then
    if nrst='0' then
      q<=0;
    elsif nset='1' then
      q<=byte' high;
    elsif ClkEn='1' then
      q<=d;
    end if;
  end if;
end process;
end RegProc;
```

Из отчета программы-синтезатора (листинг 2) при компиляции и синтезе регистра видно, что в микросхеме выделено 8 макроячеек (строка 3), которые сконфигурированы для выполнения функции динамического триггера (строка 4). В соответствии с определением логической емкости устройства она будет определяться количеством макроячеек, используемых схемой на кристалле ПЛИС (строка 4). Минимальная длительность тактовых импульсов в этом случае равна 2,829 нс (строка 6) или максимальная тактовая частота равна 353,482 МГц, что соответствует производительности в 353 MIPS.

Листинг 2

```
1 Macro Statistics
2 # Registers           : 1
3 8-bit register       : 1
4 Number of Slice Flip Flops: : 8
5 Clock Information:
6 Minimum input clock time : 2.829ns
```

Разрядность регистров определяется разрядностью данных, а их количество — порядком или глубиной фильтра. В листинге 3 приведено описание многоразрядного сдвигового регистра.

Листинг 3

```
architecture RegProc of RegProc is
  type TShiftReg is array (0 to TapsCount-1) of byte;
  signal ShiftReg : TShiftReg;
begin
  LReg: process(clk) begin
    if Rise(clk) then
      if res='0' then
        for i in 0 to TapsCount-1 loop
          ShiftReg(i)<=0;
        end loop;
      elsif ClkEn='1' then
        ShiftReg(0)<=d;
        for i in 1 to TapsCount-1 loop
          ShiftReg(i)<= ShiftReg(i-1);
        end loop;
      end if;end if;
    end process;
    q<=ShiftReg(TapsCount-1);
  end RegProc;
```

Отчет программы-синтезатора показывает, что максимальная тактовая частота равна 353 МГц (листинг 4). Это предельная частота. Дальнейший рост ее ограничен технологическими особенностями микросхем. Полученные функциональные блоки регистров отличаются большим быстродействием (за счет реализации синхронного обмена данными) и маленькой логической емкостью.

Листинг 4

```

1 Macro Statistics
2 # Registers           : 8
3 8-bit register       : 8
4 Number of Slice Flip Flops: : 64
5 Clock Information:
6 Minimum period: 2.829ns (Maximum Frequency:
353.482MHz)
    
```

Сумматор осуществляет операцию суммирования отсчетов входного сигнала и промежуточных вычислений [3, с. 133]

$$S = A \oplus B \oplus c; \quad \text{Cout} = AB + Ac + Bc, \quad (4)$$

где S — сумма двух двоичных разрядов;
 A, B — биты первого и второго операндов;
 c — входной перенос;
 Cout — выходной перенос.

Уравнение (4) описывает работу одноразрядного сумматора. Для увеличения разрядности используют каскадное включение одноразрядных сумматоров. Однако для получения одного бита суммы достаточно одной макроячейки микросхемы ПЛИС, т. к. генератор логических функций (LUT), входящий в состав макроячейки ПЛИС, это четырехходовая память, которая может реализовать любую функцию четырех переменных (листинг 5).

Листинг 5

```

architecture CompAdderArc of CompAdder is
signal Ta, Tb, : std_logic_vector(width-1 downto 0);
signal Tq, Tc : std_logic_vector(width-1 downto 0);
begin
Ta<=data;
Tb<=datb;
--***** Serial Carry chain adder ****
Tq(0)<= Ta(0) xor Tb(0) xor cin;
Tc(0)<=(Ta(0) and Tb(0)) or (Ta(0) and cin) or
(Tb(0) and cin);
gen_adder: for i in 1 to width-1 generate
begin
Tq(i)<= Ta(i) xor Tb(i) xor Tc(i-1);
Tc(i)<=(Ta(i) and Tb(i)) or (Ta(i) and
Tc(i-1)) or (Tb(i) and Tc(i-1));
end generate;
q<=Tq;
end CompAdderArc;
    
```

Принадлежность сумматора к регулярным структурам позволяет компактно описывать его с использованием конструкции GENERATE [4, с. 69]. В результате упаковки этой программы в кристалл ПЛИС программа-синтезатор дает отчет, приведенный в листинге 6.

Листинг 6

```

1 Macro Statistics
2 # Xors           : 8
3 1-bit xor3       : 8
4 Number of 4 input LUTs:      8
5 Timing Summary:
6 Minimum period: 13.755ns (Maximum Frequency:
72.701MHz)
    
```

Из отчета следует, что синтезатором создан на кристалле ПЛИС массив логических элементов, которые реализуют вычисления по формуле (4). Схема

занимает на кристалле восемь макроячеек (строка 3). Максимальная тактовая частота для этой схемы может быть 72 МГц (производительность 72 MIPS).

Отметим, что для формирования логической функции выбран базис элементов ЛОГИЧЕСКОЕ ИСКЛЮЧИТЕЛЬНОЕ ИЛИ (строки 2 и 3). Таким образом, синтезатор не распознал в логических уравнениях схемы полного сумматора и синтезировал логическую схему, которая реализует алгоритм суммирования. Данная реализация не использует конструктивно имеющиеся в микросхеме быстродействующие цепи распространения переноса, что является ее недостатком. С увеличением разрядности операндов логическая емкость растет линейно, а производительность уменьшается обратно пропорционально логической емкости (рис. 1).

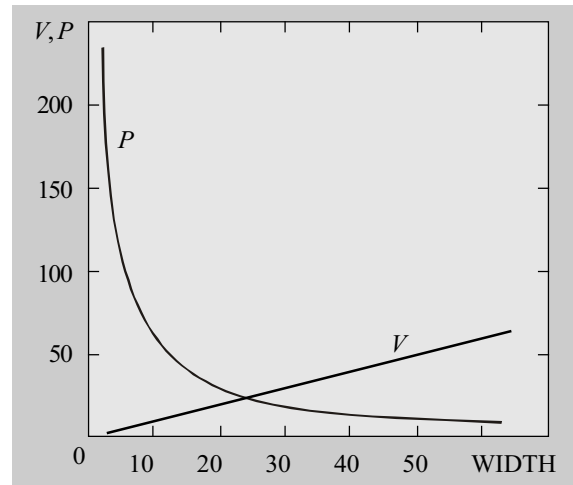


Рис. 1. Зависимость логической емкости V и производительности P сумматора от разрядности операндов $WIDTH$

Для использования выделенных цепей распространения переноса описание сумматора должно иметь вид, показанный в листинге 7.

Листинг 7

```

signal Ta, Tb, RegOut:std_logic_vector(width-1
downto 0);
process(clk) begin
if Rise(clk) then
if res='1' then
RegOut <= (others=>'0');
Else
RegOut <= signed(Ta)+signed(Tb);
end if;
end if;
end process;
    
```

В этом случае синтезатор построил логическую схему сумматора в соответствии с уравнением (4) и использовал цепи распространения переноса (листинг 8). Как результат — максимальная тактовая частота схемы выросла примерно в три раза и составила 212 МГц (производительность 212 MIPS).

Листинг 8

```

HDL Synthesis Report
8-bit register       : 3
8-bit adder         : 1
    
```

Final Report

Number of Slice Flip Flops: 24
 Number of 4 input LUTs: 9
 TIMING REPORT
 Minimum period: 4.709ns (Maximum Frequency: 212.359MHz)

При увеличении количества разрядов операндов (а следовательно, и увеличении путей распространения переносов) производительность схемы суммирования уменьшается (рис. 2).

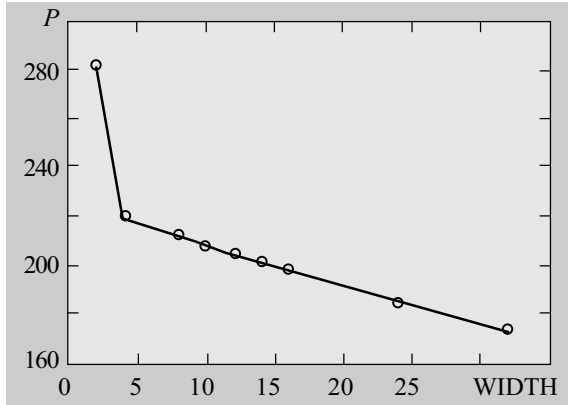


Рис. 2. Зависимость производительности сумматора P от количества разрядов операндов

Особенностью работы сумматоров в цифровых нерекурсивных фильтрах является большое количество операндов, принимающих участие в формировании выходного сигнала сумматора. Альтернативой каскадно-включенных двухоперандных сумматоров является использование сумматоров с тремя и большим количеством входов. Однако у многовходовых сумматоров резко возрастает логическая емкость, что, в свою очередь, приводит к уменьшению производительности (рис. 3). Сравнивая характеристики двухоперандных и трехоперандных сумматоров, следует отдать предпочтение каскадно-включенным двухоперандным сумматорам.

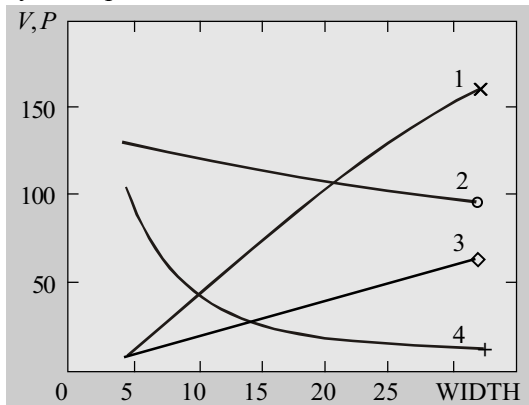


Рис. 3. Сравнительные характеристики многооперандных сумматоров:

1, 4 — соответственно емкость V и производительность P трехоперандного сумматора; 2, 3 — соответственно производительность P и емкость V каскадно-включенных двухоперандных сумматоров

Операция двоичного умножения в цифровом фильтре состоит в умножении отсчетов входного сигнала на коэффициенты фильтра и считается наиболее сложной в реализации [3, с. 147].

$$Y_n = \left(\sum_{i=0}^{\frac{n}{2}} x_i \cdot 2^i \right) \left(\sum_{i=0}^{\frac{n}{2}} y_i \cdot 2^i \right), \quad (5)$$

где Y_n — произведение;
 x, y — соответственно множимое и множитель.

При имплементации умножителей в ПЛИС наиболее часто используют структуру матричного умножителя, структуру по алгоритму Бута и структуру умножителя на константу [5].

Структурная схема устройства, реализующего матричный алгоритм умножения, приведена на рис. 4 [3, с. 148].

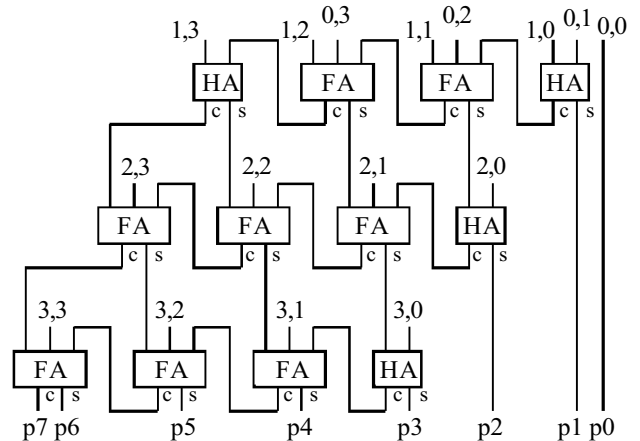


Рис. 4. Структурная схема матричного умножителя

Схема матричного умножителя состоит из каскадно-включенных сумматоров, которые формируют элементарные произведения (листинг 9).

Листинг 9

HDL Synthesis

Registers : 13

24-bit register : 1

Number of Slice Flip Flops: 46

Number of 4 input LUTs: 158

TIMING REPORT

Minimum period: 16.088ns (Maximum Frequency: 62.158MHz)

Синтезатором сгенерирован массив сумматоров для реализации логических функций в соответствии с формулой (5) и рис. 4. При этом задействовано 158

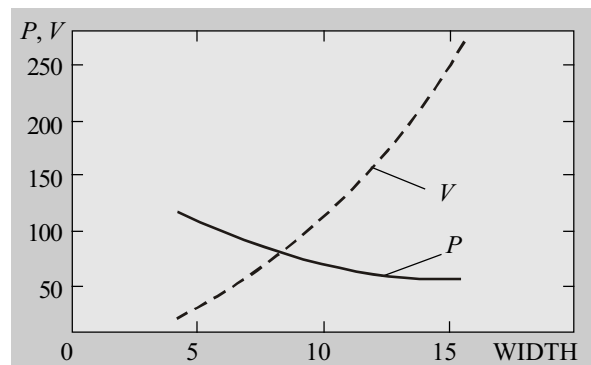


Рис. 5. Зависимость производительности P и логической емкости V матричного умножителя от количества разрядов операндов

макроячеек микросхемы. Максимальная тактовая частота схемы составляет 62 МГц (производительность 62 MIPS). Увеличение разрядности операндов приводит к резкому изменению как логической емкости, так и производительности (рис. 5).

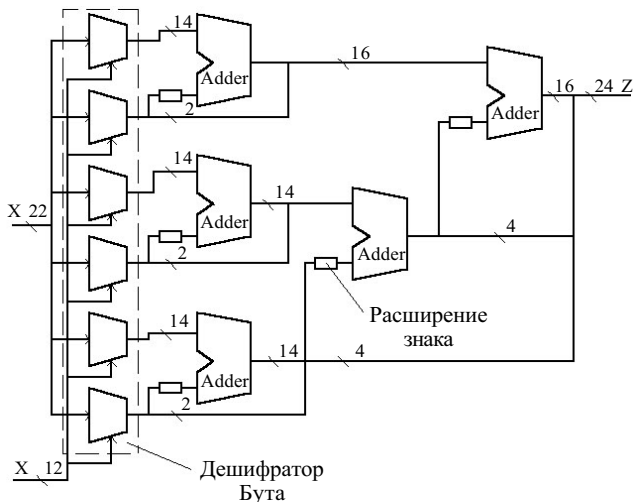


Рис. 6. Умножитель двенадцатиразрядных операндов на основе алгоритма Бута

Для уменьшения логической емкости применим алгоритм Бута, т. к. в основе его лежит идея распределенной арифметики (рис. 6). При этом быстродействие умножителя примерно равно быстродействию матричного умножителя, но величина логической емкости уменьшается вдвое (листинг 10).

Листинг 10

Final Report

Number of Slice Flip Flops: 36
Number of 4 input LUTs: 68

TIMING REPORT

Minimum period: 13.307ns (Maximum Frequency: 65.148MHz)

В нерекурсивных фильтрах один из операндов является константой, тогда можно значительно сократить величину логической емкости и повысить производительность операции умножения за счет исполь-

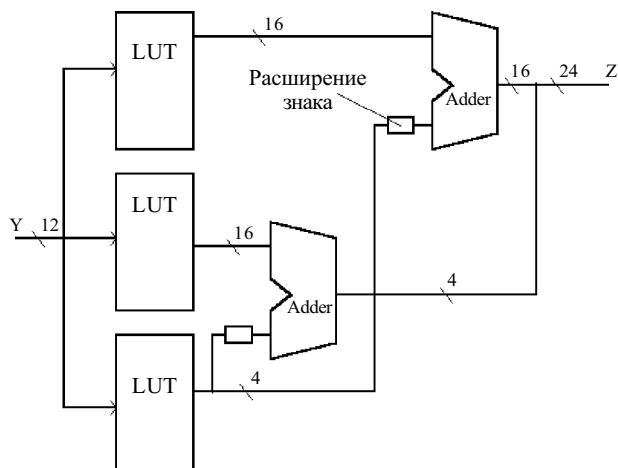


Рис. 7. Структурная схема модифицированного табличного метода умножения двенадцатиразрядных входного операнда Y и константы

зования модифицированного табличного метода умножения [5, с. 121]. При таком методе множимое разбивают на группы разрядов, каждая из которых является адресом соответствующей части таблицы произведений (рис. 7).

Из отчета о синтезе (листинг 11) следует, что при синтезе постоянное запоминающее устройство было заменено массивом мультиплексоров, которые коммутируют биты константного операнда из таблицы частичных произведений на входы сумматоров.

Листинг 11

HDL Synthesis Report

Registers : 2
Multiplexers : 3
Adders/Subtractors : 2

Final Report

Number of Slice Flip Flops: 36
Number of 4 input LUTs: 68

TIMING REPORT

Minimum period: 11.482ns (Maximum Frequency: 87.093MHz)

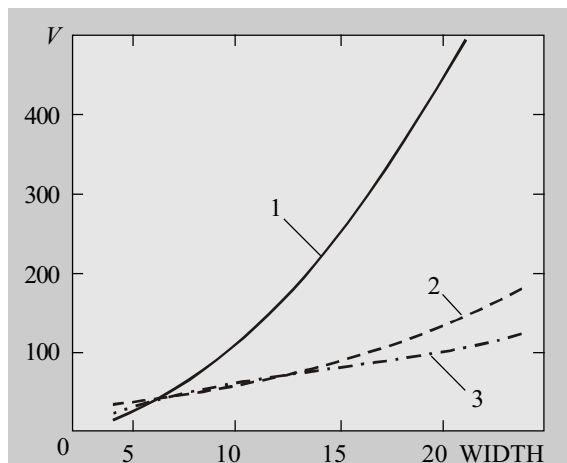


Рис. 8. Зависимость логической емкости V умножителей разных типов от количества разрядов операндов: 1 — матричный умножитель; 2 — умножитель по алгоритму Бута; 3 — табличный умножитель

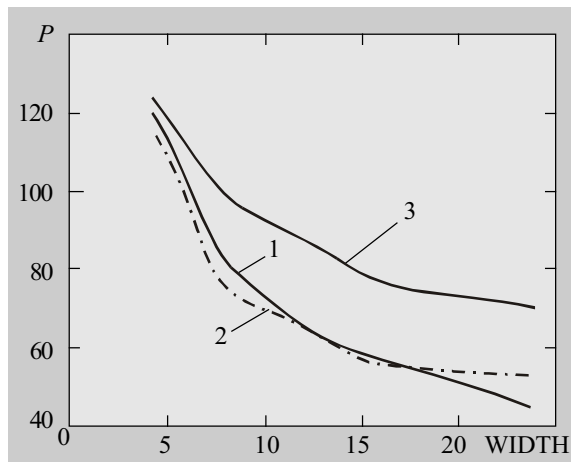


Рис. 9. Зависимость производительности P умножителей разных типов от количества разрядов операндов: 1 — матричный умножитель; 2 — умножитель по алгоритму Бута; 3 — табличный умножитель

Сравнительный анализ логической емкости и производительности при разной реализации умножителя показывает, что при разрядности больше 12 бит нецелесообразно использовать матричный умножитель, а следует отдать предпочтение табличному умножителю (рис. 8 и 9). В случае перемножения двух переменных следует использовать умножитель по алгоритму Бута.

На основе проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Теоретически достижимая производительность цифрового нерекурсивного фильтра при реализации на ПЛИС равна 350 MIPS. Такое значение производительности обусловлено отсутствием каскадируемых генераторов логических функций и может быть достигнуто лишь при наличии твердо закрепленных связей между логическими блоками ПЛИС. Дальнейший рост производительности ограничен технологическими особенностями микросхем.

2. Производительность системы на ПЛИС резко уменьшается при использовании каскадно-включенных генераторов логических функций (LUT) за счет задержек на коммутирующих элементах, в качестве которых используются полевые транзисторы.

3. Анализ вариантов реализации сумматора показал, что наиболее приемлемым является использование библиотечных функций "+", т. к. при этом синтезатором включаются имеющиеся в кристалле цепи распространения последовательного переноса. Например, производительность сумматора, описанного с использованием библиотечных функций, в 3 раза больше, чем для сумматора, описанного логическими уравнениями (соответственно 212 и 72 MIPS).

4. Производительность многооперандного сумматора экспоненциально уменьшается с ростом количества операндов и порядка фильтра. Например, при восьми операндах производительность уменьшается до 100 MIPS.

5. Анализ вариантов реализации умножителей показывает, что использование матричного метода до-

пустимо лишь при небольшой разрядности операндов (4—8 разрядов), при большей разрядности производительность умножителя экспоненциально уменьшается, а логическая емкость, наоборот, возрастает.

6. Использование алгоритма Бута при реализации двоичных умножителей позволяет уменьшить логическую емкость умножителя до 20% при практически тех же значениях производительности.

7. Применение модифицированного табличного метода умножения позволяет синтезировать умножители со значением производительности до 100 MIPS (90 MIPS при двенадцатиразрядных операндах). Логическая емкость умножителя при этом значительно уменьшается (48—60 макроячеек и 119 макроячеек при матричном методе).

Таким образом, использование ПЛИС для реализации цифровых фильтров позволяет синтезировать быстродействующие фильтры, производительность которых определяется как технологическими особенностями производства микросхем, так и методом описания выбранной структуры фильтра. Возможность реализации алгоритмов параллельной обработки входных данных и высокая степень формализации проектирования позволяют говорить о ПЛИС как о наиболее пригодной базе для реализации высокопроизводительных фильтров.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Солонина А. И., Улахович Д. А., Яковлев Л. А. Алгоритмы и процессы цифровой обработки сигналов.— СПб.: БХВ-Петербург, 2002.
2. Meyer-baese U. Digital signal processing with field programmable gate arrays.— Heidelberg: Springer Press, 2001.
3. Пухальский Г. И. Проектирование дискретных устройств на интегральных микросхемах.— М.: Радио и связь, 1990.
4. Шапо Ф. С., Шапо В. Ф. Введение в VHDL — язык проектирования цифровых систем.— Одесса: Астропринт, 2001.
5. Стешенко В. Б. ПЛИС фирмы ALTERA: проектирование устройств обработки сигналов.— М.: Додэка, 2000.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Данилов А. А. ПРЕЦИЗИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ.— М.: Горячая линия-Телеком, 2004.— 352 с., ил.

Рассмотрены основы звукоусиления и параметры, характеризующие усилители мощности звуковой частоты (УМЗЧ). Сформулирована задача построения звуковых усилителей, свободных от всех видов искажений. Особое внимание уделено грамотному применению отрицательной обратной связи. Для выяснения природы возникновения разного рода нелинейностей проанализированы структурные схемы и отдельные узлы УМЗЧ. Описана схема УМЗЧ с параллельным высокочастотным каналом, позволяющим решить проблему прецизионного усиления. Рассмотрены схемы защиты источников питания и монтажа мощных усилителей. Проанализированы многочисленные примеры схем бытовых и профессиональных УЗМЧ на дискретных элементах и интегральных микросхемах. Даны рекомендации по разводке и изготовлению печатных плат, измерению параметров и настройке усилителей.



Для инженерно-технических работников, занимающихся схемотехническим проектированием устройств радиоэлектроники и автоматики, студентов и радиолюбителей.



К. т. н. В. Г. СПИРИН

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

Дата поступления в редакцию
08.01 2004 г.

Оппонент к. ф.-м. н. А. В. АНДРИЯНОВ
(ОНПУ, г. Одесса)

КОМПЕНСАЦИЯ СИСТЕМАТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЧЕРЕЗ ЭЛЕМЕНТЫ ФОТОШАБЛОНА

Предложена компенсация погрешностей конструктивных параметров тонкопленочных элементов путем изменения размеров элементов фотошаблона по определенным алгоритмам.

Различия в размерах тонкопленочных элементов при наличии систематических производственных погрешностей приводят к образованию критичных элементов, которые определяют выход годных тонкопленочных микросборок (МСБ). Вопросы повышения выхода годных МСБ путем уменьшения влияния производственных погрешностей тонкопленочных резисторов (ТПР) обсуждаются в [1, 2].

В [1, с. 167] реализуется выравнивание коэффициентов влияния основной формулы погрешности путем замены одиночного резистора двумя или несколькими параллельно соединенными резисторами с суммарной шириной, равной ширине одиночного резистора. Таким образом, достигается выравнивание погрешностей по ширине всех резисторов платы. Для выравнивания погрешностей по длине резисторов в [1] предлагается все резисторы составить из полосок равной длины, соединив их проводниками. Компенсация производственных погрешностей длины и ширины ТПР в описанных случаях достигается за счет подбора удельного поверхностного сопротивления резистивной пленки при напылении. Данный способ компенсации производственных погрешностей неприемлем для МСБ высокой интеграции, т. к. введение дополнительных зазоров при формировании одинаковой ширины резисторов и контактных площадок при формировании одинаковой длины резисторов значительно уменьшает полезную площадь платы.

В [2] увеличение выхода годных при компенсации производственных погрешностей по вышеуказанному методу достигается за счет изготовления ТПР одинаковой ширины. Однако уменьшение ширины резисторов не всегда возможно из-за различных значений мощности, рассеиваемой в резисторах. Поэтому одинаковой ширины ТПР можно достигнуть только за счет увеличения ширины маломощных резисторов до уровня резистора, рассеивающего максимальную мощность, что приведет к увеличению площади этих резисторов и уменьшит степень интеграции МСБ. Применение нескольких корректирующих фотошаблонов [2] для компенсации производствен-

ных погрешностей приводит к удорожанию МСБ. Поэтому такое решение неприемлемо в высокономенклатурном мелкосерийном производстве, характерном, например, для производства датчиков первичной информации.

В настоящей работе ставилась задача исследования новых возможностей компенсации систематических производственных погрешностей конструктивных параметров тонкопленочных элементов при производстве микросборок.

В общем случае микросборка может содержать пять групп резисторов, которые можно характеризовать различной чувствительностью к систематическим и случайным погрешностям размеров или сопротивления электродов. Первая группа резисторов чувствительна только к погрешности удельного поверхностного сопротивления ρ . Резисторы этой группы имеют большие размеры длины l и ширины b ($l > 0,5$ мм, $b > 0,5$ мм). Вторая группа резисторов чувствительна к погрешностям ρ и b . Эти резисторы имеют малую ширину и большую длину. Третья группа резисторов чувствительна к погрешностям ρ и l . Эти резисторы имеют малую длину и большую ширину. Четвертая группа чувствительна к погрешностям ρ , b и l . Эти резисторы имеют малую длину и ширину. Пятая чувствительна к погрешностям ρ , l и сопротивлению электродов R_c . Это низкоомные резисторы.

Номинальное сопротивление R этих групп резисторов, согласно [3], можно описать следующими формулами:

$$R = \rho l / b = \rho K_{\phi}; \quad (1)$$

$$R = \rho l / (b - \Delta b_c); \quad (2)$$

$$R = \rho (l + \Delta l_c) / b; \quad (3)$$

$$R = \rho (l + \Delta l_c) / (b - \Delta b_c); \quad (4)$$

$$R = \rho (l + \Delta l_c) / b + R_c, \quad (5)$$

где $K_{\phi} = l/b$ — коэффициент формы резистора;

Δl_c , Δb_c — систематические погрешности длины и ширины резистора из-за процессов фотолитографии и травления.

На рис. 1 приведена диаграмма интервалов для каждой группы ТПР. Для простоты рассуждений положим:

— резисторы каждой группы считаются годными, если они попадают в 15%-ный допуск δR от своего номинального значения;

— систематические относительные погрешности составляют: по длине $\delta l_c = +10\%$, по ширине $\delta b_c = -5\%$, по сопротивлению $\delta R_{zc} = R_j/R = +10\%$.

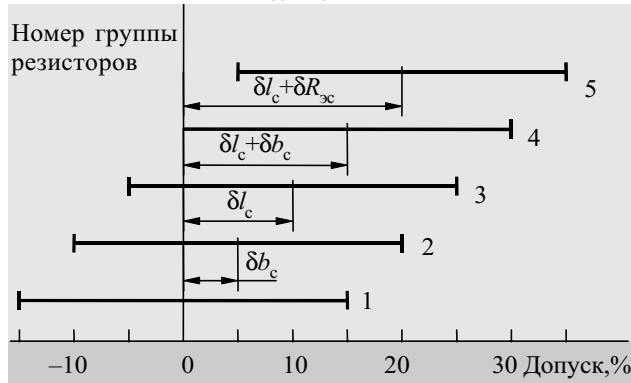


Рис. 1. Диаграмма интервалов групп резисторов

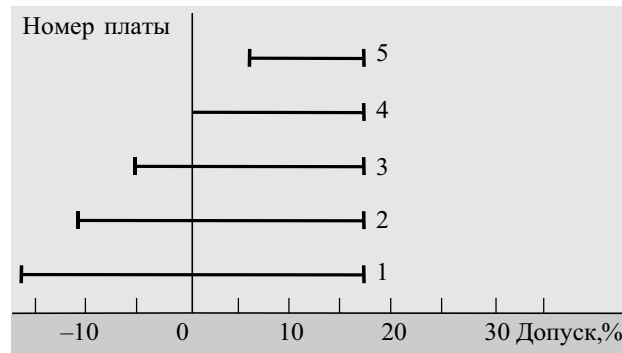


Рис. 2. Диаграмма интервалов годных резисторов

Ввиду сильной корреляции резисторов по ρ при изготовлении всех групп резисторов на одной плате среднее значение каждой группы резисторов будет сдвинуто относительно среднего значения резисторов первой группы на величину систематической погрешности, характерной для этой группы.

На рис. 2 приведена диаграмма интервалов годных резисторов, которая характеризует выход годных плат, содержащих различные группы резисторов. Интервал годных резисторов на плате образуется путем попадания сопротивления резисторов разных групп в общий интервал допуска. Плата 1 содержит первую группу резисторов, плата 2 — первую и вторую группы, плата 3 — первую—третью группы, плата 4 — первую—четвертую группы, плата 5 — первую—пятую группы резисторов.

Рис. 2 демонстрирует уменьшение вероятности выхода годных P с увеличением номера платы ($P_1=1$; $P_2=0,83$; $P_3=0,67$; $P_4=0,5$; $P_5=0,33$). Таким образом, с увеличением числа групп ТПР, чувствительных к разным систематическим погрешностям и формируемых на одной плате, уменьшается выход годных плат МСБ.

В некоторых случаях систематические погрешности сопротивления резистора можно устранить путем их компенсации при технологическом процессе напыления. В первую очередь, к таким погрешностям следует отнести систематические погрешности удельного поверхностного сопротивления, а именно: аппаратную погрешность, погрешности за счет влияния формирования защитной изоляции.

На практике компенсация вышеуказанных систематических погрешностей осуществляется экспериментально путем подбора сопротивления «свидетеля» по максимуму выхода годных плат. Если МСБ содержит ТПР с разными размерами l, b , то, как это следует из формул (1)—(5), а также рис. 1, 2, полной компенсации систематических погрешностей путем изменения ρ не происходит ввиду сильной корреляции резисторов по ρ . Поэтому необходима разработка иных алгоритмов компенсации данных систематических погрешностей.

Иногда выход годных МСБ может быть повышен путем изменения в конструкторской документации номинальных значений сопротивлений ТПР в соответствии с их точными значениями, которые можно рассчитать по формулам (1)—(5).

Можно также учитывать систематические погрешности при конструировании МСБ путем расчета длины и ширины ТПР. При $K_\phi \geq 10$ задаются шириной ТПР и определяют его длину:

$$l = K_\phi (b - \Delta b_c). \quad (6)$$

При $K_\phi \leq 0,1$ задаются длиной ТПР и определяют его ширину:

$$b = \rho (l + \Delta l_c) / (R - R_3). \quad (7)$$

При $0,1 < K_\phi < 10$ расчет размеров ТПР по формулам (6), (7) не всегда возможен — ввиду того, что при конструировании топологии платы применяют координатную сетку с определенным шагом (обычно 0,05—0,2 мм), а величины систематических погрешностей длины и ширины ТПР составляют 3—20 мкм. В этом случае линейные размеры ТПР увеличивают до таких значений, при которых обеспечивается требуемый допуск сопротивления ТПР, рассчитанный с учетом систематических погрешностей. По данному способу было сконструировано свыше 60 тонкопленочных плат. Изготовление этих плат производилось на предприятии НПП «Темп-Авиа» и «Чебоксарский приборостроительный завод». На обоих предприятиях выход годных плат не ограничивался причинами непопадания сопротивления ТПР в заданный допуск.

Однако вышеприведенные методы повышения выхода годных МСБ не всегда приемлемы с точки зрения работоспособности устройства (в случае изменения номиналов сопротивлений), обеспечивают невысокую точность компенсации систематических погрешностей и приводят к увеличению размеров ТПР. Поэтому радикальным способом повышения выхода годных МСБ является полная компенсация каждой систематической погрешности путем введения констант в программы изготовления фотошаблонов, которая заключается в следующем.

1. При учете сопротивления электродов для ТПР с коэффициентом формы $K_\phi < 0,1$ задаются длиной ТПР и определяют его ширину по формуле $b = \rho l / (R - R_3)$.

2. В программу для изготовления фотошаблона, определяющего длину ТПР, вводят константу $\Delta l_c / 2$ — таким образом, чтобы контуры элементов фотошаблона увеличились на величину $\Delta l_c / 2$ в каждую сторону.

3. В программу для изготовления фотошаблона, определяющего ширину ТПР, вводят константу $\Delta b_c / 2$

— таким образом, чтобы ширина соответствующего элемента фотошаблона увеличивалась (уменьшалась) на величину $\Delta b_c/2$ в каждую сторону. В результате ширина b_ϕ этих элементов составит $b_\phi = b + \Delta b_c$ или $b_\phi = b - \Delta b_c$. Знак константы определяется при измерении систематических погрешностей.

Компенсация погрешностей путем введения констант в программы изготовления фотошаблона, кроме улучшения воспроизводимости ТПР, позволяет улучшить также воспроизводимость проводников и контактных площадок. Кроме того, дополнительно повышается точность изготовления сопротивления ТПР за счет уменьшения относительной случайной погрешности.

Поясним сказанное на примере. Пусть при изготовлении резистора шириной 50 мкм систематическая абсолютная погрешность ширины ТПР составляет $\Delta b_c = -10$ мкм, а случайная — $\Delta b = \pm 5$ мкм. Тогда относительная случайная погрешность без компенсации систематической погрешности составит $\delta b_1 = 5/40 = 0,125$, а с компенсацией — $\delta b_2 = 5/50 = 0,1$.

Выводы

Из рассмотренных способов компенсации систематических погрешностей конструктивных параметров тонкопленочных резисторов наилучшей является компенсация путем изменения размеров элементов фотошаблона по определенным алгоритмам, которая позволит значительно уменьшить размеры тонкопленочных элементов без уменьшения процента выхода годных микросборок, что приведет к уменьшению себестоимости и размеров МСБ.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ермолаев Ю. П., Пономарев М. Ф., Крюков Ю. Г. Конструкция и технология микросхем.— М.: Радио и связь, 1980.
2. Васильев И. И. Проектирование и изготовление резисторов для ГИС в массовом производстве // Обмен производственно-техническим опытом.— 1986.— Вып. 12.— С. 66—67.
3. Спирин В. Г. Математические модели сопротивления тонкопленочного резистора с размерами 50 мкм // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2004.— № 2.— С. 14—16.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

Е·Х·Р·О
EXPO ELECTRONICA

8-я МЕЖДУНАРОДНАЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ
ВЫСТАВКА ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ
И ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

8th INTERNATIONAL EXHIBITION FOR ELECTRONIC
COMPONENTS AND TECHNOLOGICAL EQUIPMENT

5-8 АПРЕЛЯ / APRIL 2005
РОССИЯ, МОСКВА, СК "ОЛИМПИЙСКИЙ"
OLIMPIYSKIY COMPLEX, MOSCOW, RUSSIA

Совместно с / Incorporating:
ElectronTech EXPO

Организаторы / Organisers:
Тел./Tel: +7(812)380-6007
380-6003, 380-6000
Факс/Fax: +7(812)380-6001
e-mail: electron@primexpo.ru

Соорганизатор / Co-organiser:
PRIMEXPO

При официальной поддержке / The official support:
Министерство промышленности и энергетики Российской Федерации
Министерство экономического развития и торговли Российской Федерации
Министерство информационных технологий и связи Российской Федерации
Правительство Москвы
Moscow government

Информационные спонсоры / Information sponsors:
www.expoelectronica.ru

К. т. н. А. А. ЕФИМЕНКО, В. В. ШАТАЛОВ

Украина, г. Одесса, Нац. политехнический ун-т,
ООО «Телекарт-Прибор»
E-mail: kpra@rtf.ospu.odessa.ua

Дата поступления в редакцию
12.05 2003 г. — 05.07 2004 г.
Оппонент к. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО
(НПП "Сатурн", г. Киев)

МОДЕЛИРОВАНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ СОЕДИНИТЕЛЕЙ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ЦЕПЯХ

Рассмотрены особенности использования низкочастотных соединителей в высокочастотных цепях с учетом влияния перекрестных помех и согласования волнового сопротивления.

Современная электронная аппаратура (ЭА) характеризуется высокими частотами передаваемых сигналов, большим количеством линий связи и разъемных соединений. Электрические соединители, включаемые в эти линии связи, должны отвечать повышенным требованиям к параметрам, в том числе по постоянству импеданса и защите от перекрестных помех.

Наилучшим образом этим требованиям удовлетворяют коаксиальные соединители. Их применение практически исключает проникновение перекрестных помех из одной сигнальной линии в другую. Однако при большом числе линий связи применение коаксиальных соединителей нетехнологично и ухудшает массогабаритные показатели ЭА.

Применение низкочастотных (НЧ) соединителей, которые технологически эффективнее при использовании, делает линию связи восприимчивой к перекрестным помехам между соседними сигнальными контактами. Вместе с тем НЧ-соединители все же используются и на более высоких частотах, чем это предписано техническими условиями (для большинства из них предельная частота составляет 3 МГц). Это решается в процессе конкретной разработки, и возможность использования НЧ-соединителей подтверждается, как правило, при отладке макетов или опытных образцов.

Некоторые разработчики уже в диапазоне 500—1000 кГц применяют и коаксиальные кабели, и НЧ-соединители — опасаясь необходимости переработки аппаратуры на более поздних стадиях и, соответственно, дополнительных затрат. Но это не значит, что использование НЧ-соединителей не даст нужного результата. Такая подстраховка вызвана тем, что разработчики по разным причинам не используют эффективный инструмент — моделирование.

Цель статьи — показать возможность применения низкочастотных соединителей в высокочастотных цепях и определить схемы включения соединителей, которые позволят использовать их в современной ЭА без ухудшения характеристик аппаратуры.

Используя методику, приведенную в [1], покажем схемы и электрические модели нескольких вариантов включения контактов соединителей (см. **рис. 1**):

а) для одиночного изолированного контакта НЧ-соединителей;

б) для высокочастотных (ВЧ) соединителей (эта модель может применяться для моделирования НЧ-соединителей, когда контакты, расположенные рядом с сигнальным контактом, заземлены);

в) для НЧ-соединителей, когда сигнальные контакты с источником помехи (ИП) и приемником помехи (ПП) находятся рядом;

г), е) для НЧ-соединителей, когда сигнальные контакты с ИП и ПП находятся соответственно через один и через два рядом расположенных контакта;

д), ж) аналогично предыдущим схемам и моделям контакты с ИП и ПП находятся соответственно через один и через два рядом расположенных контакта, но последние соединены с "землей".

Электрические параметры контактов некоторых НЧ- и ВЧ-соединителей для построенных моделей представлены в **табл. 1**.

Моделирование разъемных соединителей проводилось на ПЭВМ с использованием системы схемотехнического моделирования Design Center (PSPICE) [2]. Моделирование НЧ-соединителей проводилось по схеме **рис. 1, а**, ВЧ — по схеме **рис. 1, б**.

Для НЧ- и ВЧ-соединителей построены АЧХ и ФЧХ, представленные на **рис. 2** и **3**, соответственно. В качестве нагрузки для ВЧ-соединителей использовался резистор с сопротивлением, равным волновому сопротивлению соединителя Z_L , а для всех низкочастотных соединителей использовался резистор с сопротивлением 100 Ом.

Из результатов моделирования видно, что АЧХ и ФЧХ НЧ- и ВЧ-соединителей близки, что позволяет предположить возможность использования НЧ-соединителей на высоких частотах порядка 10 МГц. Однако это не является достаточным условием с точки зрения взаимного влияния. Поэтому используя схемы включения контактов в качестве сигнальных, показанные на **рис. 1, в—ж**, проведено моделирование перекрестных помех между этими контактами. Результаты моделирования представлены на **рис. 4—8**.

Анализируя результаты моделирования перекрестных помех, можно сделать вывод о том, что простое

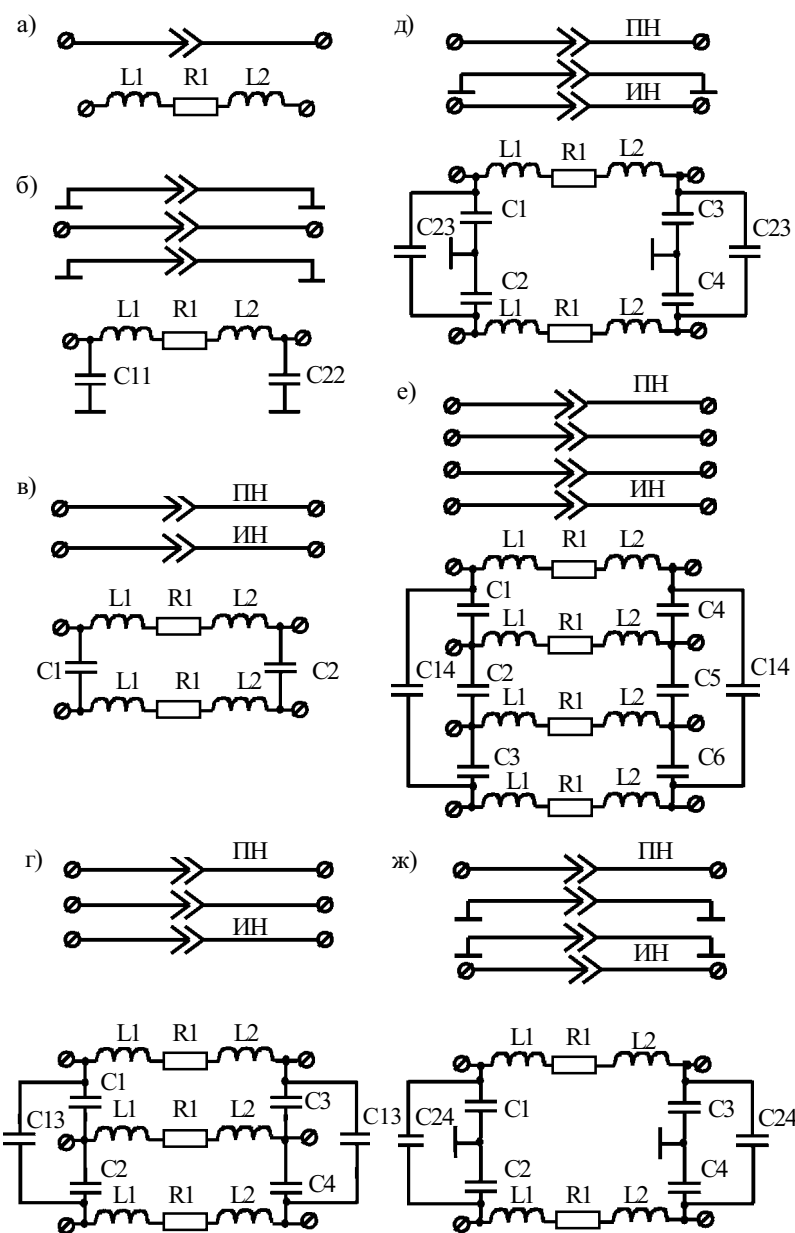


Рис. 1

Таблица 1

Тип соединителя	Параметры модели	Значение параметра	Модель	
ТВ (нормированное волновое сопротивление $Z_0 = 75 \text{ Ом}$)	$R1, \text{ Ом}$	0,01	Рис. 1, б	
	$L1, L2, \text{ нГн}$	25,5		
	$C11, C22, \text{ пФ}$	1,05		
	24-10-1 TGG	$R1, \text{ Ом}$		0,02
	24-13-1 TGG ($Z_0 = 50 \text{ Ом}$)	$L1, L2, \text{ нГн}$		13
CP50-163ФВ ($Z_0 = 50 \text{ Ом}$)	$C11, C22, \text{ пФ}$	0,92	Рис. 1, а — ж	
	$R1, \text{ Ом}$	0,03		
РП10-11	$L1, L2, \text{ нГн}$	21,4		
	$R1, \text{ Ом}$	0,028		
	$C11, C22, \text{ пФ}$	1,1		
	$C13, \text{ пФ}$	0,34		
	$C23, \text{ пФ}$	0,13		
	$C14, \text{ пФ}$	0,24		
	$C24, \text{ пФ}$	0,04		
УЭНП21С	$R1, \text{ Ом}$	0,03		
	$L1, L2, \text{ нГн}$	32		
	$C11, C22, \text{ пФ}$	1,0		
	$C1 - C6, \text{ пФ}$	0,5		
	$C13, \text{ пФ}$	0,33		
	$C23, \text{ пФ}$	0,12		
	$C14, \text{ пФ}$	0,23		
СНП 58	$R1, \text{ Ом}$	0,012		
	$L1, L2, \text{ нГн}$	19		
	$C11, C22, \text{ пФ}$	1,1		
	$C1 - C6, \text{ пФ}$	0,55		
	$C13, \text{ пФ}$	0,24		
	$C23, \text{ пФ}$	0,12		
ГРПМ 1	$R1, \text{ Ом}$	0,019		
	$L1, L2, \text{ нГн}$	29		
	$C11, C22, \text{ пФ}$	1,6		
	$C1 - C6, \text{ пФ}$	0,8		
	$C13, \text{ пФ}$	0,65		
	$C23, \text{ пФ}$	0,15		
	$C14, \text{ пФ}$	0,32		
$C24, \text{ пФ}$	0,06			

увеличение расстояния между сигнальными контактами за счет их использования через один и через два (рис. 5, 6) не дает существенных результатов по снижению перекрестных помех. В то же время заземление пропущенных контактов (рис. 7, 8) приводит к значительному подавлению помех по сравнению со случаем, когда контакты выбраны рядом.

При применении соединителей в цепях, которые можно отнести к длинным линиям, очень важно обеспечить согласование волнового сопротивления соединителя и линии связи во избежание отражений и, вследствие этого, искажений передаваемых сигналов.

Волновое сопротивление исследуемых коаксиальных соединителей можно определить по формуле [3, с.131]

$$Z_L = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \text{ Ом,}$$

где ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость среды (в нашем случае — материала диэлектрика соединителя);

D, d — диаметры соответственно экранирующего корпуса и центрального контакта.

Для низкочастотных соединителей [3, с. 137]

$$Z_L = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{2a}{d} \text{ Ом,}$$

где d — диаметр выводов соединителя;

a — расстояние между центрами выводов соединителей, образующих линию связи.

Результаты расчета Z_L приведены в табл. 2.

Таким образом, предложенная методика с достаточной для практики точностью может быть использована для получения заданного значения Z_L при разработке соединителей. Отклонение волнового сопротивления ВЧ-соединителей не превышает 12%, что может быть вызвано допуском на значение этого параметра и погрешностью расчета.

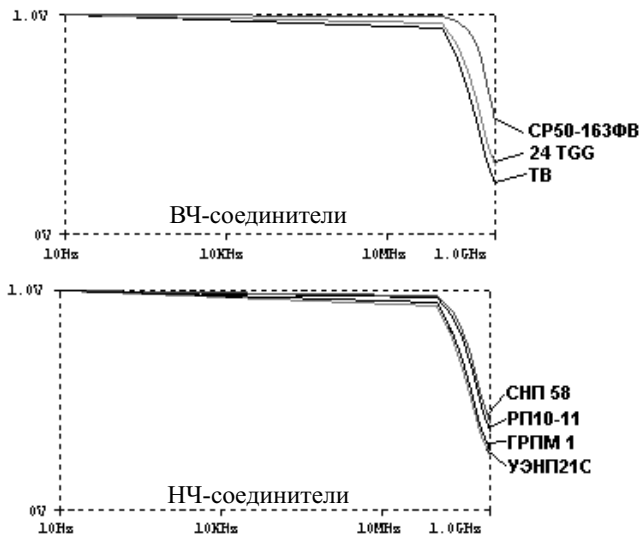


Рис. 2. АЧХ

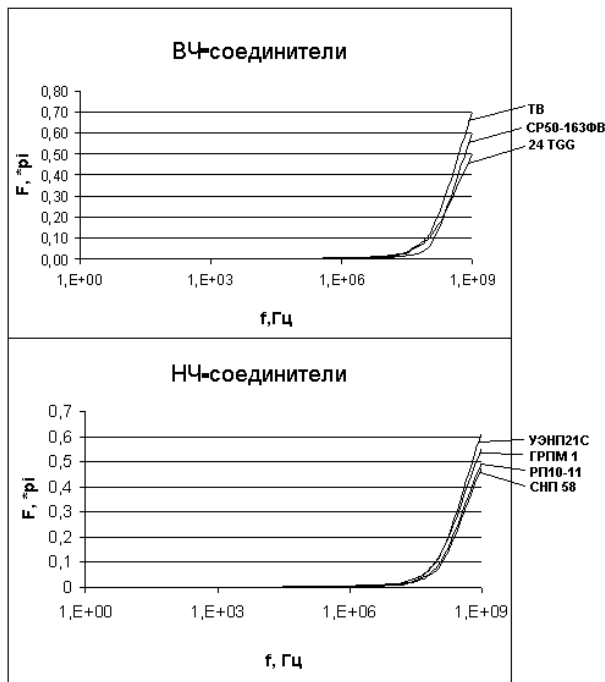


Рис. 3. ФЧХ

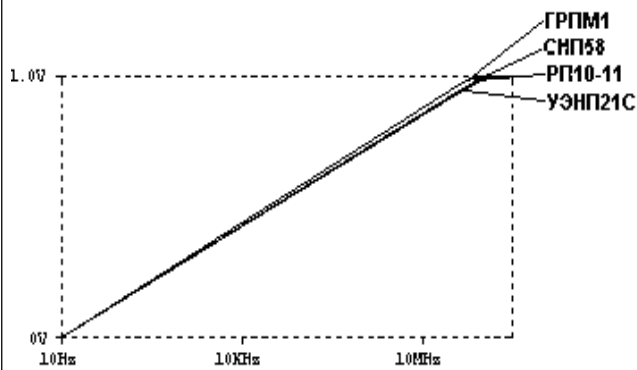


Рис. 4. Результаты моделирования перекрестных помех по схеме рис. 1, в

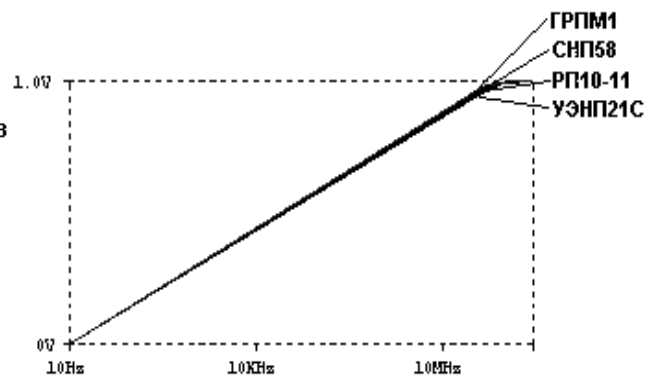


Рис. 5. Результаты моделирования перекрестных помех по схеме рис. 1, з

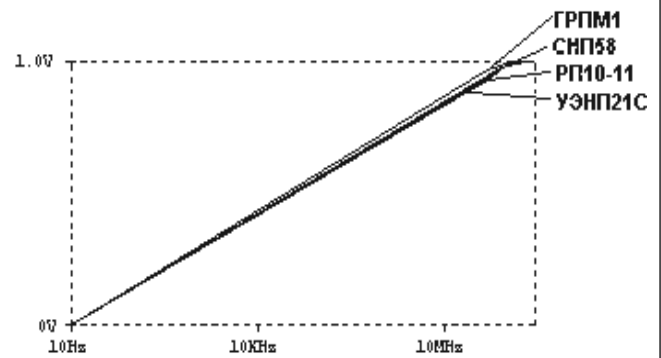


Рис. 6. Результаты моделирования перекрестных помех по схеме рис. 1, е

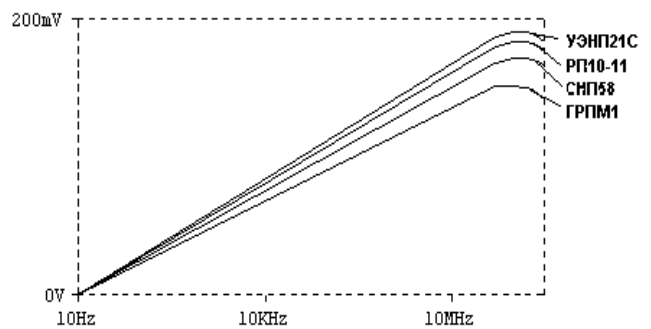


Рис. 7. Результаты моделирования перекрестных помех по схеме рис. 1, д

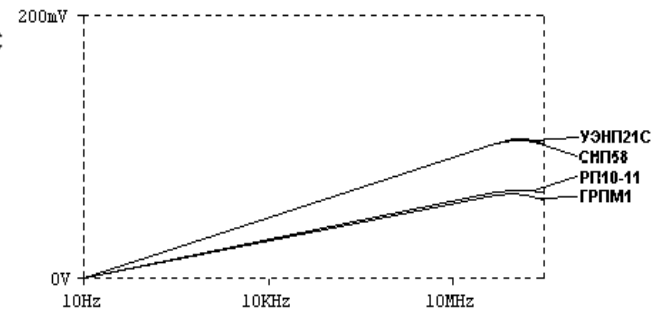


Рис. 8. Результаты моделирования перекрестных помех по схеме рис. 1, ж

Таблица 2

Тип соединителя	Z_L , Ом
ТВ ($Z_0 = 75$ Ом)	69,3
24-10-1 TGG, 24-13-1 TGG ($Z_0 = 50$ Ом)	55,9
СР 50-163ФВ ($Z_0 = 50$ Ом)	51,6
РП10-11	99,2
УЭНП21С	103,2
СНП 58	109
ГРПМ 1	81

Волновые сопротивления НЧ-соединителей можно привести к требуемым значениям путем применения материала изолятора с другой диэлектрической проницаемостью или путем изменения геометрических размеров контактов, а также за счет изменения расстояния между соседними контактами электрического соединителя.

В результате экспериментов было определено, что вилка ВЧ-соединителя имеет волновое сопротивление выше номинального, а розетка — ниже, но при их сочленении волновое сопротивление стремится к номи-

нальной величине, т. е. отклонение Z_L от номинального значения составных частей компенсируется.

Основываясь на результатах моделирования, можно сделать вывод, что применение НЧ-соединителей на более высоких частотах, чем это определено техническими условиями, возможно при использовании рассмотренных схем включения, позволяющих снизить влияние перекрестных помех и искажение передаваемых сигналов, а также (в необходимых случаях) при приведении значения волнового сопротивления Z_L к заданному.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ефименко А. А., Шаталов В. В. Моделирование разъемных контактов в электрических соединениях электронной аппаратуры // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2001.— № 4—5.— С. 7—10.

2. Разевиг В. Д. Система схемотехнического моделирования и проектирования печатных плат Design center PSpice.— М.: СК Пресс, 1996.

3. Мейнке Х., Гундлах Ф. В. Радиотехнический справочник. Т. 1.— М.-Л.: Гос. энергетическое изд-во, 1960.

К. ф.-м. н. А. Г. ГОЛОВКО

г. Херсон, НПФ «Артур»
E-mail: argo_m@ukr.net

Дата поступления в редакцию
03.02 2004 г.

Оппонент к. ф.-м. н. С. Д. ВОТОРОПИН
(НИИПП, г. Томск)

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ БАРЬЕРАХ

Подтверждена справедливость установленной ранее закономерности флуктуационных преобразований в электронных приборах с нелинейными вольт-амперными характеристиками.

Любой процесс переноса зарядов сопровождается флуктуациями электрофизических параметров, в технической литературе обозначаемых как «шумы». Разработчикам электронной аппаратуры важно знать, каким образом будут проявляться флуктуации напряжения в элементах электрической цепи при изменении режимов смещения. Если для омических образцов известно, что для низкочастотных флуктуаций напряжения спектральная плотность $G_u(f)$ оказывается пропорциональной квадрату силы тока I , то для образцов с нелинейной вольт-амперной характеристикой (ВАХ) такой зависимости в литературе раньше найти было невозможно [1—3]. Тем не менее, она была установлена автором еще в середине семидесятых годов прошлого столетия на основе исследований токовой зависимости флуктуаций в прямосмещенных барьерах Шоттки и $p-n$ -переходах [4] и использована, например, для создания нового способа измерения тока насыщения барьеров Шоттки и $p-n$ -переходов [4, 5].

Установленная функция преобразования флуктуаций была описана в нескольких публикациях, например, в [5—8]. Однако в наиболее удобном для восприятия виде она содержится в работах [9, 10]. Ее суть состоит в том, что мгновенная флуктуация электропроводности $\delta g(t)$, вызванная мгновенной флуктуацией концентрации носителей зарядов (электронов — $\delta n(t)$, дырок — $\delta p(t)$) или (и) их подвижности $\delta \mu(t)$, преобразуется во флуктуации падения напряжения $\delta u(t)$ на образце с нелинейной ВАХ согласно простому соотношению [10, ф-ла (3)]

$$\delta u(t) = \delta g(t) r_d U, \quad (1)$$

где r_d — дифференциальное сопротивление образца;
 U — падение напряжения на образце.

Можно применить к флуктуирующим параметрам Фурье-анализ и получить для соответствующих спектральных плотностей соотношение

$$G_u(f) = G_g(f) (r_d U)^2. \quad (2)$$

Для текущих спектров $S(f)$ это равнозначно соотношению [10]

$$S_u(f) = S_g(f) r_d U. \quad (3)$$

Характер токовой зависимости шумов в соответствии с (3) наглядно демонстрируют графики, приведенные в работе [9]. Для барьеров Шоттки и $p-n$ -пе-

реходов это сначала растущая с током кривая, которая достигает максимума и затем плавно спадает.

При получении трех форм представления закона преобразований флуктуаций использован принцип мгновенности распространения электрического сигнала в цепи, который устанавливает высокочастотную границу применимости (1)–(3). Очевидно, что представленным выше закономерностям подчиняются как низко-, так и среднечастотные флуктуации, отнесенные к так называемым 1/f- и дробовым шумам.

В такой универсальности рассматриваемого закона любой исследователь легко может убедиться самостоятельно, проведя, например, компьютерное моделирование процессов флуктуационных преобразований на примере требуемого механизма переноса зарядов. Для этой цели можно воспользоваться популярной и эффективной программой Microsoft Excel, объединяющей в себе как электронные таблицы, так и графические средства. Основные приемы использования этой программы для компьютерного моделирования, научных и инженерных расчетов детально описаны в [11]. Широкая популярность программы не требует каких-либо дополнительных замечаний.

Продемонстрируем сопоставление результатов компьютерного моделирования преобразования флуктуаций электрофизических свойств материала во флуктуации падения напряжения на образце с результатами действия приведенного выше закона флуктуационных преобразований на примере наиболее значимого для микроэлектроники элемента — полупроводникового *p-n*-перехода. Его вольт-амперная характеристика хорошо изучена и может быть представлена в виде [12, с. 389, ф-ла (7а)]

$$I = [(qD_n p_n / L_p) + (qD_p n_p / L_n)] [\exp(qU/kT) - 1] = I_0 [\exp(qU/kT) - 1], \quad (4)$$

- где I — сила тока в диоде;
 q — элементарный заряд;
 D_n и D_p — коэффициенты диффузии соответственно электронов и дырок;
 p_n — концентрация дырок в *n*-области;
 n_p — концентрация электронов в *p*-области;
 L_n и L_p — длина свободного пробега электронов и дырок, соответственно;
 k — постоянная Больцмана;
 T — абсолютная температура;
 I_0 — ток насыщения.

Аналогичными ВАХ обладают также диоды с барьерами Шоттки, для которых в экспоненту введен уточняющий коэффициент идеальности ВАХ — m (см. напр. [9]).

Можно предложить различные варианты появления флуктуаций в барьерах. Например, пусть из-за тепловых процессов в (4) изменилось мгновенное значение концентрации электронов на величину $\pm \delta n_p(t)$ или дырок — на $\pm \delta p_n(t)$. Это приведет к изменению величины тока насыщения $\pm \delta I_0(t)$. Определим, к какому изменению падения напряжения на диоде δU приведет этот всплеск, учитывая, что

$$U = (mkT/q) \ln[(I/I_0) + 1]. \quad (5)$$

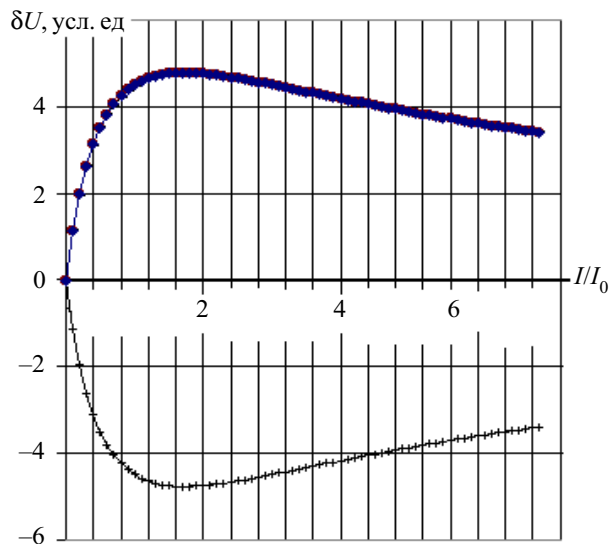
Флуктуацию напряжения можно определить следующим образом:

$$\delta U = \{(mkT/q) \ln[(I/I_0) + 1]\} - \{(mkT/q) \ln[(I \pm \delta I)/I_0 + 1]\} = (mkT/q) \ln\{(I + I_0)/[(I \pm \delta I) + I_0]\}, \quad (6)$$

где

$$\delta I = \delta I_0 \exp[(qU/mkT) - 1]. \quad (7)$$

Задавшись условной величиной флуктуаций оговоренных выше концентраций носителей зарядов $\delta n(t)$ и $\delta p(t)$ на уровне 1% (что приводит в (6) к флуктуации тока насыщения величиной $\delta I_0 = 0,01 I_0$) и шагом изменения прямого тока $\Delta I = 0,1 I_0$ в диапазоне токов от 0 до $100 I_0$, мы получили таблицы зависимости флуктуаций напряжения δU от силы тока. При этом использовано упрощающее допущение, что однопроцентное изменение тока насыщения не оказывает существенного влияния на величину падения напряжения на образце по сравнению с таким изменением в случае перехода на следующий шаг изменения смещения на одну десятую часть от величины тока насыщения. Для более наглядной демонстрации формы флуктуационного максимума на рисунке сплошными линиями представлены графики лишь в начальной области исследований (0— $7 I_0$).



Токвая зависимость флуктуаций падения напряжения на *p-n*-переходе:

сплошная линия — результат компьютерного моделирования; точки — расчет в соответствии с законом флуктуационных преобразований (1)

Сравним полученные результаты моделирования с соотношением (1). Так, произведение $r_d U$ на основе ВАХ (4) определяется как

$$r_d U = [(mkT)^2 / q^2 I_0] \ln[(I/I_0) + 1] / [(I/I_0) + 1].$$

С учетом этого для барьеров Шоттки и *p-n*-переходов выражение (1) примет вид

$$\delta U(t) = \delta g(t) [(mkT)^2 / q^2 I_0] \ln[(I/I_0) + 1] / [(I/I_0) + 1]. \quad (8)$$

На рисунке точками представлен график зависимости (8) с учетом принятой постоянной для всех режимов смещения величины флуктуации $[\delta g(t) = (mkT)^2 / q^2 I_0]$. Кривые сливаются. Однако вспомним, что достаточно хорошее совпадение экспериментальных шумовых кривых с зависимостью (3) продемонстрировано в работе [9]. То есть наши разноплановые исследова-

ния подтверждают справедливость предложенных соотношений (1)—(3). Одновременно существует особенность шумовых измерений в деталях: температурные исследования неизменно показывают наличие двух независимых шумовых максимумов — отдельно от электронной и дырочной составляющих для p - n -переходов [13] и один максимум — для барьеров Шоттки.

Из установленных нами зависимостей вытекает ряд очевидных возможностей использования шумовых измерений для определения электрофизических параметров диодов. Так, например, легко показать, что максимум кривых, представленных на рисунке, как и экспериментальных шумовых кривых [4, 5, 9], приходится на значение силы тока I^* —

$$I^* = (e-1)I_0 = 1,718 I_0, \quad (9)$$

где e — основание натуральных логарифмов.

Отсюда следует простой способ определения тока насыщения барьера: необходимо измерить силу тока, при которой шумы максимальны, и разделить полученное значение на 1,718 или же проградуировать соответственным способом шкалу прибора для непосредственного снятия показаний при максимуме шумов [5].

Первоначально приведенные выше шумовые соотношения нами были установлены и проверены на образцах барьеров Шоттки, изготавливаемых для своих собственных исследовательских целей в ГИРЕДМЕТ (г. Москва) на основе различных полупроводниковых материалов и металлических выпрямляющих контактов. Преимуществом их использования было предварительное знание достаточно широкого спектра параметров изделия. Это давало возможность сравнивать и подтверждать результаты расчетов на основании шумовых исследований с известными параметрами. В дальнейшем аналогично были использованы светоизлучающие диоды, разработанные и изготовленные в Тбилиском НИИ физики полупроводников (НИИ «МИОН») на основе $\text{GaAs}_{1-x}\text{Al}_x$ [13], а также p - n -переходы в составе серийно выпускаемых микросхем 155 серии. Подтверждение методики определения тока насыщения [5] осуществлено на точечных диодах типа Д9, выпрямительных типа Д226 и других серийно выпускаемых изделиях. Отрицательных результатов не было.

Также обращает на себя внимание своеобразная возможность использовать действие установленного флюктуационного закона. Так, модулировать концентрацию носителей зарядов в барьере можно путем инжекции носителей или освещением, например, по гармоническому закону. Прямо смещенные барьеры преобразуют этот сигнал в гармонический сигнал падения напряжения, амплитуда которого ограничена приведенными на графике симметричными кривыми, а менять ее можно величиной прямого смещения диода.

Подчеркнем, что такое преобразующее устройство работает при смещениях, сравнимых с тепловым напряжением kT/q , равным 0,026 В для 300 К, с особо высоким частотным пределом для диодов Шоттки. В любом случае, такое использование диодов — это новый тип сенсоров. Кроме того, данный эффект можно использовать для определения, например, тока насыщения барьера, заменив измерение шумового сигнала более приемлемым и надежным для измерительной техники измерением гармонического или импульсного сигнала.

Таким образом, компьютерное моделирование преобразования флюктуаций концентрации подвижных носителей зарядов, а следовательно, и тока насыщения, во флюктуации падения напряжения на диодах подтверждает ранее установленный закон флюктуационных преобразований в образцах с нелинейной ВАХ.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ван дер Зил А. Флюктуационные явления в полупроводниках.— М.: ИЛ, 1961.
2. Ван дер Зил А. Шум при измерениях.— М.: Мир, 1973.
3. Hooge F. N., Kleinpenning T. G. M., Vandamme L. K. J. Experimental studies of $1/f$ noise // Rep. Prog. Phys.— 1981.— Vol. 44.— P. 479—532.
4. Головки А. Г. Экспериментальное исследование токовой зависимости низкочастотных флюктуаций напряжения в барьерах Шоттки, p - n -переходах и резистивных тонких пленках / Автореф. дисс. ... канд. физ.-мат. наук.— Москов. ин-т электронной техники, 1976.
5. А. с. 555814 СССР. Способ измерения тока насыщения p - n -переходов и барьеров Шоттки / А. Г. Головки.— 1977.— Бюл. № 15.
6. Головки А. Г. $1/f$ -шумы в барьерных слоях // Изв. ВУЗов. Радиотехника.— 1978.— № 10.— С. 1531—1534.
7. Головки А. Г. Флюктуации напряжения в барьерах Шоттки // ФТП.— 1978.— № 12.— С. 2382—2383.
8. Головки А. Г., Головки Т. А. Новый флюктуационный закон для стационарного процесса переноса зарядов / Мат-лы докл. междунар. науч.-техн. семинара «Шумовые и деградационные процессы в полупроводниках». 27—30 ноября 1998.— М.: МНТО РЭС им. А. С. Попова.— 1999.— С. 264—268.
9. Головки А. Г. Преобразование низкочастотных флюктуаций электропроводности в датчиках с нелинейной ВАХ // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2003.— № 4.— С. 50—51.
10. Головки А. Г. Физический принцип преобразования флюктуаций в датчиках // Там же.— 2003.— № 6.— С. 47—48.
11. Орвис В. Дж. Excel для ученых, инженеров и студентов.— Киев: Юниор, 1999.
12. Шимони К. Физическая электроника.— М.: Энергия, 1977.
13. Головки А. Г. Изменения низкочастотных шумов в p - n -переходах при низких температурах // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2004.— № 2.— С. 10—13.

К. т. н. В. Г. КУДРЯ

Украина, Одесский государственный экологический университет

Дата поступления в редакцию
09.03 2003 г. — 11.03 2004 г.

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

МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ УВЧ-УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

В УВЧ-диапазоне корректное проектирование электронной аппаратуры практически невозможно без объединения схемотехнического и конструкторского проектирования.

Задача повышения быстродействия, надежности и энергетической оптимизации электронной аппаратуры различного назначения наталкивается на проблему проектирования с учетом внутреннего электромагнитного состояния. Электромагнитные помехи в электрических цепях коммуникатора (т. е. помехи межкомпонентных соединений — токопроводящих дорожек печатных плат, экранов, распределенных шлейфов) не отображаются даже наиболее современными интегрированными пакетами анализа электронных схем наподобие MicroCap или OrCAD. Такое положение объясняется сложностью построения корректных *электродинамически обоснованных* моделей анализа высокочастотных электрических цепей [1].

На примере анализа характеристик реальной конструкции балансного усилителя мощности [2, с. 116—118] ультравысокочастотного (УВЧ) (0,3—3 ГГц) диапазона предлагается подход к проектированию электронной аппаратуры с учетом опасных электромагнитных помех.

Элементами множества компонентов усилителя мощности являются компоненты квадратурного делителя и сумматора, транзисторы канальных усилителей и компоненты развязки. К коммуникатору отнесены печатные дорожки, экраны, одно- и многопроводные соединители, разъемы и т. п. Другими словами, коммуникатор — это то, что остается в устройстве после удаления из него сосредоточенных компонентов.

Анализ коммуникатора предполагает определение его магнитных и электрических потоков через соответствующие поверхности коммуникатора реальной конструкции. При этом с целью упрощения вычисления этих потоков можно искусственно устранять геометрические неоднородности как элементов коммуникатора, так и компонентов со сложными геометрическими поверхностями. Незначительные размеры компонентов по отношению к коммуникатору позволяют заменять их геометрическими точками, не имеющими размеров, а места их расположения искусственно заменять продолжением проводников, к кото-

рым присоединен компонент. (Можно показать, что погрешность вычисления потоков при такой замене сведется к заведомо заданной величине.)

Анализ усилителя мощности выполнялся с учетом следующих факторов.

1. Действие законов Кирхгофа ограничивается выполнением соотношения $l \ll \lambda$, где l , λ — размер створки платы и длина электромагнитной волны, соответственно. В случае $l < \lambda$ поле коммуникатора усилителя не является «абсолютно» потенциальным, и поэтому использование понятий «напряжение» и «ток» в классическом их понимании недостаточно корректно.

В основу разработанной модели анализа усилителя положен принципиальный подход декомпозиции электрической цепи (ЭЦ) на компоненты и коммуникатор [3]. Это позволило применить теорию квазистационарных электромагнитных полей для анализа коммуникатора и классическую теорию ЭЦ для анализа сосредоточенных компонентов.

2. Продуктивной идеей электродинамического обоснования стало введение зон, или областей однозначного определения напряжений и токов. Такое представление позволяет однозначно определять как процессы в коммуникаторе, так и процессы в компонентах. В математической модели в качестве неизвестных величин используются токи и напряжения указанных зон.

3. Электромагнитные помехи как производные потоков векторов магнитной и электрической индукции учитывались в виде генераторов соответственно напряжений u_n и токов i_n , места подключения которых определяются на основе мажоритарной верификации:

$$u_n = \frac{d\Phi}{dt}; \quad i_n = \frac{dN}{dt},$$

где Φ и N — магнитный и электрический потоки, t — время.

4. Расчет магнитных и электрических параметров коммуникатора выполнен на основе детального анализа его конструкторско-морфологической структуры. Для их вычисления применен системный принцип декомпозиции сложной конструкции на элементарные (параллельные и радиальные) части [4] с вычислением электрических и магнитных потоков на основе аналогии плоскопараллельных и сферопараллельных полей. Последние рассчитывались с использованием компьютерной техники как поля, ис-

точниками которых считались токи и напряжения полюсов компонентов.

5. Электродинамические параметры позволили построить схематическую модель электромагнитных помех в виде зависимых источников электроэнергии. В качестве примера отображения магнитной составляющей электромагнитной помехи, источником которой является ток, может быть схема **рис. 1**, составленная в интегрированной программной среде пакета MicroCap. Здесь Pin_1 и Pin_2 — полюса компонентов, ток которых генерирует магнитный поток (источник магнитной помехи), PinB_1 и PinB_2 — полюса, на выходе которых генерируется напряжение, которое создается магнитным потоком помехи.

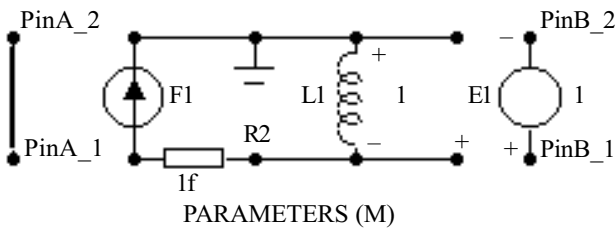


Рис. 1. Модель магнитной помехи

Подобным образом формируются макромодели препятствий электрических потоков, причем с разным количеством входов и выходов.

Дополнение схемы усилителя [2] макромоделями опасных электромагнитных препятствий позволит получить его частотные характеристики (см. **рис. 2**).

Сравнивая частотные характеристики, рассчитанные в соответствии с классической моделью и электродинамически обоснованной моделью, можно сделать следующие выводы.

1. Эффект активного усиления мощности в реальной конструкции значительно хуже ожидаемого. Действительно, на центральной частоте 1,05 ГГц коэффициент усиления по мощности на кривой *e* меньше в три раза, чем на кривой *k*.

2. Полоса прозрачности на кривой *e* отлична от полосы прозрачности на кривой *k*, т. е. избирательные свойства входной и выходной согласующих трансформаторной цепи изменяются за счет неотраженных электромагнитных препятствий конструкции коммуникатора усилителя мощности.

3. В реальной конструкции спектр выходного напряжения в меньшей мере поддается коррекции, т. е. он в большей мере совпадает по форме со спектром

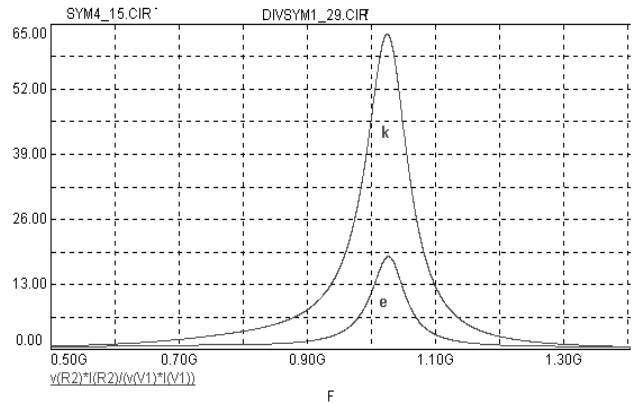


Рис. 2. Сравнение частотных характеристик классической (*k*) и электродинамически обоснованной (*e*) моделей

напряжения входного колебания. Объясняется такой результат тем, что “фантомные” пути передачи энергии снижают роль усилителя мощности.

4. Расхождение результатов вычисления по различным моделям обусловлено учетом и, соответственно, игнорированием электромагнитных обратных связей.

Безусловно, сравнительный анализ можно продолжить и по другим аспектам моделирования, например, получить характеристики устойчивости, выполнить вариационный анализ на разброс параметров компонентов и т. п.

Подытоживая изложенное, можно утверждать, что в УВЧ-диапазоне корректное проектирование электронной аппаратуры практически невозможно без объединения схемотехнического и конструкторского проектирования в единый процесс на основе применения электродинамически обоснованных моделей, тем более что применение электродинамически обоснованных моделей вполне обеспечивается вычислительными возможностями современной компьютерной техники.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Тозони О. В., Князь А. И. Электродинамические итерации при проектировании ЭВМ // Электронное моделирование.— 1979.— № 2.— С. 57—63.
2. Радиопередающие устройства / М. В. Балакирев, Ю. С. Вохмяков, А. В. Журиков и др.— М.: Радио и связь, 1982.
3. Князь А. И., Кудря В. Г. Электродинамически обоснованные схемотехнические модели параметрического видеосуслителя // Радиотехника.— 1985.— № 6.— С. 87—88.
4. Князь А. И. Электродинамика информационных систем.— М.: Радио и связь, 1994.

К. т. н. М. Д. СКУБИЛИН

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

Дата поступления в редакцию
26.05 2004 г.

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

ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ ВОЛНЕНИЯ МОРЯ

Предлагается принцип преобразования энергии волнения моря в электрическую энергию для питания автономных необслуживаемых источников информации морского базирования.

Энергообеспечение автономных необслуживаемых источников информации морского базирования, например буйковых автоматических метеорологических станций, предполагает использование сменных элементов электропитания, что и трудоемко, и экономически невыгодно, и экологически небезопасно. Вместе с тем широкое применение в качестве преобразователей неэлектрических величин в электрические находят пьезоэлектрики [1].

Альтернативой сменным гальваническим элементам электропитания или аккумуляторам, нуждающимся в периодической подзарядке, может стать устройство с пьезоэлектрическими преобразователями волнения поверхности моря в электрическую энергию.

Известны экологически чистые способы и устройства преобразования тепловой и других видов энергии в электрическую энергию. Так, способ и устройство преобразования энергии гравитации [2] используют перемещение масс вещества и — за счет разности произведения масс на плечи рычагов — вращение ротора генератора электроэнергии. Однако такое устройство отличается сложностью и значительной себестоимостью, ограниченностью срока функционирования и надежности в работе при незначительной выходной мощности.

Устройство преобразования тепловой энергии окружающей среды [3] основано на использовании известных свойств ферромагнитных материалов, способных генерировать или поглощать электроэнергию при изменении их температуры, но сложность их технической реализации, незначительная мощность и значительная себестоимость часто оказываются неприемлемыми.

Энергетическая установка морского базирования [4], содержащая заякоренное плавучее средство с противовесом и турбоэлектрогенератором постоянного тока, отличается значительными габаритно-массовыми характеристиками, сложностью аппаратной реализации, высокой себестоимостью и необходимостью в заякорении, что ограничивает ее применение.

Энергетическая установка [5] произвольного базирования, содержащая ротор с радиально расположенными спицами и размещенными на них нитиноловыми и пьезоэлектрическими элементами, способна работать только при к. п. д. пьезоэлектрических и нитиноловых элементов, значительно (на 2—3 порядка) превышающих единицу, что существенно препятствует ее реализации для практических целей.

Предлагается устройство преобразования энергии волн моря в электрическую энергию, содержащее плавучее, с противовесом, средство, состоящее из двух и более подвижно сопряженных элементов, способных при волнении моря совершать вращательные или возвратно-поступательные колебания друг относительно друга, и накопитель электрической энергии (НЭ), один на все устройство. В элементы плавучего средства вмонтированы пьезоэлектрические преобразователи (ПП) и выпрямители тока (ВТ), соединенные входами с электродами соответствующих пьезоэлектрических преобразователей, а выходами — с накопителем электрической энергии (см. рис. 1 и 2).

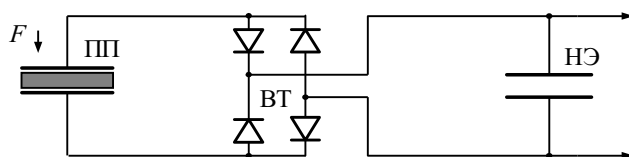


Рис. 1

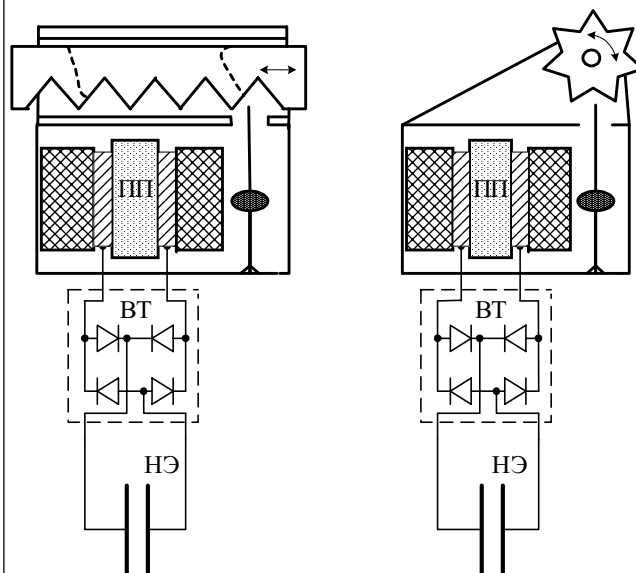


Рис. 2

В устройстве при волнении поверхности моря элементы плавучего средства совершают колебания друг относительно друга, которые преобразуются (см. рис. 3) в дискретные силовые воздействия $F(t)$ на пьезоэлектрические преобразователи. По каждому воздействию $F(t)$ генерируется электродвижущая сила $E(t)$, на выходе выпрямителя протекает ток

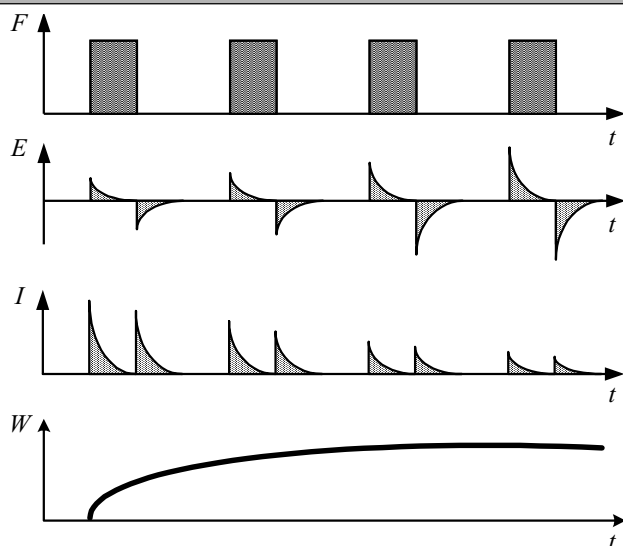


Рис. 3

$I(t)$, а в накопителе накапливается электроэнергия $W(t)$ постоянного тока.

Установленное на объекте морского базирования устройство, даже при коэффициенте полезного действия пьезоэлектрических преобразователей в пределах 0,10—0,20, за счет последовательно во времени t генерируемых импульсов тока накапливает электрическую энергию, достаточную, например, для буйковой автоматической метеорологической станции,

передающей информацию о метеорологическом состоянии района ее пребывания, об опасности района плавания в точке установке буя, или о динамике перемещения плавучего автономного научно-исследовательского объекта (о координатах пребывания, направлении и скорости перемещения).

Преимущества использования предлагаемого способа преобразования энергии волн моря в электрическую энергию в том, что устройства на этой основе должны быть работоспособны в автономном режиме неограниченно долго по времени суток и года, просты по применению, реализуемы на современной элементной базе, надежны и долговечны в эксплуатации.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Агеев О. А., Мамиконова В. М., Петров В. В. и др. Микроэлектронные преобразователи неэлектрических величин.— Таганрог: ТРТУ, 2000.
2. Заявка 2001118518/06 RU. Способ преобразования гравитационной энергии в механическую энергию вращения и гравитационный двигатель Мезенцева Л. Н. / Л. Н. Мезенцев.— 2003.— Бюл. № 10.
3. Заявка 2002120692/06 RU. Способ конверсии тепла окружающей среды в электроэнергию и устройство для его осуществления — ферроэссор / Н. И. Миронов.— 2004.— Бюл. № 6.
4. Пат. 2225530 RU. Энергетическая установка морского базирования / Г. Т. Шпаков, В. Г. Шпаков, Е. Г. Шпаков.— 2004.— Бюл. № 7.
5. Пат. 2225671 RU. Пьезоэлектрический тепломеханический двигатель-генератор / Л. В. Чернышенко.— 2004.— Бюл. № 7.

ИД «СКИМЕН»

127015 Москва,
ул. Бутырская, д. 41/47,
т./ф.: 777-1215

www.dian.ru, editor@dian.ru



СХЕМОТЕХНИКА — научно-технический журнал, в котором публикуются материалы по различным направлениям радиоэлектроники.

В нем излагаются новые идеи, описываются теоретические основы радиоэлектроники, работа с системами автоматизированного проектирования, практические конструкции электронных устройств, приводятся справочные данные на новые и перспективные компоненты и особенности их применения.

Основные разделы журнала — Компоненты, Искусство схемотехники, Софт, Практика.

Журнал уделяет большое внимание вопросам разработки микропроцессорных устройств — приводит сведения по современным микропроцессорам, рассказывает о приемах разработки программ для них, о способах и приборах для их программирования, публикует конструкции с использованием микропроцессоров.

Каждый номер содержит общеобразовательные статьи и десятки описаний разнообразных электронных устройств различного уровня сложности.

Журнал рассчитан на широкую читательскую аудиторию — на специалистов и инженеров, студентов профильных ВУЗов и радиолюбителей.

Участие в создании журнала высококвалифицированных авторов, тщательная подготовка материалов, оригинальные схемотехнические решения и идеи способствуют его растущей популярности.

Периодичность выпуска — 12 номеров в год, объем 56 с.

Подписные индексы:

«Роспечать» — 80724, «Пресса России» — 41733, KSS — 10540.

К. т. н. А. Г. СОРОЧАН

Украина, г. Донецк, НИИ комплексной автоматизации
E-mail: niika@dn.farlep.net

Дата поступления в редакцию
28.01 2004 г.

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

ПРИЕМНИК ИМПУЛЬСНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С МОДУЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛА

Проводится статистический анализ приемника обнаружения сигнала зондирования, обеспечивающего выходное отношение сигнал/шум, стремящееся к бесконечности.

Дальность действия является одной из важнейших характеристик большинства радиосистем. В импульсных радиолокационных станциях (РЛС) дальность до цели D определяется по времени запаздывания отраженного целью сигнала относительно излученного $\tau_D = 2D/c$, где c — скорость распространения радиоволны в пространстве. Максимальная дальность действия радиолокационной станции определена основным уравнением радиолокации [1 с. 356]

$$D_{\text{макс}} = 4 \sqrt{\frac{P_n G A \sigma_c}{64 \pi^3 P_{\text{пр.мин}}}}$$

где P_n — мощность передатчика;
 G — коэффициент усиления антенны;
 A — эффективная площадь приемной антенны;
 σ_c — эффективная отражающая поверхность цели;
 $P_{\text{пр.мин}}$ — значение пороговой мощности приемника.

Из приведенного выражения следует, что повышение дальности действия импульсной РЛС, с точки зрения технической реализации, целесообразнее вести по пути снижения пороговой мощности приемника, которая ограничивается внутренними шумами.

Цель настоящей работы — поиск эффективного способа повышения чувствительности радиоприемников обнаружения сигнала зондирования в РЛС.

Структурная схема предлагаемого приемника приведена на **рис. 1**, где Ан. — антенна, X1 и X2 — первый и второй перемножители, ПФ1—ПФ4 — полосовые фильтры, Σ — сумматор, УГ — управляемый напряжением генератор (модулятор), РПФ —

режекторно-полосовой фильтр, СМ — смеситель, Г — гетеродин, ЛЗ — линия задержки, СД — синхронный детектор, УЦО — устройство цифровой обработки.

Проведем статистический анализ линейного тракта приемника обнаружения и рассмотрим особенности обработки сигнала в нем.

Сигнал передатчика импульсной РЛС представляет собой пакет длительностью θ (одиночный или периодический), состоящий из последовательности радиоимпульсов длительностью τ и периодом T , причем $\tau = 0,25T$. Несущая частота каждого радиоимпульса модулирована по частоте или фазе и изменяется скачком от импульса к импульсу в некотором диапазоне частот ΔW по псевдослучайному закону (**рис. 2, а**).

Входной сигнал приемника на интервале его действия можно представить выражением

$$S(t) = A(t) \cos[W_{\text{н}} t + \pi \gamma(t)],$$

где t — текущее время;

$A(t)$ — огибающая пакета видеоимпульсов длительностью τ и периодом T ;

$W_{\text{н}}$ — несущая частота радиоимпульсов;

π — радианная мера угла;

$\gamma(t)$ — модулирующая функция, случайная цифровая последовательность 1 и 0.

Выходное состояние линейного тракта приемника можно представить в виде

$$U(t) = \begin{cases} S_1(t) + n(t) & \text{— в случае, когда есть сигнал;} \\ n(t) & \text{— сигнал отсутствует,} \end{cases}$$

где $S_1(t)$ — выходной сигнал линейного тракта, преобразованный по частоте;

$n(t)$ — случайный шумовой процесс с нормальным законом распределения и корреляционной функцией вида $R_{\text{ш}}(z) = \sigma_{\text{ш}}^2 \rho(z)$;

z — величина временного сдвига сигнала;

$\sigma_{\text{ш}}^2$ — дисперсия шумового процесса;

$\rho(z) = \sin(\Delta W z) / \Delta W z$ — коэффициент корреляции.

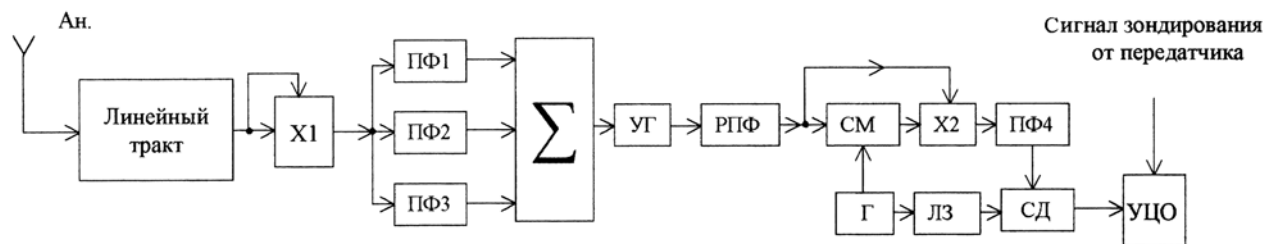


Рис. 1

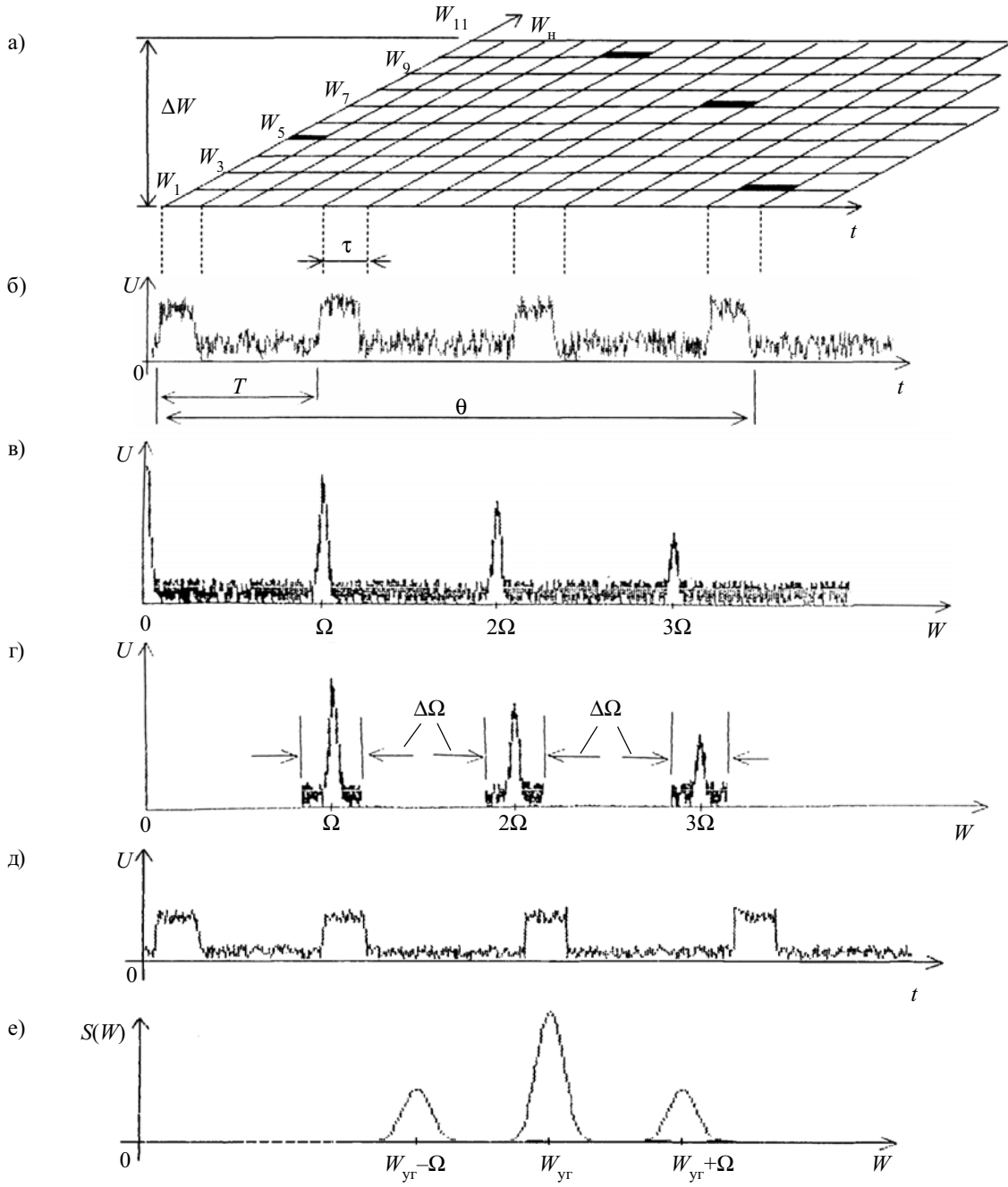


Рис. 2

Результат детектирования сигнала корреляционным детектором X1 запишется в виде

$$U_d(t) = \begin{cases} A^2(t) + S_1(t)n(t) + n_1(t) & \text{— в случае, когда} \\ & \text{есть сигнал;} \\ n^2(t) & \text{— сигнал отсутствует.} \end{cases}$$

Сумма $S_1(t)n(t) + n_1(t)$ — некоторый шумовой процесс. Учитывая то, что решение поставленной задачи будет проводиться при условии малого уровня входного сигнала $S(t)$, слагаемое $S_1(t)n(t) + n_1(t)$ можно исключить, тогда $n_1(t) = n^2(t)$.

Огибающая спектра сигнала $A^2(t)$ (рис. 2, б) и ее спектральные составляющие (рис. 2, в) на временном отрезке действия описываются выражением [2, с. 39]

$$A^2(t) = \frac{E_0^2 \tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\sin 0,5q\Omega\tau}{0,5q\Omega\tau} \cos q\Omega t \right],$$

где E_0^2 — амплитуда сигнала;
 q — порядковый номер гармонической составляющей спектра;
 $\Omega = 2\pi/T$.

Корреляционная функция шума $n^2(t)$ определяется выражением $R_{\text{шн}}(z) = \sigma_{\text{ш}}^4 \rho^2(z)$ и связана с корреляционной функцией шума на его входе квадратичной зависимостью. Это означает, что составляющая шума имеет ширину спектра вдвое большую исходной, т. е. $2\Delta W$. Такой шумовой процесс является белым с равномерным распределением спектра, однако не является нормальным [3, с. 87].

Из периодической последовательности импульсов $A^2(t)$ фильтрами ПФ1, ПФ2, ПФ3 с центральными ча-

стотами Ω , 2Ω , 3Ω и полосами пропускания $\Delta\Omega$ выделяются напряжения (рис. 2, з)

$$U_{c1}(t) = 2 \frac{E_0^2 \tau}{T} \frac{\sin(0,5\Omega\tau)}{0,5\Omega\tau} \cos(\Omega t) + n_{11}(t);$$

$$U_{c2}(t) = 2 \frac{E_0^2 \tau}{T} \frac{\sin(\Omega\tau)}{\Omega\tau} \cos(2\Omega t) + n_{12}(t);$$

$$U_{c3}(t) = 2 \frac{E_0^2 \tau}{T} \frac{\sin(1,5\Omega\tau)}{1,5\Omega\tau} \cos(3\Omega t) + n_{13}(t),$$

где $n_{11}(t)$, $n_{12}(t)$ и $n_{13}(t)$ — шумовые напряжения.

Шумовые процессы $n_{1i}(t)$ распределены по нормальному закону (согласно центральной предельной теореме) с корреляционной функцией вида

$$R_{\text{ш}}(z) = \sigma_{\text{ш}}^2 \rho_1(z) = 0,5 \frac{\sigma_{\text{ш}}^4 \Delta\Omega}{\Delta W} \frac{\sin(\Delta\Omega z)}{\Delta\Omega z}, \quad (1)$$

где $\sigma_{\text{ш}}^2 = 0,5 \frac{\sigma_{\text{ш}}^4 \Delta\Omega}{\Delta W}$ — дисперсия шумового процесса;

$\rho_1(z) = \sin(\Delta\Omega z) / \Delta\Omega z$ — коэффициент корреляции.

Шумовые напряжения при $U_{c1}(t)$, $U_{c2}(t)$, $U_{c3}(t)$ статистически независимы как шумы, лежащие в непересекающихся полосах частот, с большим интервалом корреляции.

Выходной сигнал сумматора (рис. 2, д)

$$U_{\Sigma}(t) = U_{c1}(t) + U_{c2}(t) + U_{c3}(t) = 2 \frac{E_0^2 \tau}{T} \sum_{q=1}^3 \frac{\sin 0,5q\Omega\tau}{0,5q\Omega\tau} \cos q\Omega t + n_{11}(t) + n_{12}(t) + n_{13}(t)$$

поступает на вход модулятора (УГ), сигнал которого описывается выражением

$$U_{\text{гр}}(t) = U_0 \cos[W_{\text{гр}} t + 2 \sum_{q=1}^3 \beta_q \sin(q\Omega t) + S_y \int_0^t [n_{11}(t) + n_{12}(t) + n_{13}(t)] dt], \quad (2)$$

где U_0 — амплитуда генератора;

$W_{\text{гр}}$ — несущая частота;

β_q — парциальный индекс модуляции —

$$\beta_q = \frac{S_y E_0^2 \tau \sin 0,5q\Omega\tau}{Tq\Omega \cdot 0,5q\Omega\tau};$$

S_y — крутизна характеристики управления генератора (рад/с·В).

Интегрированный шумовой процесс нормальный, с нулевым математическим ожиданием [4, с. 169]. В таком случае интегрированный шумовой процесс в (2) удобно представить в виде

$$S_y \int_0^t [n_{11}(t) + n_{12}(t) + n_{13}(t)] dt = \eta_1(t) + \eta_2(t) + \eta_3(t) = \eta(t),$$

где $\eta_i(t) = S_y \int_0^t n_{1i}(t) dt$, а $\eta(t)$ — результирующий шумовой процесс, характеризующий отклонение фазы сигнала УГ.

Дисперсия шумового процесса $\eta(t)$, составляющие которого имеют одинаковые уровни мощностей $\sigma_{\text{ш}i}^2 = \sigma_{\text{ш}1}^2$, определяется выражением [4]

$$\sigma_{\eta}^2 = 6S_y^2 \sigma_{\text{ш}1}^2 \int_0^z (z-x) \rho_1(x) dx.$$

После подстановки в приведенное выражение коэффициента корреляции $\rho_1(z)$ из (1) получим

$$\sigma_{\eta}^2 = 3S_y^2 \sigma_{\text{ш}1}^2 \frac{z}{\Delta\Omega} \left[\text{Si}(\Delta\Omega z) - \frac{\sin^2\left(\frac{\Delta\Omega z}{2}\right)}{\left(\frac{\Delta\Omega z}{2}\right)} \right],$$

где $\text{Si}(\Delta\Omega z)$ — интегральный синус.

Так как коэффициент корреляции $\rho_1(z)$ не равен нулю при малых значениях параметра $\Delta\Omega z$, то в последнем выражении множитель в квадратных скобках принимает значение $\approx \frac{\Delta\Omega z}{2}$. В таком случае дисперсия шумового процесса $\eta(t)$ запишется в виде

$$\sigma_{\eta}^2 = 0,75S_y^2 \sigma_{\text{ш}}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2. \quad (3)$$

Исходя из вышеизложенного, выражение (2) преобразуем к виду

$$U_{\text{гр}}(t) = U_0 \cos \left[W_{\text{гр}} t + 2 \sum_{q=1}^3 \beta_q \sin(q\Omega t) + \eta(t) \right].$$

Спектр сигнала $U_{\text{гр}}(t)$, выраженный в виде суммы гармонических составляющих с коэффициентами разложения по функциям Бесселя, запишется как

$$U_{\text{гр}}(t) = U_0 \sum_{p,r,m=-\infty}^{\infty} J_p(\beta_1) J_r(\beta_2) J_m(\beta_3) \times \cos[W_{\text{гр}} t + (p\Omega + 2r\Omega + 3m\Omega)t + \eta(t)], \quad (4)$$

где $J_q(\beta)$ — функция Бесселя q -го порядка от аргумента β .

Из полученного выражения следует, что спектр сигнала содержит ряд гармонических составляющих, расположенных симметрично относительно несущего колебания на частотах, кратных Ω , модулированных по фазе случайным процессом $\eta(t)$ с нормальным законом распределения, нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_{η}^2 (3). Так как интервал корреляции модулирующего шумового напряжения большой, то симметричные составляющие в спектре сигнала УГ также коррелированы на широком временном интервале. Уровень боковых составляющих определяется функциями Бесселя, у которых индекс модуляции зависит от амплитуды входного сигнала E_0 . Уменьшение E_0 ведет к уменьшению значений парциальных индексов модуляции β_q , и при $\beta_q < 0,5$ выходной сигнал УГ будет описываться только функциями Бесселя нулевого и первого порядков. В этом случае выражение (4) преобразуется к виду

$$U_{\text{гр}}(t) = U_0 \sum_{p,r,m=-1}^1 J_p(\beta_1) J_r(\beta_2) J_m(\beta_3) \times \cos[W_{\text{гр}} t + (p\Omega + r2\Omega + m3\Omega)t + \eta(t)].$$

При малых уровнях входного сигнала индексы модуляции β_q малы, причем $\beta_1 > \beta_2 > \beta_3$, поэтому вышеприведенное выражение преобразуется к виду

$$U_{\text{гр}}(t) = U_0 \{ J_0(\beta_1) \cos[W_{\text{гр}} t + \eta(t)] + J_1(\beta_1) \times \cos[(W_{\text{гр}} + \Omega)t + \eta(t)] + J_{-1}(\beta_1) \cos[(W_{\text{гр}} - \Omega)t + \eta(t)] \}. \quad (5)$$

Полученный сигнал содержит три спектральных составляющих (рис. 2, e), расположенных на частотах $W_{\text{yr}} \pm \Omega$ и W_{yr} , каждая из которых модулирована по фазе шумовым напряжением с нормальным законом распределения и нулевым математическим ожиданием и имеет большой интервал корреляции.

И наконец, при $E_0=0$ имеем $\beta_1=0$, и выходной спектр сигнала модулятора будет определяться одной составляющей, которая описывается выражением

$$U_{\text{шуг}}(t) = U_0 J_0(\beta_1) \cos[W_{\text{yr}} t + \eta(t)] = U_0 \cos[W_{\text{yr}} t + \eta(t)].$$

Эта составляющая представляет собой гармоническое напряжение, модулированное по фазе случайным

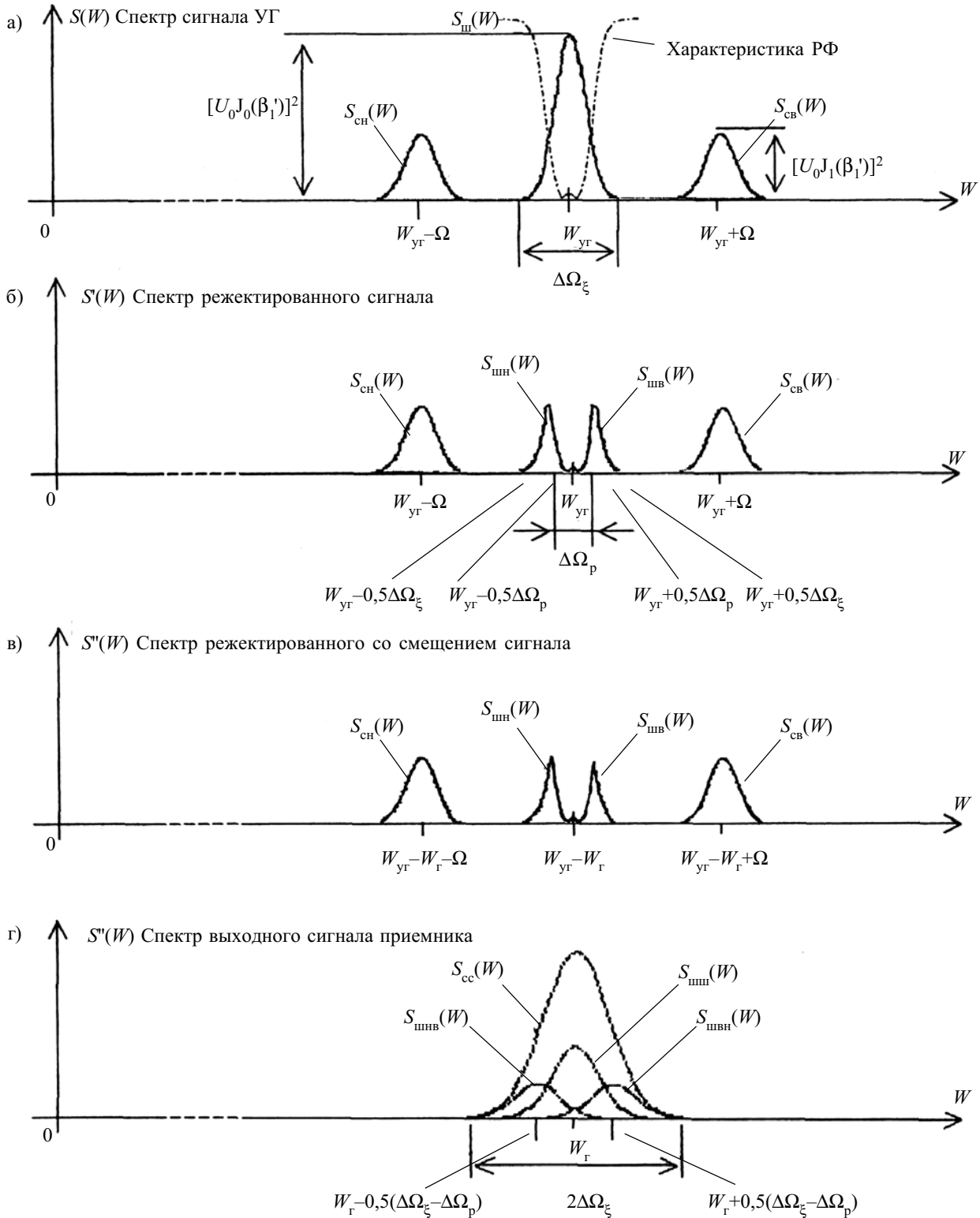


Рис. 3

процессом $\eta(t)$, не несет в себе информации о наличии входного сигнала приемника, является паразитной. Для ее подавления вводится режективное.

Для определения вида спектральной составляющей $U_{шуг}(t)$ найдем ее корреляционную функцию. Для простоты вычислений представим $U_{шуг}(t)$ в виде

$$U_{шуг}(t) = U_0 J_0(\beta_1) \operatorname{Re} \{ \exp[j(W_{yr} t + j\eta(t))] \},$$

тогда его автокорреляционная функция будет определена равенством

$$R_{ш}(z) = \overline{U_{шуг}(t) U_{шуг}(t-z)} = [U_0 J_0(\beta_1)]^2 \operatorname{Re} \{ \exp[-jW_{yr} z] \exp[j\eta(t) - j\eta(t-z)] \},$$

где черта означает математическое ожидание.

Так как математическое ожидание $\exp[j\eta(t) - j\eta(t-z)]$ может быть выражено через характеристическую функцию сигнала и его дисперсию σ_η^2 (3), то искомая корреляционная функция определится в виде

$$R_{ш}(z) = [U_0 J_0(\beta_1)]^2 \cos[W_{yr} z] \exp[-0,75 S_y^2 \sigma_w^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2]. \quad (6)$$

Входящее в показатель экспоненты произведение $0,75 S_y^2 \sigma_w^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} = \sigma_w^2$ есть не что иное как значение дисперсии флуктуации частоты сигнала относительно ее среднего значения W_r , которое определяет эффективную ширину спектра рассматриваемого сигнала как $\Delta\Omega_\xi = \sqrt{\sigma_w^2}$.

Спектральная плотность мощности определяется известным равенством

$$S_{ш}(W) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{ш}(z) \cos[Wz] dz. \quad (7)$$

Подставляя значение $R_{ш}(z)$ в (7), находим:

$$S_{ш}(W) = [U_0 J_0(\beta_1)]^2 \int_{-\infty}^{\infty} \cos[(W_{yr} - W)z] \exp[-\sigma_w^2 z^2] dz.$$

Отсюда, используя табличное значение интеграла [5, с. 207], определяем выражение, описывающее спектральную плотность мощности составляющей спектра с частотой W_{yr}

$$S_{ш}(W) = [U_0 J_0(\beta_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(W_{yr} - W)^2}{4\sigma_w^2}\right],$$

вид которой показан на рис. 2, е и рис. 3, а.

Проведя аналогичные выкладки, определим спектральные плотности мощности нижней $S_{сн}(W)$ и верхней $S_{св}(W)$ боковых составляющих напряжения $U_{yr}(t)$:

$$S_{сн}(W) = [U_0 J_1(\beta_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(W_{yr} - \Omega - W)^2}{4\sigma_w^2}\right];$$

$$S_{св}(W) = [U_0 J_1(\beta_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(W_{yr} + \Omega - W)^2}{4\sigma_w^2}\right].$$

Из полученных формул следует, что огибающие составляющих спектра выходного сигнала УГ имеют колокольную форму (рис. 2, е и рис. 3, а). Эффективная ширина спектра определяется дисперсией σ_w^2 .

Спектр сигнала (5), пройдя режекторный фильтр РФ с центральной частотой W_{yr} и полосой $\Delta\Omega_p$, описывается выражением

$$U_p(t) = U_0 \sum_{p=-1}^1 J_p(\beta_1) \cos[(W_{yr} + p\Omega)t + \eta(t)] + U_{шп}(t) = U_c(t) + U_{шп}(t) \text{ при } p \neq 0.$$

Полученный сигнал $U_p(t)$ определяется двумя слагаемыми: первое — $U_c(t)$ — сигнальная составляющая, определена действием принимаемого сигнала в приемнике; вторая — $U_{шп}(t)$ — шумовая составляющая, определена остаточным от режектирования шумовым напряжением.

Составляющая $U_c(t)$ содержит две боковые с уровнем $[U_0 J_1(\beta_1)]^2$, эффективной шириной спектра $\Delta\Omega_\xi$ и центральными частотами $W_{yr} - \Omega$ и $W_{yr} + \Omega$ (рис. 3, а). Шумовая составляющая $U_{шп}(t)$ также состоит из двух боковых — нижней $U_{шн}(t)$ и верхней $U_{шв}(t)$, которые, в зависимости от полосы режекции $\Delta\Omega_p$ фильтра РФ, определяются полосой частот: нижняя боковая $W_{yr} - 0,5\Delta\Omega_\xi$ и $W_{yr} - 0,5\Delta\Omega_p$ и верхняя $W_{yr} + 0,5\Delta\Omega_p$ и $W_{yr} + 0,5\Delta\Omega_\xi$ (рис. 3, б). Очевидно, что мощности боковых составляющих шума определяются шириной полосы режекции фильтра РФ.

Для формирования сигнала обнаружения в режектированной от шумов полосе частот сигнал $U_p(t)$ разделяется на две равные части $U_p'(t) = U_p''(t) = U_p(t)$, одна из которых $U_p'(t)$ сносится вниз по частоте на частоту W_r (рис. 3, в) гетеродина Г, после чего перемножается со второй частью сигнала $U_p''(t)$. Из результата перемножения на частоте W_r выделяется сигнал автокорреляционной свертки

$$U_p'(t) U_p''(t) = U_{сн}'(t) U_{сн}''(t) + U_{св}'(t) U_{св}''(t) + U_{шн}'(t) U_{шн}''(t) + U_{шв}'(t) U_{шв}''(t) + U_{шн}'(t) U_{шн}''(t) + U_{шн}'(t) U_{шв}''(t) + U_{шв}'(t) U_{шн}''(t) + U_{шв}'(t) U_{шв}''(t). \quad (8)$$

Входящие в выражение (8) сигналы — шумовые напряжения. Для их описания воспользуемся методом гармонического анализа, который позволяет представить некоторое шумовое напряжение $\mu_{ш}(t)$ со спектральной плотностью мощности $S(W)$ и средней частотой W_{cp} в виде суммы гармонических составляющих, амплитуда которых постоянна и определяется

равенством $C_j = \sqrt{2S(W_{cp} + j\delta W)\delta W}$, а начальная фаза φ_j — случайная и распределена по нормальному закону в интервале $0-2\pi$, т. е.

$$\mu_{ш}(t) = \sum_{j=-0,5K}^{0,5K} C_j \cos[(W_{cp} + j\delta W)t + \varphi_j],$$

где j — порядковый номер составляющей;

δW — интервал частот между соседними спектральными составляющими;

K — число спектральных составляющих, на которое может быть разложено напряжение шума;

$W_{cp} + j\delta W$ — частота отдельных спектральных составляющих.

С учетом изложенного сигнальные и шумовые составляющие $U_{сн}'(t)$, $U_{св}'(t)$ и $U_{шн}'(t)$, $U_{шв}'(t)$ запишутся в виде

$$U_{сн}'(t) = \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} C_{сн} \cos[(W_{yr} - \Omega + n\delta W)t + \eta(t) + \varphi_n];$$

$$C_{нчн}^2 = [U_0 J_1(\beta_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(n\delta W)^2}{4\sigma_w^2}\right] \delta W;$$

$$U_{св}'(t) = \sum_{i=-0,5M}^{0,5M} C_{icв} \cos[(W_{гр} + \Omega + i\delta W)t + \eta(t) + \varphi_i];$$

$$C_{icв}^2 = [U_0 J_1(\beta_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(i\delta W)^2}{4\sigma_w^2}\right] \delta W;$$

$$U_{шнн}'(t) = \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} C_{ншнн} \cos[(W_{гр} + n\delta W)t + \eta(t) + \varphi_n];$$

$$C_{ншнн}^2 = [U_0 J_0(\beta_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(n\delta W)^2}{4\sigma_w^2}\right] \delta W;$$

$$U_{швв}'(t) = \sum_{i=0,5L}^{0,5M} C_{iшвв} \cos[(W_{гр} + i\delta W)t + \eta(t) + \varphi_i];$$

$$C_{iшвв}^2 = [U_0 J_0(\beta_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(i\delta W)^2}{4\sigma_w^2}\right] \delta W,$$

где $n = 1, 2, 3, \dots, L-1, L, L+1, \dots, M$;

$$L = (\Delta\Omega_z - \Delta\Omega_p) / 2\delta W;$$

$$M = \Delta\Omega_z / \delta W;$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, L-1, L, L+1, \dots, M;$$

n и i — нумерация спектральных составляющих нижней и верхней боковых сигнала $U_p'(t)$, соответственно.

Составляющие $U_p''(t)$ имеют аналогичный $U_p'(t)$ вид и получаются из вышеприведенных выражений заменой $W_{гр}$ на $(W_{гр} - W_{гг})$, n на n_w , i на i_w .

Спектральные и временные функции сигнала связаны линейной зависимостью, поэтому каждой спектральной составляющей с отстройкой от несущей частоты на $(n - n_w)\delta W$ ставится в соответствие сдвиг $(n - n_w)\delta z$ на временной оси (δz — временной интервал, соответствующий в спектральной области частотному интервалу δW между соседними спектральными составляющими), определяемый разностью числовых значений спектральных составляющих перемножаемых спектров. Исходя из этого составляющие равенства (8) запишутся в виде

$$U_{сч}'(t)U_{сч}''(t) = 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M} C_{нчн} C_{n_wсч} \cos[(W_{гр} + (n - n_w)\delta W)t + \eta(t) - \eta_w(t - (n - n_w)\delta z) + \varphi_n - \varphi_{n_w}]; \quad (9)$$

$$U_{св}'(t)U_{св}''(t) = 0,5 \sum_{i=-0,5M}^{0,5M} \sum_{i_w=-0,5M}^{0,5M} C_{icв} C_{i_wсв} \cos[(W_{гр} + (i - i_w)\delta W)t + \eta(t) - \eta_w(t - (i - i_w)\delta z) + \varphi_i - \varphi_{i_w}]; \quad (10)$$

$$U_{шнн}'(t)U_{шнн}''(t) = 0,5 \sum_{i=0,5L}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L} C_{ншнн} C_{n_wшнн} \cos[(W_{гр} + (i - n_w)\delta W)t + \eta(t) - \eta_w(t - (i - n_w)\delta z) + \varphi_i - \varphi_{n_w}]; \quad (11)$$

$$U_{шнн}'(t)U_{швв}''(t) = 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} \sum_{i_w=0,5L}^{0,5M} C_{ншнн} C_{i_wшвв} \cos[(W_{гр} + (n - i_w)\delta W)t + \eta(t) - \eta_w(t - (n - i_w)\delta z) + \varphi_n - \varphi_{i_w}]; \quad (12)$$

$$U_{шнн}'(t)U_{шнн}''(t) = 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} \sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L} C_{ншнн} C_{n_wшнн} \cos[(W_{гр} + (n - n_w)\delta W)t + \eta(t) - \eta_w(t - (n - n_w)\delta z) + \varphi_n - \varphi_{n_w}]; \quad (13)$$

$$U_{швв}'(t)U_{швв}''(t) = 0,5 \sum_{i=0,5L}^{0,5M} \sum_{i_w=0,5L}^{0,5M} C_{iшвв} C_{i_wшвв} \cos[(W_{гр} + (i - i_w)\delta W)t + \eta(t) - \eta_w(t - (i - i_w)\delta z) + \varphi_i - \varphi_{i_w}]; \quad (14)$$

где $\eta(t) - \eta_w(t - (n - n_w)\delta z)$ — разность шумовых напряжений, смещенных друг относительно друга на интервал времени $(n - n_w)\delta z$.

Корреляционная функция $R_\zeta(z)$ результирующего шумового напряжения

$$\zeta(t, (n - n_w)\delta z) = \eta(t) - \eta_w(t - (n - n_w)\delta z)$$

определяется выражением [4, с. 165]

$$R_\zeta(z) = R_\eta(z, n) - R_{\eta\eta_w}(z, (n - n_w)) - R_{\eta_w\eta}(z, (n_w - n)) + R_{\eta_w}(z, n_w), \quad (15)$$

где $R_\eta(z, n)$ и $R_{\eta_w}(z, n_w)$ — корреляционная функция шумовых напряжений $n(t)$ и $n_w(t)$, соответственно, причем $R_\eta(z, n) = R_{\eta_w}(z, n_w)$, $R_{\eta\eta_w}(z, (n - n_w))$ и $R_{\eta_w\eta}(z, (n_w - n))$ — взаимно корреляционные функции гармонических составляющих спектров сигналов $\eta(t)$ и $\eta_w(t, (n - n_w))$, которые при одинаковых n и n_w равны. Следовательно, исходя из выражения (15), дисперсия шумового процесса $\zeta(t, (n - n_w)\delta z)$ запишется как

$$\begin{aligned} \sigma_\zeta^2 &= 0,75 S_y^2 \sigma_w^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} [2z^2 - \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M} (z - (n - n_w)\delta z)^2 - \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M} (z + (n - n_w)\delta z)^2] = \\ &= 1,5 S_y^2 \sigma_w^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M} [(n - n_w)\delta z]^2. \end{aligned}$$

Из полученного выражения следует, что дисперсия модулирующего шумового напряжения возросла вдвое.

В выражениях (9)–(14) объединяем равенства при равных несущих и, суммируя амплитуды составляющих симметричных относительно центральной частоты с одинаковыми n и i , получим:

$$U_{сч}(t) = U_{сч}'(t)U_{сч}''(t) + U_{св}'(t)U_{св}''(t) = \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M} C_{нчн} C_{n_wсч} \cos[(W_{гр} + (n - n_w)\delta W)t + \zeta(t, (n - n_w)\delta z) + \varphi_n - \varphi_{n_w}]; \quad (16)$$

$$U_{шнн}(t) = U_{шнн}'(t)U_{шнн}''(t) = 0,5 \sum_{i=0,5L}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L} C_{ишнн} C_{n_wшнн} \cos[(W_{гр} + (i - n_w)\delta W)t + \zeta(t, (i - n_w)\delta z) + \varphi_i - \varphi_{n_w}]; \quad (17)$$

$$U_{швв}(t) = U_{шнн}'(t)U_{швв}''(t) = 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} \sum_{i_w=0,5L}^{0,5M} C_{ншнн} C_{i_wшвв} \cos[(W_{гр} + (n - i_w)\delta W)t + \zeta(t, (n - i_w)\delta z) + \varphi_n - \varphi_{i_w}]; \quad (18)$$

$$U_{\text{шшш}}(t) = U_{\text{шш}}'(t)U_{\text{шш}}''(t) + U_{\text{шш}}'(t)U_{\text{шш}}''(t) = \\ = \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} \sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L} C_{n\text{шш}} C_{n_w\text{шш}} \cos[(W_{\Gamma} + (n - n_w)\delta W)t + \\ + \zeta(t, (n - n_w)\delta z) + \varphi_n - \varphi_{n_w}]. \quad (19)$$

В результате выходное напряжение устройства, выделенное фильтром ПФ4 с полосой пропускания $2\Delta\Omega_{\xi}$, определяется равенством

$U_{\text{ввых}}(t) = U_{\text{сввых}}(t) + U_{\text{шввых}}(t) = U_{\text{сш}}(t) + U_{\text{шшв}}(t) + U_{\text{шшш}}(t)$, которое содержит сигнальную составляющую выходного напряжения $U_{\text{сввых}}(t) = U_{\text{сш}}(t)$ и шумовую $U_{\text{шввых}}(t) = U_{\text{шшв}}(t) + U_{\text{шшш}}(t)$, состоящую из трех слагаемых. Сигнальная составляющая $U_{\text{сввых}}(t)$ представляет собой радиоимпульс, гармоническое заполнение которого модулировано по частоте шумовым напряжением. Шумовые составляющие $U_{\text{шшв}}(t)$, $U_{\text{шшш}}(t)$ и $U_{\text{шшш}}(t)$ также гармонические сигналы, частота которых модулирована шумовым напряжением. Сумма шумовых составляющих формирует выходное шумовое напряжение. Из радиоимпульса синхронным детектированием осуществляется выделение видеоимпульса, положение которого на временной оси (τ_D) относительно излученного сигнала передатчиком импульсной РЛС определяет расстояние D до цели.

Для определения отношения сигнал/шум на выходе приемника, его чувствительности необходимо определить автокорреляционные функции напряжений (16)–(19), которые представим в виде

$$U_{\text{сш}}(t) = \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M} C_{n\text{сш}} C_{n_w\text{сш}} \times \\ \times \text{Re} \left\{ \exp[j(W_{\Gamma} + (n - n_w)\delta W)t] \exp[j\zeta(t, (n - n_w)\delta z) + j(\varphi_n - \varphi_{n_w})] \right\}; \\ U_{\text{шшв}}(t) = 0,5 \sum_{i=0,5L}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L} C_{i\text{шшв}} C_{n_w\text{шшв}} \times \\ \times \text{Re} \left\{ \exp[j(W_{\Gamma} + (i - n_w)\delta W)t] \exp[j\zeta(t, (i - n_w)\delta z) + j(\varphi_i - \varphi_{n_w})] \right\}; \\ U_{\text{шшш}}(t) = 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} \sum_{i_w=0,5L}^{0,5M} C_{n\text{шшш}} C_{i_w\text{шшш}} \times \\ \times \text{Re} \left\{ \exp[j(W_{\Gamma} + (n - i_w)\delta W)t] \exp[j\zeta(t, (n - i_w)\delta z) + j(\varphi_n - \varphi_{i_w})] \right\}; \\ U_{\text{шшш}}(t) = \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} \sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L} C_{n\text{шшш}} C_{n_w\text{шшш}} \times \\ \times \text{Re} \left\{ \exp[j(W_{\Gamma} + (n - n_w)\delta W)t] \exp[j\zeta(t, (n - n_w)\delta z) + j(\varphi_n - \varphi_{n_w})] \right\};$$

Исходя из этого корреляционные функции сигналов $U_{\text{сш}}(t)$, $U_{\text{шшв}}(t)$, $U_{\text{шшш}}(t)$ и $U_{\text{шшш}}(t)$ запишутся в виде

$$R_{\text{сш}}(z) = U_{\text{сш}}(t)U_{\text{сш}}(t-z) = 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M} C_{n\text{сш}}^2 C_{n_w\text{сш}}^2 \times \\ \times \text{Re} \left[\exp[j(W_{\Gamma} + (n - n_w)\delta W)z] \times \right. \\ \left. \times \left\{ \exp \left[j\zeta(t, (n - n_w)\delta z) - j\zeta(t - z, (n - n_w)\delta z) \right] \right\} \right];$$

$$R_{\text{шшв}}(z) = U_{\text{шшв}}(t)U_{\text{шшв}}(t-z) = \\ = 0,25 \sum_{i=0,5L}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L} C_{i\text{шшв}}^2 C_{n_w\text{шшв}}^2 \times \\ \times \text{Re} \left[\exp[j(W_{\Gamma} + (i - n_w)\delta W)z] \times \right. \\ \left. \times \left\{ \exp \left[j\zeta(t, (i - n_w)\delta z) - j\zeta(t - z, (i - n_w)\delta z) \right] \right\} \right];$$

$$R_{\text{шшш}}(z) = U_{\text{шшш}}(t)U_{\text{шшш}}(t-z) = \\ = 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} \sum_{i_w=0,5L}^{0,5M} C_{n\text{шшш}}^2 C_{i_w\text{шшш}}^2 \times \\ \times \text{Re} \left[\exp[j(W_{\Gamma} + (n - n_w)\delta W)z] \times \right. \\ \left. \times \left\{ \exp \left[j\zeta(t, (i - n_w)\delta z) - j\zeta(t - z, (i - n_w)\delta z) \right] \right\} \right];$$

$$R_{\text{шшш}}(z) = U_{\text{шшш}}(t)U_{\text{шшш}}(t-z) = \\ = 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} \sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L} C_{n\text{шшш}}^2 C_{n_w\text{шшш}}^2 \times \\ \times \text{Re} \left[\exp[j(W_{\Gamma} + (n - n_w)\delta W)z] \times \right. \\ \left. \times \left\{ \exp \left[j\zeta(t, (n - n_w)\delta z) - j\zeta(t - z, (n - n_w)\delta z) \right] \right\} \right];$$

где черта означает математическое ожидание.

Выразив математическое ожидание $\left\{ \exp \left[j\zeta(t, (n - n_w)\delta z) - j\zeta(t - z, (n - n_w)\delta z) \right] \right\}$

через характеристическую функцию сигнала и его дисперсию, определим корреляционные функции в виде

$$R_{\text{сш}}(z) = 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M} C_{n\text{сш}}^2 C_{n_w\text{сш}}^2 \cos[(W_{\Gamma} + \\ + (n - n_w)\delta W)z] \exp[-1,5S_y^2 \sigma_{\text{ш}}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \times \\ \times \sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M} [(n - n_w)\delta z]^2];$$

$$R_{\text{швн}}(z)=0,25 \sum_{i=0,5L}^{0,5M} \sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L} C_{i\text{шв}}^2 C_{n_w\text{шн}}^2 \cos[(W_r + (i-n_w)\delta W)z] \exp[-1,5S_y^2 \sigma_{\text{ш}}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \times \sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M} [(i-n_w)\delta z]^2];$$

$$R_{\text{шнв}}(z)=0,25 \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} \sum_{i_w=0,5L}^{0,5M} C_{n\text{шн}}^2 C_{i_w\text{шв}}^2 \cos[(W_r + (n-i_w)\delta W)z] \exp[-1,5S_y^2 \sigma_{\text{ш}}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \times \sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M} [(n-i_w)\delta z]^2];$$

$$R_{\text{шнн}}(z)=0,5 \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} \sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L} C_{n\text{шн}}^2 C_{n_w\text{шн}}^2 \cos[(W_r + (n-n_w)\delta W)z] \exp[-1,5S_y^2 \sigma_{\text{ш}}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \times \sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M} [(n-n_w)\delta z]^2].$$

Спектры напряжений (16)–(19) определяются в соответствии с равенством (7), при этом подставляя в эти выражения значения $C_{\text{шн}}^2$ и $C_{\text{шв}}^2$ и переходя от приращений δW к дифференциалам dW с учетом, что при малых индексах модуляции β значение $J_0(\beta) \approx 1$, получим:

$$S_{\text{сц}}(W)=[U_0 J_1(\beta_1)]^4 \frac{\pi}{\sigma_w^2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(n\delta W)^2}{2\sigma_w^2}\right] dW' \times \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(n_w\delta W)^2}{2\sigma_w^2}\right] dW'' \times \int_{-\infty}^{\infty} \cos[(W_r - W)z] \exp[-1,5S_y^2 \sigma_{\text{ш}}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2] dz =$$

$$=0,5[U_0 J_1(\beta_1)]^4 \sqrt{\frac{\pi^5}{2\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(W_r - W)^2}{8\sigma_w^2}\right];$$

$$S_{\text{швн}}(W)=[U_0^2 J_1(\beta_1)]^2 \frac{\pi}{\sigma_w^2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(n\delta W)^2}{4\sigma_w^2}\right] dW' \times \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(i\delta W)^2}{4\sigma_w^2}\right] dW'' \int_{-\infty}^{\infty} \cos[(W_r + 0,5(\Delta\Omega_p + \Delta\Omega_{\xi}) - W)z] \exp[-1,5S_y^2 \sigma_{\text{ш}}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2] dz = 0,5[U_0^2 J_1(\beta_1')]^2 \times \sqrt{\frac{\pi^3}{2\sigma_w^2}} \Phi_1 \exp\left[-\frac{(W_r + 0,5(\Delta\Omega_p + \Delta\Omega_{\xi}) - W)^2}{8\sigma_w^2}\right];$$

$$S_{\text{шнв}}(W)=[U_0^2 J_1(\beta_1)]^2 \frac{\pi}{\sigma_w^2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(n\delta W)^2}{4\sigma_w^2}\right] dW' \times \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(i\delta W)^2}{4\sigma_w^2}\right] dW'' \int_{-\infty}^{\infty} \cos[(W_r - 0,5(\Delta\Omega_p + \Delta\Omega_{\xi}) - W)z] \exp[-1,5S_y^2 \sigma_{\text{ш}}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2] dz = 0,5[U_0^2 J_1(\beta_1')]^2 \times \sqrt{\frac{\pi^3}{2\sigma_w^2}} \Phi_1 \exp\left[-\frac{(W_r - 0,5(\Delta\Omega_p + \Delta\Omega_{\xi}) - W)^2}{8\sigma_w^2}\right];$$

$$S_{\text{шнн}}(W)=U_0^4 \frac{\pi}{\sigma_w^2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(n\delta W)^2}{2\sigma_w^2}\right] dW' \times \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(n_w\delta W)^2}{2\sigma_w^2}\right] dW'' \int_{-\infty}^{\infty} \cos[(W_r - W)z] \exp[-1,5S_y^2 \sigma_{\text{ш}}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2] dz =$$

$$=0,5U_0^4 \sqrt{\frac{\pi^5}{2\sigma_w^2}} [\Phi_1]^2 \exp\left[-\frac{(W_r - W)^2}{8\sigma_w^2}\right],$$

где $\Phi_1 = \left[\Phi\left(\frac{0,5\Delta\Omega_{\xi}}{\sqrt{2\sigma_w^2}}\right) - \Phi\left(\frac{0,5\Delta\Omega_p}{\sqrt{2\sigma_w^2}}\right) \right]$;
 $\Phi(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x \exp\left[-\frac{\mu^2}{2}\right] d\mu$ — интеграл вероятности.

Из полученных выражений следует, что составляющие спектральной плотности мощности выходного сигнала — шумовые, имеют колокольную форму. Составляющие $S_{\text{сц}}(W)$ и $S_{\text{шнн}}(W)$ расположены на центральной частоте W_r , а составляющие $S_{\text{швн}}(W)$ и $S_{\text{шнв}}(W)$ — соответственно на частотах $W_r + 0,5(\Delta\Omega_p + \Delta\Omega_{\xi})$ и $W_r - 0,5(\Delta\Omega_p + \Delta\Omega_{\xi})$ (рис. 3, з). Эффективная ширина спектра всех составляющих определяется дисперсией шумового напряжения модулирующего генератора УГ. Поскольку мощность шумового напряжения на входе генератора УГ мала, то следует полагать эффективную ширину спектральных составляющих в сигнале на выходе перемножителя X2 также малой, при которой эти спектральные составляющие не перекрываются.

Мощность выходных составляющих определяется полосой фильтра ПФ4. Очевидно, что полоса фильтра ПФ4 не должна превышать значения $\Delta\Omega_{\xi}$, тогда мощности выходных составляющих при полосе фильтра ПФ4 $\Delta\Omega_{\text{пф}}$, равной $\Delta\Omega_{\xi}$, определяются равенствами

$$P_{\text{сц}}=0,25\pi^3[U_0 J_1(\beta_1)]^4;$$

$$P_{\text{швн}}=P_{\text{шнв}}=0,25\pi^3[U_0^2 J_1(\beta_1)]^2 \Phi_1;$$

$$P_{\text{шнн}}=0,25\pi^3 U_0^4 \Phi_1^2.$$

Отношение сигнал/шум на выходе приемника обнаружения запишется в виде

$$N = \frac{P_{сс}}{P_{шш} + 2P_{шнв}} = \frac{J_1^4(\beta_1)}{\Phi_1[\Phi_1 + 2J_1^2(\beta_1)]}$$

Наибольший интерес представляет случай, когда уровень сигнала на входе приемника обнаружения мал, т. е. при $\Phi_1 \ll J_1^2(\beta_1)$. В таком случае $J_1(\beta_1) = 0,5\beta_1$, а выходное отношение сигнал/шум запишется в виде

$$N = \frac{J_1^2(\beta_1)}{\Phi_1} = \frac{1}{\Phi_1} \left[\frac{S_y E_0^2 \tau \sin(0,5\Omega\tau)}{T\Omega} \right]^2 \quad (20)$$

Поскольку значение интеграла вероятности Φ_1 определяется разностью эффективной полосы спектральной составляющей шума $\Delta\Omega_\xi$ и полосы режекторного фильтра $\Delta\Omega_p$, то при выборе $\Delta\Omega_p = \Delta\Omega_\xi$ интеграл вероятности $\Phi_1 = 0$, следовательно, выходное отношение сигнал/шум стремится к бесконечности.

При цифровой обработке сигнала для выделения достоверной информации о сигнале необходимо обеспечить выходное отношение сигнал/шум порядка 10 дБ. Тогда из выражения (20) чувствительность E_{0min} приемника обнаружения определится в виде

$$E_{0min} = \sqrt{10\Phi_1} \frac{T\Omega}{S_y\tau} \frac{0,5\Omega\tau}{\sin(0,5\Omega\tau)}$$

Выводы

Чувствительность приемника РЛС с модуляционной обработкой сигнала определяется скважностью следования входных радиоимпульсов. Повышение отношения сигнал/шум, чувствительности в приемнике достигается увеличением крутизны генератора, управляемого напряжением.

Наиболее эффективным способом повышения выходного отношения сигнал/шум, чувствительности является выбор полосы режекторного фильтра. При равенстве ее эффективной ширине шумовой составляющей спектра выходного сигнала управляемого генератора отношение сигнал/шум на выходе приемника стремится к бесконечности, при этом уровень входного сигнала, на который реагирует приемник обнаружения, стремится к бесконечно малой величине.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации.— М.: Радио и связь, 1983.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Сов. радио, 1977.
3. Филипский Ю. К. Случайные процессы в радиотехнических цепях.— Киев: Вища школа, 1978.
4. Заездный А. Н. Основы расчетов по статистической радиотехнике.— М.: Связь, 1969.
5. Двайт Г. Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы.— М.: Наука, 1969.

ЭФФЕКТИВНЫЕ МАРКЕТИНГОВЫЕ КОММУНИКАЦИИ НА РОССИЙСКОМ РЫНКЕ ЭЛЕКТРОНИКИ

РАЗРАБОТЧИКИ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

МЕНЕДЖЕРЫ ПО СНАБЖЕНИЮ

РУКОВОДИТЕЛИ ПРЕДПРИЯТИЙ

МАСТЕРА СЕРВИСНЫХ ЦЕНТРОВ

РУКОВОДИТЕЛИ СЕРВИСНЫХ ЦЕНТРОВ

ПОСТАВЩИКИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

ПОСТАВЩИКИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

КОНТРАКТНЫЕ ПРОИЗВОДИТЕЛИ

ПОСТАВЩИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО И ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ДОМ ЭЛЕКТРОНИКА

Индексы по каталогу агентства «Роспечать»

	Для РФ	Для других государств
Журнал «ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ» с ежегодником «ЖИВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РОССИИ»	47298	47546
Журнал «РЕМОНТ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ»	79459	72209

Индексы по объединенному каталогу «Пресса России. Российские и зарубежные газеты и журналы»

Журнал «ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ» с ежегодником «ЖИВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РОССИИ»	39459
Журнал «РЕМОНТ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ»	39458

Адрес издательства: Россия, 109044, Москва, а/я 14
Тел.: (095) 741-77-01, факс: (095) 741-77-02
E-mail: elecom@ecom.ru www.elcp.ru

Д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ, В. К. БУТЕНКО, И. В. ДОКТОРОВИЧ,
А. Х. ДУНАЕНКО, к. ф.-м. н. В. Д. ФОТИЙ

Дата поступления в редакцию
26.03 2004 г.

Украина, г. Черновцы, КТБ "Фотон-Кварц", ЦКБ "Ритм"
E-mail: photon@argocom.cv.ua

Оппонент к. т. н. Ю. Г. ДОБРОВОЛЬСКИЙ
(ЧНУ, г. Черновцы)

УЛЬТРАФИОЛЕТОВЫЙ РАДИОМЕТР ДИАПАЗОНА 300...400 нм

Приведены конструкция и характеристики разработанного УФ-радиометра для спектрального диапазона 300...400 нм с неравномерностью спектральной чувствительности не выше 5%.

Отличительной характеристикой измерений потока УФ-излучения является большой динамический диапазон — девять и более порядков. Измерение энергии малых и больших уровней сопряжено с возрастанием погрешности измерения до 15—20%. На величину энергетической погрешности существенно влияет также погрешность, обусловленная неравномерностью спектральной чувствительности фотоприемника.

Известные радиометры, состоящие из радиометрической головки и электронного блока измерения, «Кварц-01» диапазона 250—1050 нм [1], "Dual-Channel Optical Power Meter 2930-C" (190—1800 нм) [2] характеризуются малым значением крутизны коротковолнового края поглощения. Кроме того, измерение потока излучения в узком диапазоне ($\Delta=50\text{...}100$ нм) требует предварительной калибровки указанных выше радиометров на требуемый диапазон, что также приводит к увеличению погрешности измерения.

Описываемый в настоящей статье УФ-радиометр (рис. 1) предназначен для измерения потока излучения в диапазоне 300—400 нм. Он состоит из радиометрической головки и электронного блока, корпус которого выполнен из пластмассы и имеет размеры 210×150×75 мм.

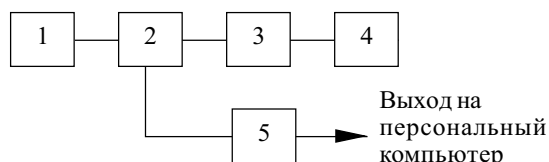


Рис. 1. Функциональная схема УФ-радиометра:
1 — головка радиометрическая; 2 — преобразователь "ток — напряжение" (ПТН); 3 — аналого-цифровой преобразователь (АЦП-1); 4 — жидкокристаллический индикатор (ЖКИ); 5 — аналого-цифровой преобразователь (АЦП-2)

Поток УФ-излучения направляется через тубус на фоточувствительную площадку фотодиода, встроенного в радиометрическую головку 1. Генерируемый фототок преобразуется ПТН 2 в пропорциональное

напряжение постоянного тока. Аналоговое значение напряжения преобразуется блоком АЦП-1 3 в цифровой код, который выводится на индикатор ЖКИ 4.

Аналого-цифровой преобразователь АЦП-2 5 преобразует напряжение постоянного тока в 12-разрядный код, который подается на персональный компьютер. Расчет значения измеряемого напряжения в десятичном коде производится персональным компьютером при считывании измеряемого значения сигнала.

Конструкция радиометрической головки представлена на рис. 2. В металлическом корпусе 9 последовательно размещены оптический фильтр, состоящий из стеклянных дисков 2—6, фотоприемник 8 и электрические выводы, соединенные с корпусным контактом 10 и разъемом 11. Фиксация фотоприемника и набора стеклянных дисков производится с помощью гайки 1 и втулки 7.

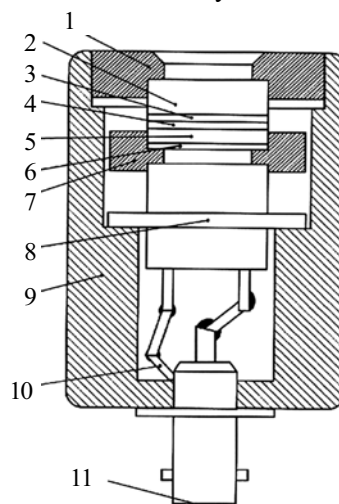


Рис. 2. Схематическая конструкция радиометрической головки:
1 — крепежная гайка; 2—6 — стеклянные диски; 7 — втулка; 8 — фотоприемник; 9 — корпус; 10 — соединительные провода; 11 — разъем

В разработанном УФ-радиометре применен фотоприемник, диодная структура которого выполнена на основе монокристалла фотид-галлия [3, с. 18]. Для формирования рабочего спектрального диапазона 300—400 нм проведена корректировка спектральной чувствительности фотодиода путем применения в конструкции головки пяти дисков соответствующей толщины из оптического стекла различных марок. Применение такого корректирующего фильтра позволило получить неравномерность чувствительности не более 5%.

Относительная спектральная характеристика чувствительности разработанной радиометрической го-

ловки приведена на **рис. 3**. Значения ее уровней соответствуют:

$$\lambda'_{0,1}=(290\pm 5) \text{ нм}; \quad \lambda'_{0,5}=(300\pm 5) \text{ нм}; \quad \lambda'_{0,9}=(310\pm 5) \text{ нм};$$

$$\lambda''_{0,9}=(380\pm 10) \text{ нм}; \quad \lambda''_{0,5}=(400\pm 5) \text{ нм}; \quad \lambda''_{0,1}=(420\pm 10) \text{ нм}.$$

Для регистрации малых по величине фототоков необходимо иметь минимальные токи утечки в радиометрической головке, а также во входных цепях предварительного каскада электронного усилителя, т. е.

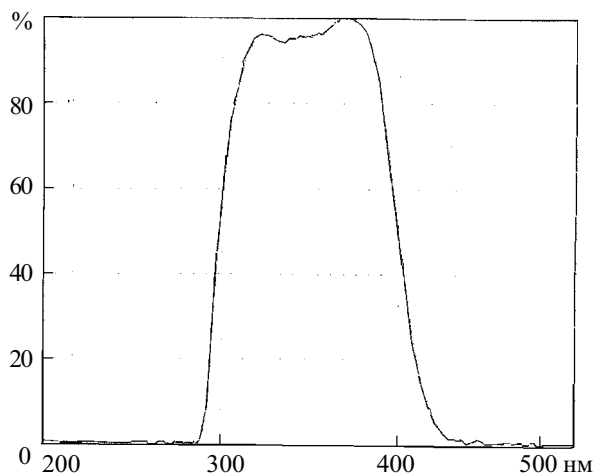


Рис. 3. Относительная спектральная характеристика чувствительности радиометрической головки УФ-радиометра

все эти узлы должны иметь высокое удельное сопротивление ρ . Необходимые свойства были получены за счет применения навесного монтажа и печатных плат на основе керамики. Преобразователь ПТН построен на основе операционного МДП-усилителя, который позволяет измерять токи на уровне 10^{-12} А.

Для обеспечения измерений потока излучения в широком динамическом диапазоне в УФ-радиометре имеется переключатель на пять положений, который устанавливает необходимый коэффициент преобразования ПТН. Постоянное выходное напряжение ПТН масштабируется таким образом, чтобы на выходе АЦП-1 и АЦП-2 обеспечивалось соответствие показаний, а на цифровом табло производился прямой отсчет величины потока в $\text{Вт}/\text{см}^2$.

На **рис. 4** показан разработанный радиометр УФР-1Л. Его технические характеристики:

Спектральный диапазон, нм	300...400
Диапазон измерений энергетической освещенности, $\text{Вт}/\text{см}^2$	$1 \cdot 10^{-10} \dots 2 \cdot 10^{-4}$
Нелинейность энергетической характеристики чувствительности, %	≤ 2
Основная погрешность измерения, %	≤ 10
Дополнительная температурная погрешность, $\%/^{\circ}\text{C}$	$\leq 0,3$



Рис. 4. Радиометр УФР-1Л

Измерения относительной спектральной чувствительности проводились на универсальном спектральном комплексе КСВУ-23 методом сравнения спектральных характеристик радиометрической головки УФ-радиометра с характеристикой образцовой измерительной головки. В качестве образцового фотодиода использовался фотодиод типа ФД-288, аттестованный во ВНИИОФИ (г. Москва, Россия).

УФ-радиометр может применяться в различных отраслях народного хозяйства для измерения энергетической освещенности, создаваемой естественными источниками в спектральном диапазоне от 300 до 400 нм, в следующих климатических условиях:

- температура окружающей среды от 15 до 35 $^{\circ}\text{C}$;
- относительная влажность воздуха до 80% при 25 $^{\circ}\text{C}$;
- атмосферное давление от 730 до 800 мм рт. ст.

Исследование и аттестация изготовленных УФ-радиометров показывают, что полученные результаты полностью соответствуют техническим требованиям. УФ-радиометр прост в эксплуатации, потребляет мощность не более 6 В·А при массе 1,2 кг.

Применение соответствующих нейтральных ослабителей позволяет расширить диапазон измерения энергетической освещенности до 2 $\text{Вт}/\text{см}^2$.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Измеритель мощности оптического излучения «Кварц-01» // Каталог «Фотоприемники и фотоприемные устройства». — Черновцы: ОАО «Кварц», 2003.
2. 2930-C Dual-Channel Optical Power Meter // Europhotronics. — 2002. — October/november. — P. 114.
3. Криксунов А. З. Справочник по приборам инфракрасной техники. — Киев: Техника, 1980.

К. ф.-м. н. В. И. ПЕРФИЛЬЕВ, к. ф.-м. н. С. В. ПЛАКСИН,
к. м. н. С. И. СОКОЛОВСКИЙ

Россия, г. Томск, НИИ полупроводниковых приборов;
Украина, г. Днепрпетровск, Ин-т транспортных систем и
технологий, Обл. клиническая больница им. И. И. Мечникова
E-mail: svp@westa-inter.com

Дата поступления в редакцию
23.03 2004 г.

Оппонент В. И. МАЙ
(НПП "Сатурн", г. Киев)

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ГЕНЕРАТОРНЫЙ МОДУЛЬ С УМНОЖЕНИЕМ ЧАСТОТЫ ДЛЯ АППАРАТУРЫ КВЧ-ТЕРАПИИ

С целью расширения диапазона частот и получения высококогерентного электромагнитного излучения предложено осуществлять умножение частоты исходного сигнала.

Современное состояние развития КВЧ-терапии, эффективность которой ныне уже не подлежит сомнению, характеризуется поиском новых системных и схемотехнических решений аппаратуры, одной из задач которой является получение оптимальных частот и улучшение спектральных характеристик инициирующих электромагнитных излучений (ЭМИ).

Феномен миллиметровой крайневисокочастотной (КВЧ) терапии состоит, как известно, в том, что организм человека особенно чувствителен к электромагнитным полям определенного диапазона частот в полосе непрозрачности (слабой прозрачности) атмосферы в данном частотном диапазоне. Вместе с тем в связи со всевозрастающей «загрязненностью» окружающей среды электромагнитными полями техногенного происхождения (мобильная связь, телевидение, компьютерные сети, спецсвязь и т. п.), частотный диапазон которых простирается вплоть до длинноволновой части миллиметрового диапазона, планируемые биологические и терапевтические эффекты электромагнитных полей могут более активно проявляться и воспроизводиться на частотах более высоких, чем известные «терапевтические» частоты 42,2 ГГц (длина волны 7,1 мм) и 53,51 ГГц (длина волны 5,6 мм).

Действительно, как показано в [1], ЭМИ КВЧ частотой 75 ГГц может оказывать эффективное влияние на столь фундаментальный для биофизики процесс как функционирование быстрых калиевых каналов, участвующих в регуляции электрической активности нервных клеток. Радиопротекторная защита кровяной системы, позитивные сдвиги в иммунной системе эффективно проявляются при воздействии на соответствующие биообъекты электромагнитных полей с длинами волн 2—4 мм (75—150 ГГц) [2, с. 9—15]. При исследовании влияния ЭМИ КВЧ на частотах молекулярного спектра излучения и поглощения атмосферного кислорода (частота 129 ГГц) на реологические свойства крови больных стабильной стенокардией была установлена возможность существенной коррекции реологических свойств крови [3], являющейся, как известно, патогенетическим направлением терапии ишемической болезни сердца и стабильных форм стенокардии, в частности.

Вторая задача, которую следует решать при построении КВЧ-аппаратуры, это — обеспечение когерент-

ности излучения. Высокая чувствительность биообъектов к ЭМИ, воспроизводимость результатов достигается лишь при высокой когерентности электромагнитного излучения. Согласно [4], оптимальной в медико-биологических исследованиях считается ситуация, когда воздействие осуществляется «сигналом, точно подходящим по своим характеристикам». В понятие «точно подходящий» вкладывается условие, чтобы сигнал был высококогерентным и соответствующим образом промодулированным, при этом необходимо, чтобы частоты модуляции соответствовали частотам функциональных систем организма, которые сложным образом взаимосвязаны и взаимозависимы. Любую, даже сложную, «зарисовку» сигнала можно осуществить, если инициирующий сигнал несущей достаточно когерентный.

При использовании в качестве источника ЭМИ КВЧ полупроводниковых модулей как наиболее приемлемых с точки зрения массогабаритных, эргономических характеристик, соображений электробезопасности одновременное достижение указанных целей — повышения частоты и получения высококогерентного сигнала — затруднительно [5, 6]. Неизбежное снижение собственной добротности автоколебательной системы (резонатора) с ростом частоты и возрастание роли корпуса полупроводниковой структуры и вызванные этим перескоки частоты при перестройке, сложность и дороговизна модулирующих устройств (электроуправляющих аттенуаторов, модуляторов, варикапов) требуют нового подхода к конструированию источников электромагнитного излучения в КВЧ-диапазоне. И таким подходом может явиться использование умножения частоты исходного высококогерентного сигнала с минимальным его зашумливанием умножительным элементом.

Традиционные конструкции умножителей частоты СВЧ—КВЧ-диапазона, работающие на варикапах, являются, как правило, различными модификациями волноводного крестообразного устройства и содержат следующие основные функциональные узлы:

— входной резонатор, настроенный на частоту первой гармоники и образованный отрезком регулярного волновода с трансформатором импеданса и короткозамыкающим (КЗ) плунжером, связанный с варикапом штырем связи;

— выходной резонатор, настроенный на частоту второй гармоники, образованный отрезком регулярного волновода с трансформатором импеданса и КЗ-

Авторы выражают благодарность А. А. Яшину за плодотворные дискуссии.

плунжером, содержащий варикап, связанный с входным резонатором штырем связи.

В то же время значительный интерес представляют резонансные системы, выполненные на отрезках волноводов, запердельных для частот генератора накачки. Известны умножители частоты, содержащие отрезок сигнального волновода (выход волноводного генератора — источник исходного сигнала) и соединенный с ним скачкообразным сочленением отрезок запердельного для входного сигнала волновода с установленным в нем подстроечным штырем, полупроводниковым диодом с диододержателем, выходным трансформатором при строго выбранных соотношениях расстояний от скачкообразного сочленения волноводов до подстроечного штыря и капсулированного диода [7].

Наличие, по меньшей мере, трех настроечных штырей (двух — в выходном трансформаторе) и капсулированного диода ограничивает не только достижимый КПД и частотный диапазон, в том числе полосу частот, но и затрудняет настройку и сужает область использования. В принципе, рассмотренные умножители могут считаться эффективными лишь в сантиметровом диапазоне и длинноволновой части миллиметрового диапазона. Вместе с тем использование запердельных волноводов в умножителях КВЧ-диапазона может быть продуктивным при использовании гибридных и полупроводниковых интегральных схем СВЧ—КВЧ-диапазонов [8], которые существенно удешевляют и упрощают изготовление и эксплуатацию соответствующих устройств КВЧ-диапазона, что важно для серийно выпускаемой терапевтической КВЧ-аппаратуры.

В настоящей работе представлен принцип построения высококогерентного источника ЭМИ КВЧ на диапазон 75—160 ГГц на базе серийно выпускаемых генераторных МЭП-диодов диапазона 37—40 ГГц и умножительных диодов с барьером Шоттки (ДБШ), изготовленных по планарной технологии, с использованием результатов исследований по умножению частоты в устройствах на запердельных волноводах [9].

На рис. 1 представлены конструкции умножительного модуля и умножительной вставки на ДБШ в интегральном исполнении (P — мощность), на рис. 2 — эквивалентная схема умножителя частоты, в которой не предусмотрены цепи холостых частот на промежуточные гармоники, и варикап может генерировать колебания только с частотой второй гармоники, так что этот узел на рис. 1 является простейшим вариантом варикапного удвоителя частоты. На рис. 3 показана структурная схема генераторного модуля.

На стыке выхода генератора накачки и запердельного волновода (ЗВ) образуется скачок размеров волновода по широкой и узкой стенкам. Известно [10], что сопротивление отрезка ЗВ имеет индуктивный характер, величина индуктивности зависит от геометрических размеров отрезка волновода и меры запердельности. Подбирая размеры антенны 5 и размер $l_0 = l + L$ от стыка волноводов до антенны (рис. 1), можно получить резонанс на некоторой частоте ω_0 .

Особенностью резонатора, образованного отрезком ЗВ и штыря возбуждения в нем, является мак-

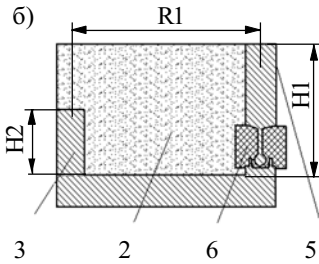
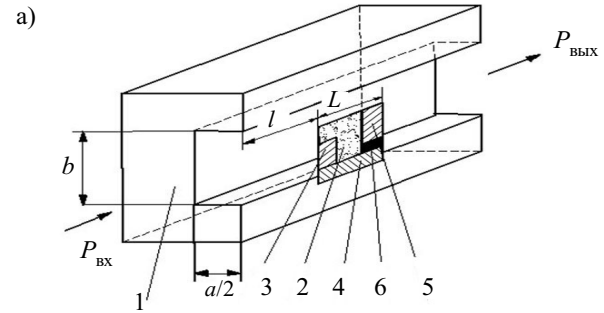


Рис. 1. Конструкция умножительного модуля: a — отрезок запердельного волновода с умножительной вставкой; b — умножительная вставка;

l — отрезок запердельного волновода; 2 — полосковая плата (диэлектрическая пластина); 3 (штырь связи), 4, 5 (антенна) — отрезки полосковой линии; 6 — ДБШ

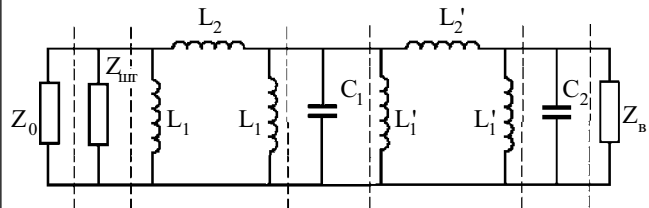


Рис. 2. Эквивалентная схема удвоителя частоты

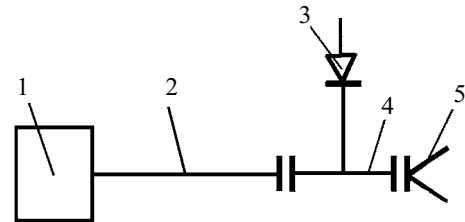


Рис. 3. Структурная схема генераторного модуля: 1 — источник входного сигнала; 2 — прямоугольный волновод номинального сечения; 3 — умножительный модуль; 4 — отрезок запердельного волновода; 5 — излучатель

симально полная концентрация электрического поля в зоне штыря, что позволяет реализовать высокие значения коэффициентов включения активных элементов, возбуждаемых этим штырем, а нелинейность вольт-амперной и вольт-кулоновской характеристик обеспечивается без подачи на умножительный диод дополнительного смещающего напряжения, которое в альтернативных схемах умножителя частоты (см. выше) является дополнительным источником шумов.

В рассматриваемой схеме умножителя частоты мощность на частоте второй гармоники, генерируемая варикапом, будет поровну делиться между генератором накачки и нагрузкой, что в итоге приведет к потерям выходной мощности, составляющим порядка 3 дБ. Поэтому для повышения эффективности работы умножителя в его резонансной системе (со сто-

роны генератора накачки) должен стоять полосонозапирающий фильтр, настроенный на частоту выходной гармоники.

Однако этот фильтр не может быть расположен на произвольном расстоянии от плоскости размещения варикапа; это расстояние должно обеспечивать определенный фазовый сдвиг волны, распространяющейся от ДБШ к нагрузке. С учетом того, что в плоскости режекции фильтр адекватен КЗ-плунжеру, это расстояние должно составлять порядка $\lambda/4$, где λ — длина волны для колебаний с частотой второй гармоники. Роль подобного фильтра играет вертикальный отрезок полосковой линии 3 (рис. 1) — он является полосонозапирающим фильтром для выходной частоты удвоителя. Одновременно он является элементом связи входного контура.

Эквивалентная схема удвоителя (рис. 2) получена при использовании представления отрезка ЗВ и штыря в нем в виде индуктивных и емкостных элементов [8]. Z_0 — характеристический импеданс подводящего волновода. Сопротивление штыря связи в эквивалентной схеме определяется как

$$Z_{шт} = \omega_0 \left\{ \frac{\pi}{A} \operatorname{ctg} \frac{\pi a}{2A} + \frac{A}{a} P \left(\frac{B}{\pi} \left[\frac{\pi}{A} - k \right] \times \ln \left(\operatorname{cosec} \frac{\pi b}{B} \right) - \frac{\pi B}{A} \left(\frac{1}{3} + \frac{2b}{B} - \frac{8b}{\pi B} \right) \right\}; \quad (1)$$

$$P = \frac{\pi AB}{4 ab} \left(1 - \frac{B}{b} \cos \frac{\pi a}{2A} \right), \quad (2)$$

где ω_0 — частота генератора накачки;
 A, a — размеры широких стенок подводящего и запердельного волноводов;
 B, b — размеры узких стенок подводящего и запердельного волноводов;
 $k = 2\pi/\lambda$;
 λ — длина волны для колебаний с частотой ω_0 .

Значения индуктивности L_1 и L_2 эквивалентной схемы удвоителя частоты с двумя звеньями связи (рис. 2) характеризуют отрезок ЗВ длиной l , а значения L_1' и L_2' характеризуют отрезок ЗВ длиной L (рис. 1). Величины этих индуктивностей определяются соотношениями типа

$$j\omega_0 L_1 = j[X_0 \operatorname{ctg}(B_0 l/2)]; \quad (3)$$

$$j\omega_0 L_1' = j[X_0 \operatorname{ctg}(B_0 L/2)],$$

где X_0 — характеристическое сопротивление ЗВ —

$$jX_0 = \frac{j240\pi b}{a\sqrt{(\lambda/2a) - 1}}; \quad (4)$$

$$B_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{\lambda}{2a} - 1 \right). \quad (5)$$

Значения C_1 и C_2 определяются аналогично путем замены величины отрезка l на L . C_1 — эквивалентная емкость вертикального отрезка полосковой линии — штыря связи 3, а C_2 — эквивалентная емкость второго вертикального отрезка полосковой линии — антенны 5. Величина L , как говорилось выше, опреде-

ляется из условия синфазности волны, отраженной от вертикального отрезка полосковой линии 3, и волны, распространяющейся в нагрузку.

Оптимальная ширина полосковых проводников умножительной вставки, плоскости которых параллельны узким стенкам волновода, составляет порядка $\lambda_{0\text{ВЫХ}}/40$, где $\lambda_{0\text{ВЫХ}}$ — длина волны на средней частоте выходного сигнала. При этом горизонтальный проводник на одну треть размещен в нижней широкой стенке волновода.

Таким образом, согласование входной цепи осуществляется подбором параметров, входящих в соотношения (1)–(5), и может быть выражено через коэффициент отражения, зависящий от этих параметров:

$$\Gamma = \frac{Z_{шт} - Z_В}{Z_{шт} + Z_В}, \quad (6)$$

где $Z_{шт}$ — сопротивление штыря связи (вертикальный отрезок полосковой линии 3) на частоте $2\omega_0$; $Z_В$ — сопротивление варикапа на той же частоте.

Отсюда, задавая величину $|\Gamma|$ в (6) меньше 1,0 и больше 0,8, можно определить геометрические размеры активной части удвоителя.

На макете удвоителя частоты с умножительной вставкой (рис. 1) проведено экспериментальное исследование взаимосвязи низкочастотных (вольт-амперная, вольт-фарадная) характеристик и КВЧ-характеристик (амплитудно-частотная, динамическая), а также зависимости этих характеристик от геометрических размеров умножительной вставки R_1, H_1, H_2 и ее расположения — расстояния R_2 (на рисунке не показано) между левым краем ЗВ и ДБШ.

Измерения ВАХ для определения величины последовательного сопротивления и коэффициента идеальности контакта с переходом Шоттки проводились на специальной измерительной установке. Для интерпретации полученных данных была применена эквивалентная схема для ДБШ (рис. 4). Здесь $C_{пер}$ — емкость перехода «металл—полупроводник», образующего контакт Шоттки, r_n — последовательное сопротивление потерь рабочего объема ДБШ, $R_{пер}$ — сопротивление перехода, $C_{пар}$ — паразитная емкость, образованная контактным слоем полупроводника и частью площади расширенного контакта, превышающего площадь контакта с переходом Шоттки, а также областью удвоителя частоты, заключенной между штырем связи и варикапом (рис. 5).

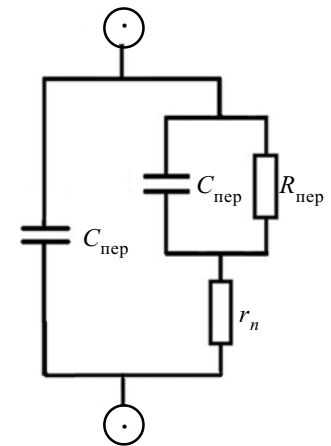


Рис. 4. Эквивалентная схема ДБШ

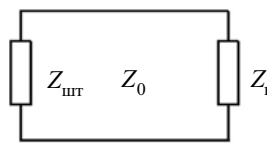


Рис. 5. Эквивалентная схема области умножителя между штырем связи и умножительным диодом

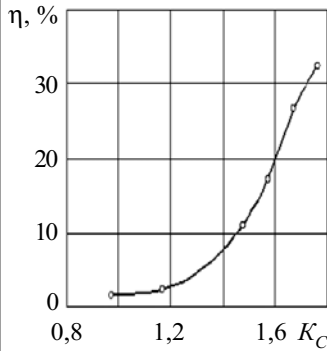


Рис. 6. Зависимость коэффициента преобразования от глубины модуляции емкости ДБШ

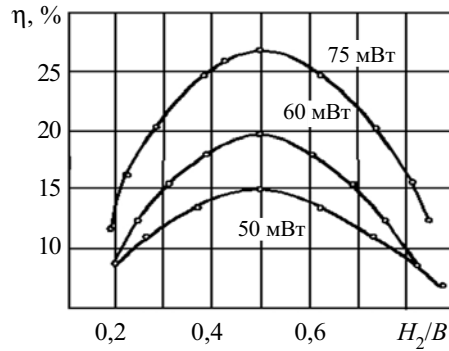


Рис. 7. Зависимость коэффициента преобразования от относительных размеров штыря связи при различных значениях мощности сигнала накачки

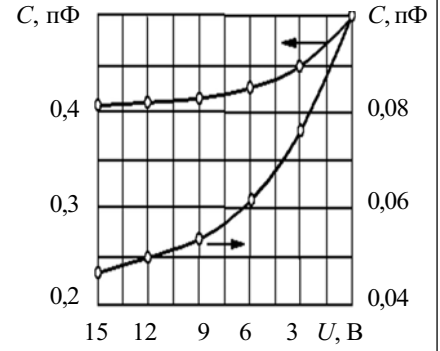


Рис. 8. Динамическая вольт-амперная характеристика ДБШ

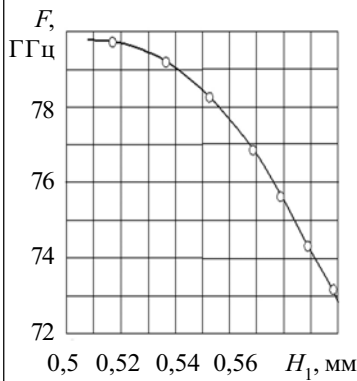


Рис. 9. Зависимость частоты преобразования сигнала от размера H_1 умножительной вставки (F — линейная частота)

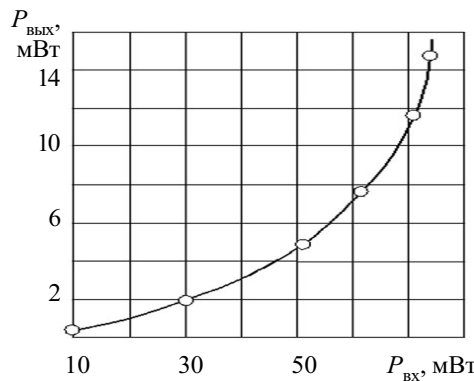


Рис. 10. Зависимость выходной мощности КВЧ-сигнала от входной при фиксированном размере штыря связи

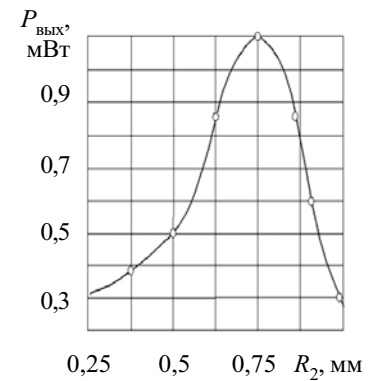


Рис. 11. Зависимость выходной мощности КВЧ-сигнала от расстояния между входным концом ЗВ и ДБШ

В результате проведенных исследований получены экспериментальные зависимости, представленные в виде графиков: **рис. 6** — зависимость коэффициента преобразования η от величины отношения K_C максимального значения емкости к минимальному, **рис. 7** — зависимость коэффициента преобразования от изменения размера H_2 умножительной вставки, **рис. 8** — зависимость емкости ДБШ от напряжения, **рис. 9** — зависимость частоты преобразованного сигнала от размера H_1 умножительной вставки, **рис. 10** — зависимость выходной мощности КВЧ-сигнала от входной мощности, **рис. 11** — зависимость выходной мощности КВЧ-сигнала от расстояния R_2 , **рис. 12** — зависимость выходной мощности КВЧ-сигнала от размера умножительной вставки R_1 и расстояния между левым краем ЗВ и ДБШ — R_2 .

Из полученных зависимостей следует, что для заданной частоты преобразования можно определить размеры R_1 , H_1 и H_2 умножительной вставки, а размер R_2 определится в процессе ее настройки. Таким образом, пользуясь данными выполненных экспериментальных исследований, можно осуществить оптимизацию конструкции удвоителя частоты.

Экспериментальные исследования макетов умножителей частоты с использованием отрезков запрещенных волноводов с площадью поперечного сече-

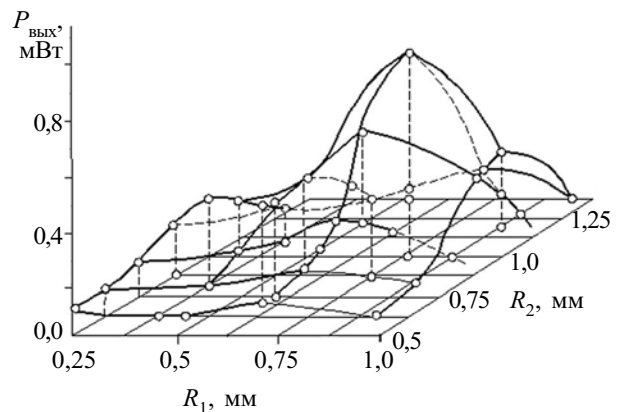


Рис. 12. Зависимость выходной мощности КВЧ-сигнала от размеров горизонтального проводника умножительной вставки и расстояния между входным концом ЗВ и ДБШ

ния $3,6 \times 1,8 \text{ мм}^2$, $2,4 \times 1,2 \text{ мм}^2$, $1,6 \times 0,8 \text{ мм}^2$ показали хорошее совпадение с расчетными данными.

На рис. 6, 7, 9—12 представлены результаты исследования удвоителя частоты входного сигнала 37...42 ГГц, предназначенного для использования в серийно выпускаемом аппарате КВЧ-терапии «ЭМИТЕР-ОНС» [11, 12], в котором предусмотрены меры по обеспечению высокой когерентности сигнала и амплитудной модуляции излучения. Ограничен-

ные клинические испытания такого модифицированного аппарата по лечению генерализованного пародонтита показали целесообразность использования более высоких частот излучения: тогда удастся снизить продолжительность процедуры, что уменьшает энергетическую нагрузку на пациента, а т. к. диапазон перестройки частоты увеличен вдвое против исходного, то расширяется возможность подбора индивидуальной частоты терапевтического сигнала. Кроме того, с ростом частоты сигнала (при высокой когерентности) повышается направленность излучения, что важно как с точки зрения более эффективного использования самого инициирующего сигнала при воздействии на биологически активные точки, так и с точки зрения обеспечения безопасности обслуживающего персонала и самого пациента.

Заключение

Повышение эффективности миллиметровой крайневысокочастотной терапии за счет использования высококогерентных излучений на частотах, существенно удаленных от электромагнитных полей техногенного происхождения, может быть осуществлено с использованием серийно выпускаемых генераторных полупроводниковых диодов и умножительных диодов, построенных по интегральной технологии. Существуют такие схемы включения умножительных диодов — диодов с барьером Шоттки, которые позволяют получить источники КВЧ-излучения с приемлемыми для КВЧ-терапии амплитудно-частотными и спектральными характеристиками.

Появляется также возможность осуществить недорогими средствами модернизацию уже выпускаемых аппаратов для КВЧ-терапии.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Гапеев А. Б., Чемерис Н. К. Действие непрерывного и модулированного ЭМИ КВЧ на клетки животных. 4.1. Особенности и

основные гипотезы о механизмах биологического действия ЭМИ КВЧ // Вестник новых медицинских технологий.— 1999.— Т. VI, № 1.— С. 15—22.

2. Искин В. Д. Биологические эффекты миллиметровых волн и корреляционный метод их обнаружения.— Харьков: Изд-во «Основа» при Харьковск. ун-те, 1990.

3. Киричук В. Ф., Малинова Л. И., Майбородин А. В. и др. Влияние ЭМИ КВЧ-диапазона на частотах молекулярного спектра излучения и поглощения атмосферного кислорода на реологические свойства крови больных стабильной стенокардией // Миллиметровые волны в биологии и медицине.— 2001.— № 4.— С. 42—50.

4. Smith C. W., Choj R. Y. S., Monro I. A. The diagnosis and therapy of electrical hypersensitivities // Clin Ecol.— 1990.— Vol. 6.— P. 119—128.

5. Нефедов Е. И., Яшин А. А. Элементная база генераторов КВЧ- и квазиоптического диапазонов для нетеплового (энергoinформационного) воздействия на биообъекты // Вестник новых медицинских технологий.— 1995.— Т. II, № 1—2.— С. 111—117.

6. Гончаров В. В., Костылев С. А., Соколовский И. И. Полупроводники с объемной отрицательной проводимостью в СВЧ-полях.— К.: Наук. думка, 1987.

7. А. с. 987786 СССР. Умножитель частоты / Ю. К. Тарабрин.— 1983.— Б. И. № 1.

8. Афромеєв В. І., Привалов В. Н., Яшин А. А. Согласующие устройства гибридных и полупроводниковых интегральных СВЧ схем.— Киев: Наук. думка, 1989.

9. Пат. 1775841 СССР. Умножитель частоты / И. И. Соколовский, В. И. Перфильев, В. Н. Привалов, В. И. Самойлов.— 1992.— Б. И. № 42.

10. Саусворт Дж. Принципы и применения волноводной передачи.— М.: Сов. радио, 1955.

11. Архипов М. Е., Соколовский С. И., Привалов В. Н. и др. Высокостабильный генераторный модуль для аппаратуры КВЧ-терапии: исследование и конструкторский синтез / Вестник новых медицинских технологий.— 1994.— Т. VI, № 3—4.— С. 117.

12. Алпатов А. П., Машенко І. С., Соколовська Л. В., Максудов Я. І. Апарат для лікування стоматологічних захворювань // Український журнал медичної техніки і технології.— 1994.— № 3—4.— С. 40—42.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

ІНФОРМАТИКА І ЗВ'ЯЗОК

13-16 жовтня 2004

ТЕХНОЛОГІІ ІІІ ТИСЯЧОЛІТТЯ

ІНФОРМАТИКА І ЗВ'ЯЗОК 2004

МІЖНАРОДНИЙ ВИСТАВКОВИЙ ЦЕНТР
Броварський пр-т, 15 (м. «Лівобережна»)

Генеральні інформаційні спонсори: **ТЕЛЕКОМ**, **ЕКІС**, **СЕТІ**, **АВАНТА**

Інформаційний спонсор: **ЕКІС**

Генеральний медіа-партнер: **СЕТІ**

Генеральний інтернет-партнер: **АВАНТА**

Організатори: Державний комітет з питань інформатизації України, Міністерство промислової політики України, **ITE GROUP PLC**, **VESNEXPO PREMIER**

Прем'єр Експо, 04050, Київ, вул. Пимоненка, 13-Б, Тел. +380 44 451 4160, Факс: +380 44 451 4161, E-mail: info@pe.com.ua, www.pe.com.ua

Д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ, Л. Я. КУШНЕРИК

Украина, г. Черновцы, Институт термоэлектричества
E-mail: anatychuk@ite.cv.ua

Дата поступления в редакцию
25.05 2004 г.

Оппонент д. ф.-м. н. В. П. МИХАЛЬЧЕНКО
(ЧФ Харьковского политехн. ун-та, г. Черновцы)

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИБОР ДЛЯ МЕДИКО-БИОЛОГИЧЕСКОЙ ЭКСПРЕСС-ДИАГНОСТИКИ

Приведена конструкция термоэлектрических термопарных и анизотропных датчиков и прибора для экспресс-диагностики выбранных симметричных точек тела человека.

Контроль тепловых потоков широко применяется в различных областях науки, техники и медицины. В частности, использование теплотрического метода в исследованиях биологических процессов, сопровождаемых выделением или поглощением тепла, дает возможность получать информацию о различных характеристиках исследуемых объектов и детально их анализировать.

Для качественного проведения исследований тепловых процессов такого вида необходима разработка специальной аппаратуры — в первую очередь, датчиков с высокой чувствительностью, точностью, стабильностью параметров в широком интервале рабочих температур и простотой согласования с регистрирующей аппаратурой. Такими датчиками являются полупроводниковые термоэлектрические датчики, сочетающие миниатюрность и высокую чувствительность, позволяющие добиться высокой локальности и точности проведения теплотрических измерений, например, в случае контроля температуры человеческого организма. [1, 2].

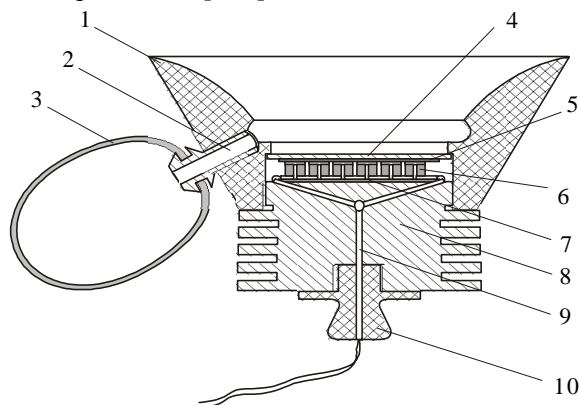


Рис. 1. Датчик для медико-биологических исследований: 1 — корпус; 2 — штуцер; 3 — резиновая груша; 4 — приемная площадка; 5 — прокладка; 6 — термобатарея; 7 — электроизоляционная пластина; 8 — радиатор; 9 — электрические выводы; 10 — теплоизоляционная рукоятка

Авторы выражают благодарность Л. И. Анатычуку и Р. В. Сенютовичу за содействие в проведении работ.

Целью настоящей работы является создание на основе термоэлектрических датчиков прибора для экспресс-диагностики и последующего выявления воспалительных процессов, основанных на контроле температурных отклонений предварительно выбранных симметричных точек человеческого организма.

Основными требованиями при разработке прибора для экспресс-диагностики являются простота метода при высокой чувствительности и малой погрешности измерения. Такая задача выполняется дифференциальным включением двух одинаковых термоэлектрических датчиков. Это дает возможность определять как абсолютные значения температуры в точках приложения датчиков, так и ее перегрев относительно заданной.

Конструкция разработанного датчика для диагностики молочных желез представлена на рис. 1.

Датчик состоит из корпуса 1, выполненного из диэлектрического материала малой теплопроводности в виде пустотелого срезанного конуса, нижняя часть которого с помощью внутреннего резьбового соединения крепится к теплоотсеивающему радиатору 8, изготовленному из алюминия. Внутренней поверхности конуса придана выпуклая форма.

В теле корпуса выполнено отверстие, к которому с помощью штуцера 2 крепится резиновая груша 3. В месте выхода штуцера на внутреннюю поверхность конуса по окружности выполнена кольцевая выточка, представляющая собой ограничивающую выемку, определяющую расстояние между приемной площадкой 4 и поверхностью исследуемого объекта. Термочувствительная батарея 6 находится между приемной площадкой и радиатором. Электрическая изоляция рабочих граней батареи осуществляется с помощью пластины 7 из керамики на основе двуокиси алюминия. Гибкие провода 9 от электрических выводов термоэлектрической батареи пропущены через отверстия в радиаторе и в рукоятке 10.

Датчики используют как термопарный, так и анизотропный термоэлектрические модули. Термопарный модуль состоит из 142 ветвей термоэлементов *n*- и *p*-типа на основе тройных соединений теллурида висмута [3]. Он характеризуется вольт-ваттной чувствительностью $S=0,45$ В/Вт, сопротивлением $R=100$ Ом, постоянной времени $\tau=3$ с, размерами поперечного сечения ветвей $0,7 \times 0,7$ мм, высотой $l=0,25$ мм, площадью приемной площадки $A=1$ см². Погрешность

регистрации температуры 0,1 К. Анизотропный модуль состоит из 15 термоэлементов на основе антимонид кадмия [4], его геометрические размеры 0,7×0,7×0,1 см. Он характеризуется параметрами $S=0,36$ В/Вт, $R=7...8$ кОм, $\tau=2$ с, что позволяет контролировать температуру с точностью 0,3 К.

Прибор для экспресс-диагностики воспалительных процессов молочных желез состоит из двух идентичных термоэлектрических датчиков, которые соединены между собой электрически антипараллельно и включены параллельно входу высокочувствительного регистра

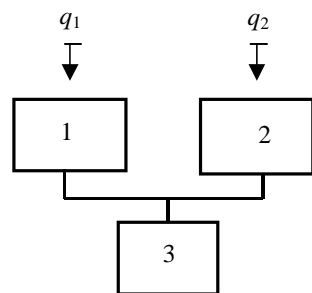


Рис. 2. Схема прибора для экспресс-диагностики воспалительных процессов: 1, 2 — термоэлектрические датчики; 3 — регистратор напряжения

Устройство работает следующим образом. Термоэлектрические датчики размещаются на соответствующие симметричные точки молочных желез и фиксируются путем частичного вакуумирования объема, находящегося между приемной площадкой и контролируемой поверхностью (см. рис. 1). Кожа желез втягивается во внутренний объем корпуса 1 и располагается перед приемной площадкой 4. Тепловой поток q , излучаемый кожей, поглощается площадкой 4 и проходит через термоэлектрический модуль 6, который генерирует пропорциональную термо-ЭДС.

В случае здоровых молочных желез температуры симметричных участков кожи практически равны между собой. Если исследуемая молочная железа характеризуется воспалительным процессом, ее температура отличается от температуры симметричного

участка, и это регистрируется измерительным прибором. Как показывают предварительные исследования, в зависимости от стадии воспалительного процесса или онкозаболевания перепад температур между здоровой и больной молочными железами достигает значений $\Delta T \pm 5$ К.

Разработанный прибор прошел предварительные испытания на кафедре онкологии Черновицкой государственной медицинской академии. При проведении экспресс-диагностики молочных желез установлено, что при воспалительных процессах $\Delta T = 1...3$ К, а онкологические заболевания сопровождаются понижением температуры кожного покрова в области их расположения на 5 К.

Результаты предварительных исследований показывают, что использование полупроводниковых термоэлектрических датчиков позволяет контролировать отклонение температуры симметрично расположенных точек человеческого тела и по ним проводить предварительную диагностику таких заболеваний как маститы, миомы, онкозаболевания, травмы, закрытые переломы и др.

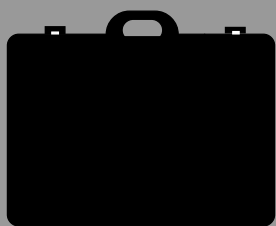
Предложенный метод перспективен также и для случая проведения массового осмотра.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Анагычук Л. И., Лусте О. Я. Микрокалориметрия.— Львов: Вища школа, 1981.
2. Ладька Р. Б., Москаль Д. Н., Дидух В. Д. Полупроводниковые термоэлектрические тепломёры в диагностике и лечении заболеваний суставов // Медицинская техника.— 1992.— № 6.— С. 34—35.
3. Пат. 53104 А України. Датчик для попередньої діагностики запальних процесів молочних залоз // А. А. Ащеулов, А. В. Клепиковський, Л. Я. Кушнерик та ін.— 2003.
4. Ащеулов А. А., Воронка Н. К., Маренкин С. Ф., Раренко И. М. Получение и использование оптимизированных материалов из антимонид кадмия // Неорган. мат.— 1996.— Т. 32, № 9.— С. 1049—1060.

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

- Исследование функций преобразования и чувствительности радиоизмерительного преобразователя давления. В. С. Осадчук, А. В. Осадчук, Г. И. Гаврилюк, Н. Л. Билоконь (Украина, г. Винница)
- Диэлектрическая релаксация Коул-Коула. В. В. Новиков, О. А. Комкова (Украина, г. Одесса)
- Контроллер последовательного синхронного приёма. Г. В. Куценко (Украина, г. Киев)
- Измерители магнитных полей на автогенераторных принципах для магнитолевитирующего транспорта. С. В. Плаксин, И. И. Соколовский (Украина, г. Днепропетровск)
- Многоуровневая оптическая память на микро- и наноразмерных структурах. В. В. Демехин, В. В. Данилов (Украина, г. Донецк)
- Приемные устройства мм-диапазона для систем связи и вещания. И. К. Сундучков (Украина, г. Киев)
- Сборка MOSFET-транзисторов в герметичном корпусе для поверхностного монтажа. И. И. Рубцевич, Л. П. Ануфриев, А. Ф. Керенцев (Белоруссия, г. Минск)
- Имплантированные Si-слои n-GaAs. А. Ю. Бончик, И. И. Ижнин, С. Г. Кияк, Г. В. Савицкий (Украина, г. Львов)
- Установка для определения профилей распределения свободных носителей заряда по глубине эпитаксиальных структур GaAs. Н. М. Вакив, И. Р. Завербный, Д. М. Заячук, С. И. Круковский, И. О. Мрыхин (Украина, г. Львов)
- Аналоги негатронов для защиты мощной цепи от перегрузки. О. Н. Негоденко, Е. Б. Лукьяненко, Д. В. Заруба (Россия, г. Таганрог)



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

Н. А. АЛЕКСЕЕВ

Украина, НТУУ „Киевский политехнический институт”
E-mail: nick@cme.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
05.06 2003 г. — 25.02 2004 г.

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

ИНТЕГРИРОВАННЫЙ МЕТОД ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ОБ ЭФФЕКТИВНОЙ СТРУКТУРЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Метод позволяет значительно сократить время проектирования технологических процессов и технологической подготовки приборостроительного производства.

Во время работы любой машины между ее исполнительными поверхностями возникают и действуют различные связи — кинематические, динамические, электрические, механические, гидравлические, пневматические, временные и др. Все виды связей учитываются в процессе создания машины [1].

Размеры деталей (как и сами детали в собранном виде) взаимосвязаны. Эти взаимосвязи определяют размерными связями, образующими сборочные размерные цепи. Замкнутость размерной цепи приводит к тому, что размеры, входящие в нее, не могут назначаться независимо, в связи с чем разработано множество методов расчета размерных цепей (метод максимума-минимума, вероятностный, статистических испытаний и др.). Каждый из этих методов имеет свои достоинства и недостатки.

Предлагаемый в настоящей работе метод анализа размерных цепей дополняет возможности конструкторского и технологического анализа учетом технико-экономических критериев — технологической себестоимости и эффективности обработки. Введение второго критерия обусловлено тем, что в последнее время при определении целей производства, помимо требования по снижению себестоимости изготовления, в качестве основной ставится задача достижения максимальной эффективности производства при одновременном обеспечении наилучших эксплуатационных характеристик. При этом под эффективностью производства понимается комплексный параметр, который, кроме себестоимости, включает в себя до-

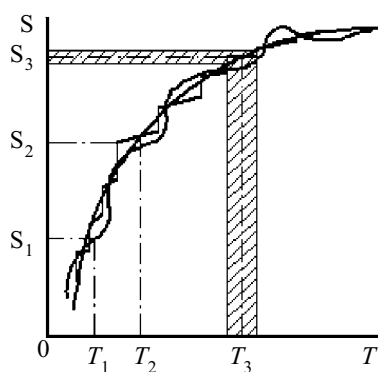


Рис. 1. Изменение эффективности обработки от величины допуска

бор параметров, определяющий целесообразность применения того или иного способа обработки.

Зависимости изменения себестоимости обработки C и эффективности обработки S от изменения точности (величины допуска) T , установленной в технологическом переходе, показаны в работах [2, 3]. Их графическое представление касательно эффективности обработки показано на **рис. 1**.

Суть предлагаемого метода заключается в интеграции теории размерных цепей, экспертных методов принятия решений и аппарата математического программирования.

Поскольку для обеспечения точности поверхностей, размеры которых составляют размерную цепь, могут использоваться разные способы обработки и их эффективность может описываться разными законами изменения C и S , то отсюда следует конечная цель расчета размерной цепи — составление общей целевой функции эффективности как суммы параметров эффективности достижения точности для отдельных составных звеньев с устремлением целевой функции к экстремуму. В общем виде эту задачу можно представить в виде графа (**рис. 2**).

Поверхности заготовки — $ПЗ_1, ПЗ_2, ПЗ_3$ — связаны между собою размерной цепью со звеньями — допусками разной точности ($РЗ_1, РЗ_2, РЗ_Δ$). В процессе обработки разными способами (операциями, переходами) — $1Сп1, 2Сп1, \dots$ (длина соответствующих им ребер графа обратно пропорциональна эффективности способов) поверхности заготовки поэтапно преобразуются в поверхности детали — $ПД_1, ПД_2, ПД_3$. Таким образом, целью способа является нахождение такого набора (последовательности) способов обработки поверхностей, при котором, с одной стороны, сохраняется функциональность изделия, заложенная конструктором на этапе конструкторского проектирования и выраженная размерной цепью, а с другой — суммарная длина всех ребер графа была бы наименьшей, что отвечает максимальной эффективности выбора способов обработки.

В отличие от предлагаемой в работе [3] целевой функции, предлагается использовать ее в несколько измененной форме:

$$S_{\text{изд}} = \sum_{i=1}^{n-1} S_i(T_i) \rightarrow \max, \quad (1)$$

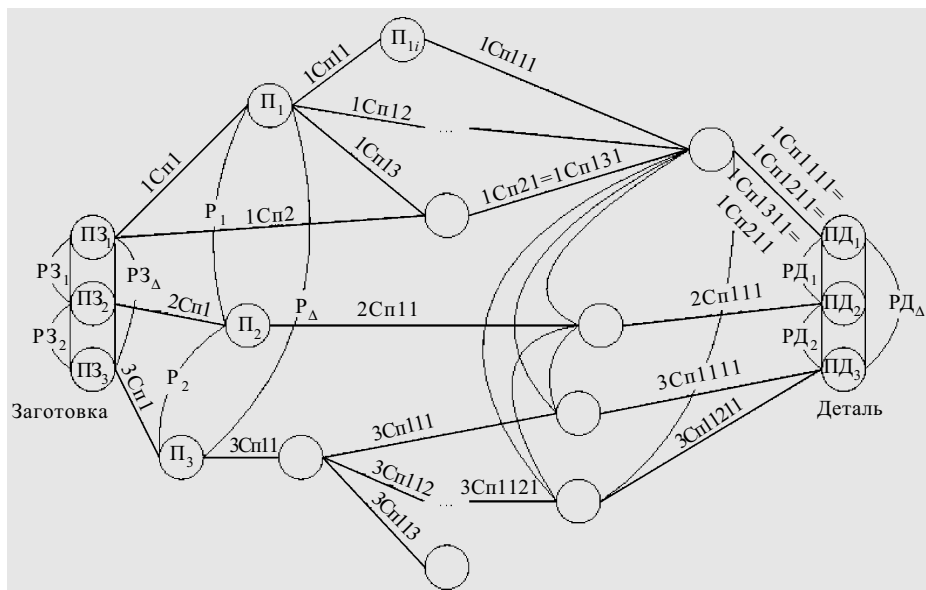


Рис. 2. Граф задачи технико-экономического анализа размерной цепи

где $S_{изд}$ — интегральный критерий эффективности обеспечения требуемой точности;
 n — общее количество звеньев, включая замыкающее;
 T_i — допуск на i -й размер размерной цепи изделия;
 S_i — критерий эффективности обеспечения допуска составляющего звена размерной цепи, выраженный кусочно-линейной зависимостью.

В обоих случаях в качестве ограничений будет выступать зависимость величины допуска замыкающего звена от допусков на составляющие звенья [2]

$$T_{\Delta p} = \sum_{i=1}^{n-1} |k_i| \cdot T_i, \quad (2)$$

где k_i — передаточное отношение i -го звена, т. е. степень влияния изменения i -го звена на степень изменения замыкающего звена (определяется способами, традиционными для прямой задачи, например методом дифференцирования [2]).

В случае расчета угловых, плоских или трехмерных размерных цепей зависимость величины допуска замыкающего звена от допусков на составляющие звенья приводится к виду (2). При этом

$$T_{\Delta p} \leq T_{\Delta}, \quad (3)$$

где $T_{\Delta p}$ — допуск замыкающего звена, определенный, с учетом передаточного отношения, по допускам составляющих звеньев;

T_{Δ} — допуск замыкающего звена, назначенный конструктором.

Если изменение допуска размера может повлечь за собой нарушение функционирования всего изделия (например, нарушение физического принципа), то необходимо ввести дополнительное ограничение вида

$$T_q \leq T_{qm}, \quad (4)$$

где T_q — рассчитываемые допуски звеньев, ограниченных в изменении;

T_{qm} — предельные значения допусков ограниченных звеньев, заданных конструктором.

Поскольку рассчитываемые допуски не должны выходить за пределы достижимой на предприятии точ-

ности, то существует необходимость ограничить их снизу:

$$T_q \geq T_{дост}, \quad (5)$$

где $T_{дост}$ — значения допусков, соответствующие достижимой на предприятии точности.

Таким образом, общая математическая модель предлагаемого метода будет иметь следующий вид:

$$\begin{cases} S_{изд} = \sum_{i=1}^{n-1} S_i(T_i) \rightarrow \max; \\ T_{\Delta} - \sum_{i=1}^{n-1} |k_i| \cdot T_i \geq 0; \\ T_q < T_{qm}; \\ T_q \geq T_{q\ дост}. \end{cases} \quad (6)$$

При определенных доработках эта модель может быть адаптирована к расчету всех основных типов размерных цепей (линейных, угловых, плоских и др.) методами полной и неполной взаимозаменяемости. Например, при расчете этой же задачи вероятностным методом достаточно первое из ограничений записать в виде

$$T_{\Delta} = \frac{1}{k_0} \sqrt{\sum_{i=1}^n T_i^2 k_i^2}, \quad (7)$$

где k_0 — коэффициент, характеризующий отличие распределения погрешностей i -го и замыкающего звеньев от распределения по закону Гаусса. Коэффициент k_0 для замыкающих размеров вводится при $n-1 < 6$ [5, с. 208].

При этом все остальные элементы модели остаются без изменений.

На основе вышеизложенных соображений можно сформулировать методику автоматизированного принятия решений о структуре (маршруте) технологического процесса механической обработки, которая заключается в следующем*.

1. Производится первоначальный анализ существующих на предприятии технологических процессов с целью выявления и группировки видов элементарных обрабатываемых поверхностей и технологических переходов. Под элементарным обрабатываемым участком понимается фрагмент поверхности детали, обрабатываемый за один переход, и для размерного описания которого необходим один элемент размерной цепи.

*Пункты 1 — 6 выполняются один раз, на начальном этапе использования данного метода. При необходимости дальнейшего пополнения таблицы после проведенной оценки переходов вновь введенные данные оцениваются относительно дополняемой группы переходов.

Пример классификационной таблицы

Поверхность			Эскиз	Текст перехода	Точность 1	Точность j	Точность t
Типы	Подтипы	Элементарные поверхности	Эскизы (элементарные участки)	Сп1	S_{11}	S_{j1}	S_{t1}
				Сп i	S_{1i}	S_{ji}	S_{ti}
				Спт	S_{1m}	S_{jm}	S_{tm}

2. Результаты такого анализа оформляются в виде исходной классификационной **таблицы**. В левой ее части записываются наиболее общие признаки группировки элементарных поверхностей, которые при смещении по ячейкам таблицы вправо все более конкретизируются и уменьшаются. В правой части таблицы данных находятся эскизы элементарных участков и элементарные переходы.

3. Заполняются анкетные ячейки таблицы (далее — анкета), содержащие значения коэффициентов эффективности S_{ji} . Они находятся правее элементарных участков, и заполнение их производится с помощью экспертов. Количество экспертов, их профессия и квалификация разные и определяются производственными условиями на каждом предприятии. Заполнение анкеты осуществляется каждым экспертом отдельно для каждого столбца качеств при помощи известных способов ранжирования [4].

В случае, если для текущей поверхности невозможно, например, i -м способом достичь в производственных условиях j -ю точность, то указывается соответствующая экспертная оценка. Таким образом, автоматически учитывается условие (5).

4. С использованием одного из методов экспертного оценивания составляется и заполняется таблица технологических коэффициентов, учитывающих технологические особенности изделия (например, количество деталей в партии, материал, массу заготовки и проч.).

5. После заполнения анкет экспертами производится анализ достоверности оценок по известным методикам [4]. Если в результате анализа выходит, что экспертные данные согласованы и обладают необходимой воспроизводимостью, таблицы считаются заполненными и готовыми для использования в качестве инструментария для определения коэффициентов эффективности в формуле (1).

6. Окончательным этапом в определении коэффициентов эффективности является расчет удельных характеристик, определяющих отношение величины коэффициентов эффективности к величине допуска. При этом численное значение допуска определяется для типового размера, а значения коэффициентов эффективности выбираются из анкеты классификационной таблицы.

7. Производится анализ детали или узла, на которые необходимо назначить допуски, с целью выявления элементов, входящих в размерную цепь. Одновременно, согласно классификационной таблице, классифицируются поверхности, образующие размерную цепь. При этом таблица может пополняться новыми видами поверхностей, новыми эскизами и текстами переходов.

8. При анализе размерной цепи с целью назначения допусков на ее отдельные звенья получается зависимость вида (1) с ограничениями, вид которых зависит от характера размерных цепей.

9. Полученная зависимость решается методами динамического программирования. В результате проведения расчета определяются оптимальные значения допусков элементов размерной цепи и наилучшие значения коэффициентов эффективности, по которым (перемещаясь по составленной заранее классификационной таблице справа налево и учитывая технологические коэффициенты) определяются оптимальные способы обработки поверхности. При этом должно соблюдаться соответствие поверхности в таблице той поверхности, для описания которой используется оптимизируемый размер.

В том случае, если перед технологом не стоит задача расчета размерной цепи, то данный метод при использовании жестких значений в условии 4 может служить для автоматизации процесса принятия решений о последовательности способов обработки поверхностей проектируемых деталей приборов, что также в существенной мере позволяет сократить время проектирования технологических процессов.

Предложенный технико-экономический метод автоматизированной генерации маршрута технологического процесса основывается на оригинальном соединении методов экспертного оценивания, методов расчета размерных цепей с учетом экономических показателей эффективности и оптимизационных методов математического программирования. Его применение для решения ряда задач технологического проектирования, таких как получение рекомендации о составе технологического процесса, позволяет в значительной мере сократить время конструкторско-технологической подготовки производства в целом.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Косилова А. Г., Мещеряков Р. К., Калинин М. А. Точность обработки, заготовки и припуски в машиностроении. Справочник технолога.— М.: Машиностроение, 1976.
2. Размерный анализ конструкций: Справочник / С. Г. Бондаренко, О. Н. Чередников, В. П. Губий, Т. М. Игнатцев.— К.: Техника, 1989.
3. Глоба Л. С., Алексеев А. Н., Алексеев Н. А. Техничко-экономический расчет размерных цепей и его приложение для выбора состава операций механообработки // Вісник СумДУ.— 2000.— № 19.— С. 93—98.
4. Емельянов С. В., Езеров В. Б. Исследовательские методы прогнозирования.— М.: Машиностроение, 1973.
5. Якушев А. И. Взаимозаменяемость, стандартизация и технические измерения.— М.: Машиностроение, 1979.

К. т. н. З. В. БЕРИШВИЛИ, Л. В. ДЖАНГИДЗЕ,
Г. А. СХИЛАДЗЕ, к. т. н. Р. Г. МЕЛКАДЗЕ, Т. М. ЛЕЖНЕВА,
Г. Г. ПЕРАДЗЕ

Грузия, Тбилисский гос. университет им. Ив. Джавахишвили
E-mail: nt@gol.ge

Дата поступления в редакцию
21.05 2004 г.
Оппонент к. ф.-м. н. А. В. РЫБКА
(ННЦ "ХФТИ", г. Харьков)

ФОРМИРОВАНИЕ СТОЛБИКОВЫХ ВЫВОДОВ ДЛЯ GaAs ПИКсельНЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Разработан и исследован процесс формирования столбиковых выводов из Pb/Sn и In на сенсорных GaAs-матрицах.

Одним из направлений полупроводниковой электроники является разработка детекторов различного вида излучений и, в частности, детекторов рентгеновского излучения для применения в медицинской диагностике. На сегодняшний день для этой цели наиболее хорошо разработаны гибридные детекторы, состоящие из двух чипов — GaAs-чипа с пиксельной сенсорной матрицей и Si-чипа со считывающими электронными схемами [1, 2]. В сенсорной матрице под

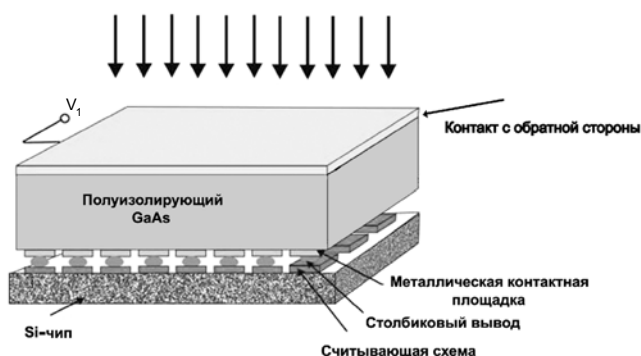


Рис.1. Общий вид гибридного детектора

воздействием рентгеновского излучения возникают заряды, которые в считывающем чипе преобразуются в электрические сигналы, с помощью которых на дисплее создается изображение исследуемого объекта. Общий вид такого гибридного детектора схематически представлен на **рис. 1**.

Важной составляющей изготовления гибридных детекторов является процесс электрического подсоединения сенсорного чипа к чипу со считывающим устройством. Осуществляется эта операция с помощью столбиковых выводов методом перевернутого кристалла (наиболее употребительный термин — флип-чип-технология) [2, 3]. Преимуществом этого метода, по сравнению со стандартными проволочными соединениями, является улучшение электрических параметров, повышение надежности и, самое главное, возможность значительного повышения плотности упаковки. В настоящее время данный способ успешно применяется при изготовлении полупроводниковых детекторов, содержащих около 4000 пиксе-

лов с шагом 170 мкм [1, 2], и в стадии разработки находится технология подсоединения матриц, содержащих более 60000 пикселей с шагом около 50 мкм [4]. (Под шагом подразумевается расстояние между центрами двух соседних пикселей.)

Столбиковые выводы из припоя формируются к контактными площадкам, расположенным на лицевой стороне как сенсорной матрицы, так и считывающего устройства. Соединение чипов осуществляется в специальной установке. Чипы располагают лицевыми сторонами друг к другу, совмещают столбиковые выводы, которые затем соединяются методом сплавления или компрессии. Существенным моментом при формировании столбиковых выводов является создание между столбиком и контактной площадкой пикселя слоя так называемой «подстолбиковой» металлизации, который служит для улучшения адгезии, а также для предотвращения диффузии материала столбика в контактную площадку пикселя.

В качестве материала для столбиковых выводов в основном используют сплавы Pb/Sn [3, 5], Au/Sn [3], а также In [3, 5, 6]. При этом индий является наиболее перспективным материалом, поскольку позволяет получить столбики меньшего размера и с меньшим шагом, а возможность соединения чипов методом холодной компрессии исключает проблемы, связанные с влиянием температуры на параметры детектора и возникновение напряжения в чипах [3, 5]. Для подстолбиковой металлизации используются композиции TiW/Cu [2], Ni/Au/Cu [3], Ni/Au [6] или только Au [1].

Следует отметить, что в современной технологии наблюдаются тенденции, направленные на исключение из применения свинца.

Целью настоящей работы была разработка эффективной технологии формирования столбиковых выводов для гибридных детекторов рентгеновского излучения.

Разработка технологии создания столбиковых выводов и подстолбиковой металлизации проводилась на пластинах полупроводникового GaAs, содержащих сенсорные матрицы. Каждая матрица содержала 64×64 пикселя с шагом 170 мкм. Общая площадь матрицы составляла порядка 1,5 см². Диаметр пластин GaAs был равен 50 мм, а толщина — 300 мкм. На одной пластине размещалось 5 матриц.

На **рис. 2** представлена последовательность технологических процессов получения столбиковых выводов.

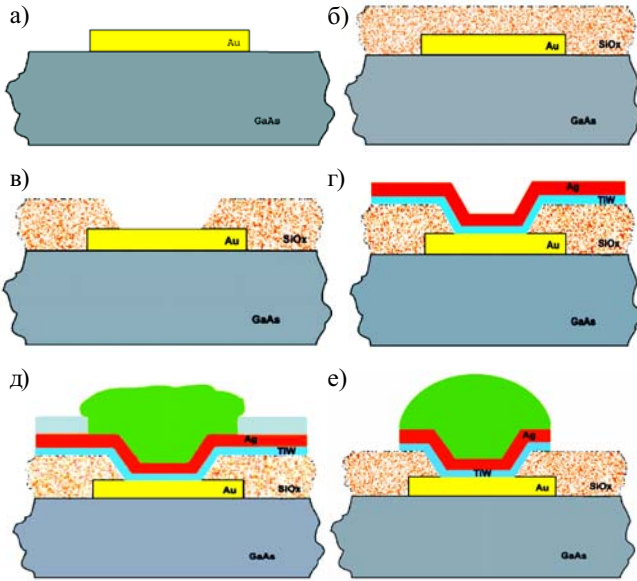


Рис. 2. Последовательность технологических процессов формирования столбиковых выводов:
a — GaAs-пластина с металлическими контактами; *б* — нанесение слоя SiO_x; *в* — формирование окон Ø24 мкм в слое SiO_x; *г* — нанесение металлизационной системы TiW/Ag; *д* — осаждение сплава Pb/Sn в окна фоторезиста Ø32 мкм; *е* — Pb/Sn столбиковый вывод после процесса оплавления

На лицевой стороне матриц находились пиксельные контактные площадки размерами 150×150 мкм из Ti/Pt/Au общей толщиной 0,3 мкм (рис. 2, *a*). Пластины покрывались слоем пассивирующего диэлектрика, в качестве которого был использован SiO_x толщиной 0,5 мкм (рис. 2, *б*), полученный методом контролируемого окисления моносилана кислородом. В слое диэлектрика над контактными площадками пикселей с помощью фотолитографии и химического травления формировались окна диаметром 24 мкм (рис. 2, *в*). Затем на пластину наносился сплошной слой TiW/Ag, предназначенный для подстолбиковой металлизации (рис. 2, *г*). Столбиковые выводы выращивались гальваническим методом через маску фоторезиста AZ 4562 толщиной 6 мкм, при этом сплошной слой TiW/Ag служил для прохождения тока (рис. 2, *д*). Диаметр окна в фоторезисте составлял 32 мкм.

После выращивания столбиков и снятия маски фоторезиста слой TiW/Ag удалялся с поля путем жидкостного травления в составе NH₄OH:H₂O₂:H₂O, так что TiW/Ag оставался только под столбиками. Для придания столбиковым выводам шарообразной формы проводился процесс оплавления (рис. 2, *е*).

В качестве подстолбиковой металлизации была разработана и опробована композиция TiW/Ag, которая наносилась на пластину сплошным слоем. Нанесение системы TiW/Ag осуществлялось методом магнетронного распыления в вакууме. В данном методе используется высокоэффективное планарное распылительное устройство с вращающимся магнитным блоком [7, 8]. Конструкция устройства обеспечивает постепенное распыление металла со всей поверхности дисковой мишени, т. е. ее равномерный износ. Это позволяет повысить однородность наносимых металлических пленок как по составу, так и по толщине,

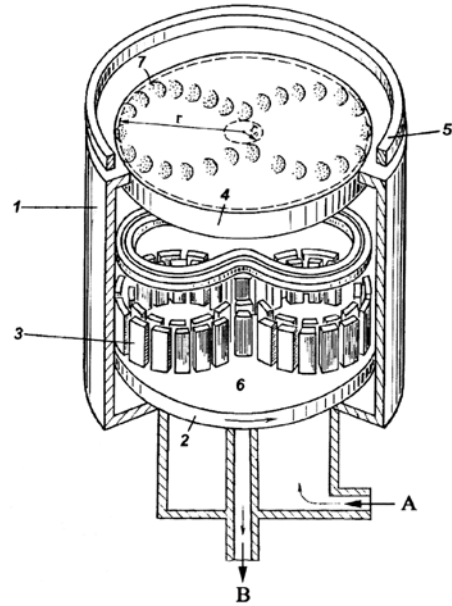


Рис. 3. Конструкция подколпачного устройства установки магнетронного распыления:
 1 — корпус катода; 2 — лопасти держателя магнитной системы; 3 — постоянные магниты; 4 — мишень; 5 — анод; 6 — магнитный блок; 7 — зона плазмы;
 А, В — соответственно вход и выход воды

не, а также получить хорошее запыление ступенек рельефа. Внутренняя конструкция устройства приведена на рис. 3. Держатель с GaAs-пластиной находится над мишенью на расстоянии 10 см.

Режим распыления TiW и Ag был следующим: начальный вакуум в камере 10⁻⁵ Па; рабочее давление в камере (с напуском Ar) — 10⁻¹—10⁻² Па, напряжение на катоде 400—500 В, ток разряда 1—1,5 А. В результате были получены качественные металлические слои с толщинами TiW — 0,25 мкм, Ag — 2,00 мкм, с хорошей адгезией и общим слоевым сопротивлением 0,02 Ом/□.

В качестве материала для столбиков исследовались Pb/Sn и In. Столбики из Pb/Sn выращивались в борфтористоводородном электролите. Выбранный состав и режим (плотность тока 1,2 А/см², время осаждения 15 мин) обеспечивали соотношение Pb:Sn — 90:10, высоту столбиков 20 мкм, диаметр — 50 мкм.

Для получения столбиков из In применялся хлоридный электролит (плотность тока ≈ 0,75 А/см², время осаждения — 20 мин). Столбики имели высоту 12 и диаметр 45 мкм. Затем проводился процесс оплавления столбиков в вакууме при температуре 165°С для In и 190°С для Pb/Sn, в результате которого столбики приобретали более шарообразную форму (рис. 2, *е*). После процесса оплавления размеры столбиков несколько менялись, высота увеличивалась примерно на 10 мкм, а диаметр уменьшался примерно на 15 мкм.

Разработанная технология совместима с технологическими процессами изготовления GaAs сенсорной матрицы. В результате проведенной работы на GaAs-матрицах были сформированы столбиковые выводы, имеющие следующие параметры:

Параметр	Материал для столбиков	
	Pb/Sn	In
Диаметр, мкм	35	30
Высота, мкм	30	20
Сопротивление, Ом	1—3	0,5—2,0
Механическая прочность	Удовлетворительная	Удовлетворительная

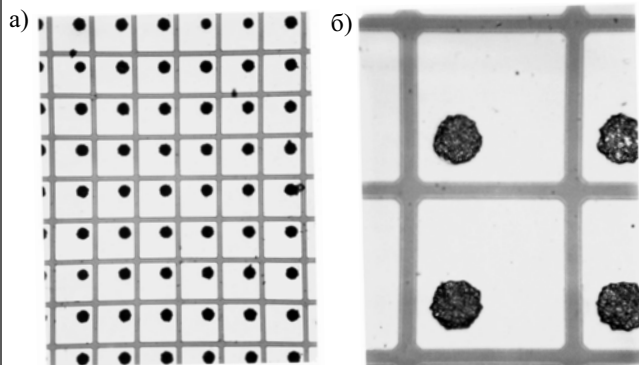


Рис. 4. Фрагменты GaAs сенсорной матрицы 64×64 со столбиковыми выводами из индия:
а — увеличение ×33; б — увеличение ×133

Фрагменты GaAs-матрицы с окончательно сформированными столбиковыми выводами из In приведены на рис. 4.

Выводы

Разработана технология изготовления столбиковых выводов из Pb/Sn и In. В отличие от известных литературных данных, для создания подстолбико-

вой металлизации впервые использована композиция TiW/Ag, которая наносится методом магнетронного распыления. Таким образом, столбик выращивается на слое серебра, что позволяет исключить из технологии такие металлы как Cu и Au.

На основе разработанного метода были сформированы столбиковые выводы на GaAs пиксельной матрице 64×64, предназначенной для детекторов рентгеновского излучения. Характеристики столбиковых выводов свидетельствуют о том, что эта технология может быть использована для флип-чип-процессов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

- Schwarz C., Campbell M., Goeppert R. et al. X-ray imaging using a hybrid photon counting GaAs pixel detector // Nuclear Physics B (Proc. Suppl.).— 1999.— Vol. 78.— P. 491—496.
- Schwarz C., Campbell M., Goeppert R. et al. Measurements with Si and GaAs pixel detectors bonded to photon counting readout chips // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research.— 2001.— Vol. A 466.— P. 87—94.
- Lozano M., Cabruja E., Collado A. et al. Bump bonding of pixel systems // Ibid.— 2001.— Vol. A 473.— P. 95—101.
- Fanti V., Marzeddu R., Randaccio P. Medipix2 parallel readout system // Ibid.— 2003.— Vol. A 509.— P. 171—175.
- Cihangir S., Kwan S. Characterization of indium and solder bump bonding for pixel detectors // Ibid.— 2002.— Vol. A 476.— P. 670—675.
- Breibach J., Lubelsmeyer K., Masing Th., Rente C. Development of a bump bonding interconnect technology for GaAs pixel detectors // Ibid.— 2001.— Vol. A 470.— P. 576—582.
- А. с. 1160761 СССР. Устройство ионно-плазменного распыления в вакууме / З. В. Беришвили, Г. А. Схиладзе, Ш. И. Шиошвили.— 1983.
- А. с. 1244960 СССР. Устройство ионно-плазменного распыления материалов в вакууме / З. В. Беришвили, И. Г. Гадахададзе, Ш. И. Шиошвили, Г. А. Схиладзе.— 1984.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Варадан В., Виной К., Джозе А. ВЧ МЭМС и их применения.— М.: Техносфера, 2004.— 448 с.

Книга В. К. Варадана, К. Д. Виноя и К. А. Джозе «ВЧ МЭМС и их применения» посвящена обзору состояния дел в области разработки и изготовления электромеханических систем и их компонентов. В ней подробно рассмотрены вопросы проектирования и технологические аспекты производства разнообразных микроустройств: переключателей, регулируемых индукторов и конденсаторов, фильтров, фазовращателей, линий передач и антенн, приведены преимущества и недостатки каждой отдельной конструкции и указаны способы их оптимизации. Целая глава книги посвящена такой важной теме как монтаж микросистем, где обсуждаются методы построения корпусов микросистем и способы их сборки. Детальное описание методов изготовления микроустройств, как традиционных, применяемых в микроэлектронной промышленности, так и современных, разработанных специально для микросистем, является достоинством данной книги.

Актуальность книги обусловлена быстрым прогрессом в области беспроводных систем связи, повлекшим за собой расширение областей применения ВЧ и СВЧ микротехники. Для России, где наблюдается существенное отставание в технологии изготовления микроэлектронных устройств, а развитие электромеханических микросистем и вовсе только начинается, актуальность книги во много раз возрастает.

Достоинством книги является также то, что в ней использованы материалы, написанные ведущими разработчиками микросистем всего мира.

Данная книга предназначена, в первую очередь, для инженеров-разработчиков ВЧ и СВЧ электромеханических микросистем и их компонентов. Она будет полезна специалистам, занимающимся разработкой мобильных систем связи.



Д. т. н. Ю. А. ДОЛГОВ, к. т. н. А. Ю. ДОЛГОВ

Молдова, г. Тирасполь, Приднестровский гос. университет им. Т. Г. Шевченко
E-mail: dolax@mail333.com

Дата поступления в редакцию
21.05—03.12 2003 г.

Оппонент к. т. н. О. Л. СМЕРНОВ
(ГУАП, г. С.-Петербург)

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ПО ВЫБОРКАМ МАЛОГО ОБЪЕМА

Применение метода в условиях производства позволяет получить математическую модель технологического процесса, пригодную для управления этим процессом.

Разработанные к настоящему времени методы математического моделирования технологических процессов по пассивным многомерным данным с доказательством адекватности полученной модели, такие как модифицированный метод случайного баланса (ММСБ) и метод наименьших квадратов с предварительной ортогонализацией факторов (МНКО), описанные в [1], требуют достаточно длинной таблицы данных (иногда до сотен строк), что не всегда возможно. Напротив, в современных производственных условиях при выборочном контроле все чаще прибегают к выборкам малого объема. Одновременно с этим для оперативного управления технологическим процессом требуется математическая модель (ММ), полученная по результатам контроля как можно меньшего количества изготовленных партий продукции. Другими словами, возможна ситуация (например, при пуско-наладочных работах), когда требуется получить ММ по таблице, у которой число столбцов (контрольных факторов) значительно превышает число строк (изготовленных партий изделий).

Такая ситуация с математической точки зрения неразрешима в общем виде, однако в частном слу-

чае ее можно свести к одной из наработанных схем расчета — МНКО. Для этого необходимы два условия: таблица экспериментальных данных представляет собой сверхнасыщенный план, а целевая функция представлена величинами, более или менее равномерно покрывающими значительную часть диапазона ее существования. Первое условие означает, что столбцы таблицы данных (факторы) в большинстве коррелированы между собой, и после устранения дублирующей информации (например, методом корреляционных плеяд) число столбцов в таблице становится меньше числа строк. Второе условие обеспечивает достаточный разброс координат экспериментальных точек с относительно равномерным покрытием поверхности целевой функции.

Проиллюстрируем сказанное на производственном примере.

При наладке технологического процесса (ТП) производства кристаллов одного типа ИМС были получены данные, приведенные в **табл. 1**, где Y — среднее значение выхода годных ИМС по всем пластинам соответствующей партии в процентах; X_i — результаты контрольных измерений по ходу ТП, очищенные от грубых промахов по методу Е. Н. Львовского [2, с. 37]. (Конкретные названия контролируемых параметров X_i и их размерность для предлагаемых методов расчета не существенны.)

Так как число столбцов таблицы существенно превышает число строк (предполагается наличие

Таблица 1

Процент выхода годных ИМС (Y) и результаты контроля промежуточных операций (X_i) по 9 опытным партиям

Номер партии, j	Y	X_1	X_2	X_3	X_4	X_5	X_6	X_7	X_8	X_9	X_{10}	X_{11}	X_{12}	X_{13}	X_{14}	X_{15}	X_{16}	X_{17}	X_{18}
1	30	31,0	3,5	20,3	54,8	11,6	140	7	0,56	36	26,5	68,8	4,6	22,5	0,73	5,62	0,86	41,0	13,7
2	25	32,0	4,6	29,8	66,4	11,4	148	7	0,56	36	54,7	55,1	5,4	6,2	0,73	3,62	0,63	44,3	16,8
3	37	33,3	4,7	32,5	70,5	12,4	153	6	0,46	35	31,1	73,5	5,6	15,7	1,45	1,25	0,74	38,4	16,4
4	45	28,2	3,9	16,7	49,4	11,7	127	5	0,73	25	57,0	69,3	6,2	13,5	0,58	2,50	0,85	35,8	14,8
5	67	29,6	3,7	18,5	51,8	11,1	123	4	0,76	26	17,2	83,4	3,3	3,5	0,87	0,50	0,43	26,0	13,3
6	70	32,0	4,6	29,8	66,4	10,6	126	3	0,80	22	21,7	47,6	6,0	0,9	1,16	2,20	0,93	26,9	12,9
7	73	35,9	2,2	24,6	62,7	11,8	132	4	0,95	14	46,4	47,6	6,0	2,7	1,66	1,93	0,58	22,6	8,7
8	76	26,8	3,2	32,6	62,9	10,9	117	5	0,70	26	35,6	75,6	5,8	1,3	2,32	2,11	0,65	26,1	10,3
9	94	34,9	4,8	35,6	75,3	10,0	105	3	0,96	22	7,9	12,5	2,4	5,7	1,58	0,87	0,42	20,4	6,2
\bar{X}_j	57,44	31,52	3,91	26,74	62,24	11,28	130,1	4,9	0,720	26,9	33,12	59,27	5,03	8,0	1,231	3,40	0,677	31,28	12,57
S_j	23,849	2,99	0,867	6,92	8,68	0,715	15,10	1,54	0,172	7,51	16,91	21,56	1,34	7,52	0,570	3,31	0,184	8,68	3,54

сверхнасыщенного плана), то необходимым этапом на пути моделирования является сокращение размерности факторного пространства до числа, меньшего, чем число строк таблицы. Наиболее простым способом это можно сделать через корреляционные плеяды [3, с. 64], которые позволяют выявить группы (плеяды) коррелированных между собой факторов, фактически несущих одну и ту же информацию.

С этой целью необходимо предварительно построить таблицу коэффициентов корреляции по данным табл. 1 по принципу «каждый с каждым». Сами коэффициенты корреляции находились по обычной классической формуле

$$r = \frac{\sum_{j=1}^n (X_{ij} - \bar{X}_i)(X_{kj} - \bar{X}_k)}{(n-1)S_i \cdot S_k}, \quad (1)$$

однако в силу малого объема выборок ($n = 9$) следует иметь в виду, что ниже порогового значения, вы-

численного с помощью табличного критерия Стьюдента при доверительной вероятности $P_{\text{дов}} = 95\%$ и числе степеней свободы $\nu = n - 2$,

$$|r|_{\text{порог}} = \frac{t_{\text{табл}}(q; \nu)}{\sqrt{[t_{\text{табл}}(q; \nu)]^2 + (n-2)}} = \frac{2,3646}{\sqrt{2,3646^2 + 7}} = 0,666$$

достоверность правильного вычисления коэффициента корреляции становится весьма сомнительной. К сожалению, то же пороговое значение, вычисленное по другой формуле, —

$$|r|_{\text{порог}} = \frac{\sqrt{36+n} - \sqrt{n}}{6} = 0,618,$$

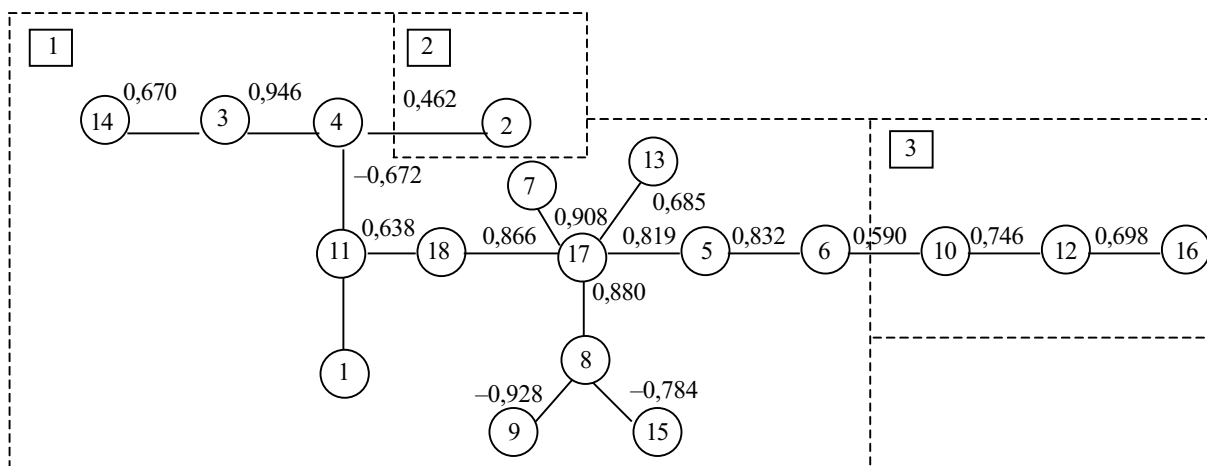
дает другое числовое значение, и нам придется делать выбор. Выберем $|r|_{\text{порог}} = 0,618$ как наиболее жесткое при $n < 50$.

Результаты всех вычислений представлены в табл. 2.

Таблица 2

Матрица коэффициентов корреляции

	Y	X ₁	X ₂	X ₃	X ₄	X ₅	X ₆	X ₇	X ₈	X ₉	X ₁₀	X ₁₁	X ₁₂	X ₁₃	X ₁₄	X ₁₅	X ₁₆	X ₁₇	X ₁₈
Y	1	0,079	-0,169	0,345	0,284	-0,719	-0,898	-0,870	0,863	-0,820	-0,387	-0,501	-0,277	-0,737	0,633	-0,689	-0,459	-0,945	-0,860
X ₁	0,079	1	0,077	0,346	0,618	0,015	0,086	-0,016	0,337	-0,273	-0,335	-0,685	-0,217	-0,039	-0,081	0,152	-0,261	-0,209	-0,333
X ₂	-0,169	0,077	1	0,425	0,465	-0,274	0,084	0,010	-0,309	0,463	-0,304	-0,281	-0,284	0,128	0,215	0,279	0,097	0,291	0,330
X ₃	0,345	0,346	0,425	1	0,946	-0,375	-0,128	-0,170	0,039	0,015	-0,302	-0,516	-0,108	-0,348	0,670	0,184	-0,204	-0,222	-0,315
X ₄	0,284	0,618	0,465	0,946	1	-0,316	-0,046	-0,213	0,116	-0,038	-0,330	-0,672	0,061	-0,272	0,524	0,224	-0,238	-0,216	-0,328
X ₅	-0,719	0,015	-0,274	-0,375	-0,316	1	0,832	0,633	-0,609	0,365	0,59	0,599	0,557	0,552	-0,237	0,711	0,340	0,601	0,629
X ₆	-0,898	0,088	0,084	-0,128	-0,046	0,832	1	0,764	-0,788	0,641	0,483	0,565	0,481	0,514	-0,381	0,779	0,415	0,819	0,803
X ₇	-0,870	-0,016	0,010	-0,170	-0,213	0,633	0,764	1	-0,854	0,842	0,498	0,487	0,275	0,666	-0,343	0,602	0,303	0,908	0,683
X ₈	0,863	0,337	-0,309	0,039	0,116	-0,609	-0,788	-0,854	1	-0,928	-0,268	-0,629	-0,294	-0,505	0,317	-0,784	-0,432	-0,880	-0,852
X ₉	-0,820	-0,273	0,463	0,015	-0,038	0,365	0,941	0,842	-0,928	1	0,093	0,421	-0,021	0,646	-0,399	0,646	0,266	0,867	0,737
X ₁₀	-0,387	-0,335	-0,304	-0,302	-0,330	0,590	0,483	0,498	-0,268	0,093	1	0,299	0,746	0,292	-0,225	0,120	0,319	0,503	0,554
X ₁₁	-0,501	-0,685	-0,281	-0,516	-0,672	0,599	0,565	0,487	-0,629	0,421	0,299	1	0,370	0,266	-0,178	0,318	0,264	0,424	0,638
X ₁₂	-0,277	-0,217	-0,284	-0,108	0,061	0,557	0,481	0,275	-0,294	-0,021	0,746	0,370	1	0,007	-0,047	0,300	0,698	0,334	0,426
X ₁₃	-0,737	-0,039	0,128	-0,348	-0,272	0,552	0,514	0,666	-0,505	0,646	0,292	0,266	0,007	1	-0,481	0,658	0,431	0,685	0,447
X ₁₄	0,633	-0,081	0,215	0,670	0,524	-0,237	-0,381	-0,343	0,317	-0,399	-0,225	-0,178	0,047	-0,481	1	-0,047	-0,306	-0,599	-0,616
X ₁₅	-0,689	0,152	0,279	0,184	0,224	0,711	0,779	0,602	-0,784	0,646	0,120	0,318	0,300	0,658	-0,047	1	0,405	0,626	0,573
X ₁₆	-0,459	-0,261	0,097	-0,204	-0,2380	0,340	0,415	0,303	-0,432	0,266	0,319	0,264	0,698	0,431	-0,306	0,405	1	0,499	0,501
X ₁₇	-0,945	-0,209	0,291	-0,222	-0,216	0,601	0,819	0,908	-0,880	0,867	0,503	0,424	0,334	0,685	-0,599	0,626	0,499	1	0,866
X ₁₈	-0,860	-0,333	0,330	-0,315	-0,328	0,629	0,803	0,683	-0,852	0,737	0,554	0,638	0,426	0,447	-0,616	0,574	0,501	0,866	1



Граф корреляционных плеяд (границы плеяд обозначены пунктиром, номера плеяд даны в квадратах, а номера факторов — в кружочках)

Анализ табл. 2 приводит к выводу, что величина Y тесно коррелирована с факторами $X_5, X_6, X_7, X_8, X_9, X_{13}, X_{14}, X_{15}, X_{17}, X_{18}$ по отдельности, а от остальных факторов зависит слабо, но пренебрегать ими без дополнительных исследований нельзя. В свою очередь, все факторы $X_1—X_{18}$ находятся между собой в сложном взаимодействии, расшифровать которое поможет граф корреляционных плед (см. рисунок), построенный по матрице коэффициентов корреляции.

Из рисунка следует, что всего плед оказалось три, а значит, в будущую модель могут войти без потери исходной информации не более трех факторов из первоначальных 18. Так как в исходной табл. 1 имеется всего 9 строк, то можно утверждать, что выполнено одно из фундаментальных требований теории планирования эксперимента: число исходной таблицы должно быть меньше числа эффектов, вошедших в модель. Сверхнасыщенный план превратился в обычный за счет устранения избыточной информации.

Выбирая по одному представителю из каждой плеяды по принципу максимальной тесноты связи с выходным параметром (степени влияния) и располагая факторы в порядке убывания этой меры, получим, что будущую модель следует искать в виде зависимости

$$\tilde{Y} = f(X_{17}, X_{16}, X_2). \quad (2)$$

Что касается корреляционных связей между самими факторами $X_1—X_{18}$, то их можно легко построить в виде линейных или квадратичных уравнений регрессии по методу Чебышева [4]. Например, для пары $X_3—X_4$ это выглядит так:

$$\begin{aligned} \tilde{X}_4 &= \bar{X}_4 + r_{3,4} \cdot \frac{X_3 - \bar{X}_3}{S_3} \cdot S_4 = 62,24 + \\ &+ 0,946 \frac{X_3 - 26,74}{6,92} \cdot 8,68 = 1,187 X_3 + 30,51 \end{aligned} \quad (3)$$

с коридором существования

$$\Delta X_4 = \pm Z_{\text{дов}} \cdot S_3 \sqrt{1 - r_{3,4}^2} = \pm 1,96 \cdot 8,68 \sqrt{1 - 0,946^2} = \pm 5,52.$$

Как указывалось ранее, расчет модели (2) следует вести методом МНКО, при котором для достижения наибольшей эффективности отобранные факторы следует расположить в порядке убывания их влияния на выходную величину (табл. 3).

Суть расчетов заключается в том, чтобы перейти из декартового пространства в пространство специ-

Таблица 3

Факторы — представители плед, упорядоченные по степени влияния на выходную величину

j	Z ₁	Z ₂	Z ₃	Z ₄	Z ₅	Z ₆	Y
	X ₁₇	X ₁₆	X ₂	X ₁₇ ²	X ₁₆ ²	X ₂ ²	
1	41,0	0,86	3,5	1681,00	0,7396	12,25	30
2	44,3	0,63	4,6	1962,49	0,3969	21,16	25
3	38,4	0,74	4,7	1474,56	0,5476	22,09	37
4	35,8	0,85	3,9	1281,64	0,7225	15,21	45
5	26,0	0,43	3,7	676,00	0,1849	13,69	67
6	26,9	0,93	4,6	723,61	0,8649	21,16	70
7	22,6	0,58	2,2	510,76	0,3364	4,84	73
8	26,1	0,65	3,2	681,21	0,4225	10,24	76
9	20,4	0,42	4,8	416,16	0,1764	23,04	94
\bar{Z}_K	31,28	0,677	3,91	1045,97	0,4880	15,964	—

ально подобранных ортогональных осей координат, превратив все величины Z_{kj} в $\psi_{kj}(Z)$ для каждого k -го фактора и j -й строки исходной таблицы (в нашем случае — табл. 3), найти в этом ортогональном пространстве адекватную математическую модель (в виде уравнения регрессии), а затем совершить обратный переход в декартово пространство. Расчеты следует вести по формулам

$$\psi_{kj}(Z) = Z_{kj} - \sum_{i=0}^{k-1} \xi_{ki} \cdot \psi_{ij}(Z) \text{ для всех } i < k, \quad (4)$$

$$\xi_{kj} = \frac{\sum_{j=1}^N Z_{kj} \cdot \psi_{ij}(Z)}{\sum_{j=1}^N [\psi_{ij}(Z)]^2}$$

где ξ_{kj} — вспомогательный коэффициент, подсчитанный для всех N строк исходной таблицы данных.

Для удобства представим результаты расчетов в табл. 4 и 5, которые сопряжены друг с другом.

Таблица 4

Поправочные коэффициенты ξ_{ki}

k	i					
	0	1	2	3	4	5
1	31,28					
2	0,677	0,01055				
3	3,91	0,02891	-0,34306			
4	1045,27	64,6286	-194,28	9,0227		
5	0,4880	0,01282	1,3708	0,01980	0,001186	
6	15,964	0,18235	-2,8295	7,3340	0,002081	-0,16812

Таблица 5

Ортогональные полиномы и проверка адекватности модели

j	$\psi_{0j}(Z)$	$\psi_{1j}(Z)$	$\psi_{2j}(Z)$	$\psi_{3j}(Z)$	$\psi_{4j}(Z)$	$\psi_{5j}(Z)$	$\psi_{6j}(Z)$	Y_j	$\hat{Y}_{онj}$	$(Y_j - \hat{Y}_{онj})^2$
1	+1	+9,72	+0,080	-0,664	29,0735	-0,00401	-0,4515	30	28,81	1,409
2	+1	+13,02	-0,184	+0,251	37,7434	-0,05552	0,3725	25	23,22	3,168
3	+1	+7,12	-0,012	+0,580	-38,4302	0,01887	0,6231	37	40,33	11,080
4	+1	+4,52	+0,125	-0,098	-30,5820	0,04341	-0,4349	45	44,89	0,012
5	+1	-5,28	-0,191	-0,122	-64,0377	0,10478	-0,8060	67	71,24	18,012
6	+1	-4,38	+0,299	+0,920	11,2021	-0,00832	0,0687	70	72,59	6,686
7	+1	-8,68	-0,005	-1,461	38,6770	-0,05041	1,0766	73	75,57	6,619
8	+1	-5,18	+0,028	-0,550	-18,8815	-0,00419	-0,6279	76	69,43	43,225
9	+1	-10,88	-0,142	+1,156	36,0312	-0,04309	0,0979	94	89,20	23,079
$\Sigma(\bullet)^2$	9	602,74	0,203	5,485	12058,952	0,02080	3,1373	—	$\Sigma(\bullet)$	113,286

Затем по формуле

$$A_k = \frac{\sum_{j=1}^N Y_j \cdot \psi_{kj}(Z)}{\sum_{j=1}^N [\psi_{kj}(Z)]^2} \quad (5)$$

находятся оценки коэффициентов регрессии (искомой модели в пространстве ортогональных полиномов — осей координат), которые проверяются на значимость по критерию Стьюдента

$$t_k = \frac{|A_k|}{S_k} \leq t_{\text{табл}}(q; \nu = N - 1). \quad (6)$$

При выполнении условия (6) оценка A_k признается незначимой (статистически равной нулю) и в модель не включается.

При расчетах этого примера был принят $q = 5\%$ -ный уровень значимости (возможная ошибка в выводах), число степеней свободы $\nu = 27$, тогда $t_{\text{табл}} = 2,052$. Среднеквадратичное отклонение S_k оценки коэффициента A_k рассчитывалось по формуле

$$S_k = \sqrt{\frac{S_{cp}^2 \{Y\}}{\sum_{j=1}^N [\psi_{kj}(Z)]^2}}, \quad (7)$$

где $S_{cp}^2 \{Y\}$ — средняя дисперсия опытов (в нашем случае $S_{cp}^2 \{Y\} = 10,35$).

Если данные по дисперсии отсутствуют, ее придется заменять верхней предельной оценкой — максимально возможной дисперсией, равной дисперсии всей выборки Y , деленной на 4 (точнее, на 3,92) — ширину размаха квантилей при доверительной вероятности $P_{\text{дов}} = 95\%$. При этом модель получится с более широким коридором ошибок.

В результате расчетов получилось:

$A_0=57,44$					
$A_1=-2,698$	$S_1=0,131$	$t_1=20,558$	$A_4=0,0238$	$S_4=0,0293$	$t_4 < 1$
$A_2=-2,320$	$S_2=7,140$	$t_2 < 1$	$A_5=-22,482$	$S_5=22,307$	$t_5=1,008$
$A_3=+3,618$	$S_3=1,374$	$t_3=2,633$	$A_6=-3,145$	$S_6=1,816$	$t_6=1,732$

Таким образом, искомая математическая модель в пространстве ортогональных полиномов запишется в виде

$$\hat{Y}_{\text{оп}} = 57,44 - 2,698 \cdot \psi_1(Z) + 3,618 \cdot \psi_3(Z). \quad (8)$$

Проверка адекватности модели (ее соответствия опытными данным) осуществлялась путем сравнения дисперсии адекватности (здесь $d=3$ — число членов модели)

$$S_{\text{ад}}^2 = \frac{\sum_{j=1}^N (Y_j - \hat{Y}_{\text{оп}j})^2}{N - d} = \frac{113,286}{9 - 3} = 18,881$$

с дисперсией опытов по критерию Фишера

$$F = \frac{S_{\text{ад}}^2}{S^2 \{Y\}} = \frac{18,881}{10,35} = 1,824 < F_{\text{табл}}(5\%; 6; 27) = 2,470.$$

Полученный результат свидетельствует о том, что найденная модель описывает экспериментальные данные с точностью, не превышающей ошибки самого эксперимента.

Для удобства работы с моделью ее необходимо перевести обратно в пространство декартовых координат, для чего в модель (8) подставим развернутые выражения полиномов $\psi_1(Z) = Z_1 - \bar{Z}_1$ и $\psi_3(Z) = Z_3 - \bar{Z}_3 - \xi_{31}(Z_1 - \bar{Z}_1) - \xi_{32}(Z_2 - \bar{Z}_2) - \xi_{21}(Z_1 - \bar{Z}_1)$:

$$\begin{aligned} \hat{Y} &= 57,44 - 2,698(Z_1 - 31,28) + 3,618\{Z_3 - \\ &- 3,91 - 0,02891(Z_1 - 31,28) - \\ &- (-0,34306) \cdot [Z_2 - 0,677 - 0,01055(Z_1 - 31,28)]\} = \\ &= 130,5 - 2,816Z_1 + 1,241Z_2 + 3,618Z_3 \end{aligned}$$

или, переходя к первоначальным обозначениям,

$$\hat{Y} = 130,5 - 2,816X_{17} + 1,241X_{16} + 3,618X_2. \quad (9)$$

Для уверенности можно произвести повторную проверку адекватности модели (9), которая должна подтвердить ее аутентичность модели (8), что и произошло.

Таким образом, доказана практическая возможность получения адекватных математических моделей в условиях многофакторной выборки малого объема при сверхнасыщенной таблице пассивных экспериментальных данных — даже при применении методов классической математической статистики. Анализ производственных ситуаций позволяет сделать вывод, что из двух условий, оговоренных в начале статьи, первое выполняется всегда, а второе — только в частном случае, который необходимо организовать.

Применение данного метода в цеховых условиях (особенно при пуско-наладочных работах) позволит получить математическую модель технологического процесса, пригодную для управления этим процессом, и не только для массового или крупносерийного производства, но и при производстве мелкосерийных изделий, чего до настоящего времени не было.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Долгов Ю. А. Статистическое моделирование. — Тирасполь: ПГУ, 2002.
2. Львовский Е. Н. Статистические методы построения эмпирических формул. — М.: Высшая школа, 1988.
3. Дружинин Г. В. Методы и оценки прогнозирования качества. — М.: Радио и связь, 1982.
4. Митропольский А. К. Техника статистических вычислений. — М.: Наука, 1971.

К. т. н. В. Г. СПИРИН

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

Дата поступления в редакцию
08.01 2004 г.
Оппонент д. т. н. С. Ю. ЛУЗИН
(ОАО "Авангард" г. С.-Петербург)

ОЦЕНКА ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

С учетом оценки погрешностей параметров тонкопленочного резистора получены формулы для расчета размеров проводников и контактных площадок.

Формирование размеров проводников и резистивных элементов в тонкопленочных микросборках (МСБ) методами фотолитографии и жидкостного травления неизбежно сопровождается как систематическими, так и случайными погрешностями [1]. Эти погрешности обусловлены как технологическими факторами, например, разрешающей способностью фоторезиста или примененным травителем, так и конструктивными факторами, например, применением того или иного металла (меди, золота или алюминия) в проводящем слое. Определение значений производственных погрешностей тонкопленочных элементов имеет очень важное практическое значение как для настройки оптимальных параметров технологического процесса [2], так и для повышения процента выхода годных МСБ путем компенсации систематических погрешностей [3]. Кроме того, знание производственных погрешностей необходимо для определения норм конструирования тонкопленочных элементов.

Как правило, производственные погрешности тонкопленочных резисторов (ТНР) определяются с помощью тестовых схем по специально разработанным алгоритмам. Недостатками известных тестовых схем и алгоритмов [2; 4, с. 109—114] являются:

- низкая достоверность результатов измерений из-за расположения тестовых элементов на периферийном технологическом поле и применения упрощенных математических моделей сопротивления ТНР;
- ошибочные алгоритмы расчета, основанные на предположении, что сопротивления ТНР являются случайными независимыми величинами. (На самом деле сопротивления резисторов являются случайными зависимыми величинами с коэффициентом корреляции близким к 1 — из-за идентичности удельного поверхностного сопротивления.)

Результаты исследований, приведенные в [1, 5, 6], позволяют предложить тестовую схему, состоящую из пяти резисторов (рис. 1). Параметры этой схемы приведены в табл. 1 (здесь R1—R5 — резисторы, R_п — проводники).

С помощью предлагаемой тестовой схемы можно с алгоритмической точностью не хуже 1% опреде-

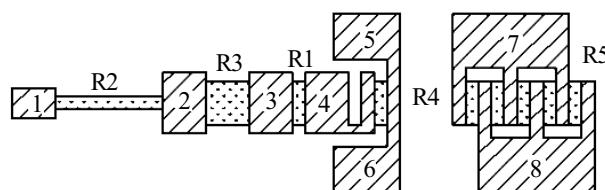


Рис. 1

Таблица 1

Параметры	R1	R2	R3	R4	R5	R _п
Коэффициент формы (l/b)	0,05	50	1	0,05	0,01	22
Длина резистора (l), мм	0,05	2,5	1	0,05	0,05	—
Ширина резистора (b), мм	1	0,05	1	1	1	—
Длина электрода (l_e), мм	1	0,45	1	0,05	0,05	—
Номера контактных площадок (КП)	3—4	1—2	2—3	4—5	7—8	5—6

лить следующие систематические и случайные погрешности параметров ТНР: удельного поверхностного сопротивления, длины, ширины, сопротивления электродов. Алгоритмической погрешности ниже 1% не требуется из-за присутствующей в реальном технологическом процессе погрешности микродефектов, величина которой составляет 1—3%.

Следует отметить, что данная тестовая схема может применяться только для ТНР, изготавливаемых первым или третьим способом фотолитографии [5]. Суть этих способов заключается в том, что при первой фотолитографии формируют длину резисторов, а при второй фотолитографии — их ширину. В пер-

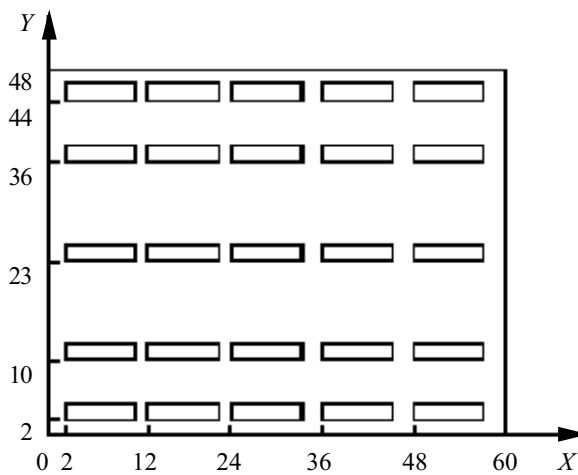


Рис. 2

вом способе используют проводящую структуру Cr—Au, а в третьем — проводящие структуры, не содержащие драгоценных металлов, например, V—Cu—Ni или V—Al.

Совокупность тестовых схем образует тест-плату (рис. 2). Левый нижний угол каждой тестовой схемы можно однозначно определить координатами x, y . Тогда расположение тестовых схем на подложке можно характеризовать матрицей размером $k \times m$, где k — количество исследуемых координат подложки по оси X , а m — количество исследуемых координат по оси Y . В проводимом эксперименте $k=m=5$.

Тест-платы должны быть изготовлены на подложках, напыленных в разных партиях, т. к. подтравы тонких пленок в значительной степени зависят от процесса напыления — его режимов, электронной гигиены, состава инертного газа и других факторов. Из каждой партии подложек изготавливают одну тест-плату и измеряют на ней сопротивление всех резисторов.

При формировании физической структуры тонкопленочной платы МСБ используется групповая технология, что приводит к сильной корреляции параметров сопротивления ТПП, получаемых в одной технологической операции.

Пусть в ходе какой-то технологической операции происходит формирование одного из параметров сопротивления ТПП, например, длины L , причем операция проводится с целью получения требуемого значения формируемого параметра l_n . В пределах одной партии одновременно обрабатываемых подложек параметр L — случайная величина со средним значением $l + \Delta l_{cy}$ и выборочным стандартным отклонением s_e . Для отлаженного технологического процесса в большинстве случаев распределение любого параметра платы МСБ можно считать нормальным [2].

Учитывая особенности параметров тестовой схемы, сопротивление каждого ТПП после его изготовления можно описать выражениями [1]

$$R1 = \rho(l + \Delta l_c)/b; \quad R2 = \rho l_2 / (b_2 + \Delta b_c); \quad R3 = \rho(l_3 + \Delta l_c)/b; \\ R4 = R1 + R_{эп}; \quad R5 = R_{эгр} + R1/n, \quad (1)$$

где ρ — удельное поверхностное сопротивление резистивной пленки;

l, b — соответственно длина и ширина резисторов, определяемая фотошаблоном;

$\Delta l_c, \Delta b_c$ — систематические погрешности длины и ширины ТПП за счет фотолитографии и травления;

$R_{эп}, R_{эгр}$ — сопротивление электродов прямоугольного и гребенчатого резисторов, соответственно;

n — количество резистивных элементов в гребенчатом резисторе R5.

Расчет всех видов погрешностей ТПП производят для резисторов, которые имеют одну координату y_j . Это необходимо для исключения влияния градиентной погрешности $\delta\rho_c$ на точность вычислений.

В связи с тем, что сопротивление всех резисторов зависит от погрешности ρ , статистический ряд, составленный из значений сопротивлений резисторов, будет представлять собой совокупность зависимых случайных величин. Это приводит к необходимости использования методов корреляционного анализа при определении производственных погрешностей, что значительно усложнит алгоритмы расчета. Поэтому необходимо построить другие статистические ряды,

состоящие из независимых случайных величин, которые позволяли бы достоверно определять случайные производственные погрешности длины, ширины и контактного сопротивления электродов ТПП при применении основных характеристик статистического ряда. Такими статистическими рядами могут быть ряды, составленные из отношений сопротивлений двух резисторов:

$$K1_1, K1_2, \dots, K1_i; \quad K2_1, K2_2, \dots, K2_i; \quad K4_1, K4_2, \dots, K4_i; \\ K5_1, K5_2, \dots, K5_i, \quad (2)$$

где i — номер тестовой схемы по j -й координате y ;

$$K1_i = R1_i/R3_i; \quad K2_i = R2_i/R3_i; \quad K4_i = R4_i/R1_i; \quad K5_i = R5_i/R1_i. \quad (3)$$

В общем случае относительная случайная погрешность δK отношения двух ТПП, например $R1/R2$, определяется выражением

$$\delta K = \sqrt{(\delta l_1 - \delta l_2)^2 + (\delta b_1 - \delta b_2)^2 + (\delta R_{эп1} - \delta R_{эп2})^2}. \quad (4)$$

Тогда для рассматриваемой тестовой схемы на основании (4) можно получить следующие выражения:

$$\delta K1 = \delta l; \quad \delta K2 = \delta b; \quad \delta K4 = \delta R_{эп}; \quad \delta K5 = \delta R_{эгр},$$

где $\delta l, \delta b, \delta R_{эп}, \delta R_{эгр}$ — случайные производственные погрешности ТПП: длины, ширины, обусловленные сопротивлением электродов — прямоугольной и гребенчатой формы.

Если перейти от значений случайных погрешностей к характеристике статистического ряда — коэффициенту вариации, то получим систему уравнений для оценки случайных погрешностей ТПП:

$$V_{R3} = V_{\rho j}; \quad V_{K1} = V_{l_j}; \quad V_{K2} = V_{b_j}; \quad V_{K4} = V_{эп j}; \quad V_{K5} = V_{эгр j},$$

где V_{R3} — коэффициент вариации статистического ряда, составленного из сопротивлений R3;

$V_{K1}, V_{K2}, V_{K4}, V_{K5}$ — коэффициенты вариации статистических рядов (2);

$V_{\rho j}$ — коэффициент вариации удельного поверхностного сопротивления по координате y_j ;

V_{l_j}, V_{b_j} — коэффициенты вариации длины и ширины ТПП;

$V_{эп j}, V_{эгр j}$ — коэффициенты вариации сопротивления электродов резисторов R4 и R5.

Оценку достоверности измеренных результатов сопротивлений в строке матрицы производим по следующему алгоритму.

1. Среднее значение резистора $R3_j$ находим по формуле

$$R3_j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k R3_i = \rho_j,$$

где k — количество измеренных резисторов по координате y_j (в строке);

ρ_j — среднее значение удельного поверхностного сопротивления в строке.

2. Вычисляем отношения сопротивлений резисторов (коэффициенты K) по формулам (3).

3. Рассчитываем средние значения коэффициентов K :

$$K1_j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k K1_i; \quad K2_j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k K2_i; \quad K4_j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k K4_i; \\ K5_j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k K5_i. \quad (5)$$

4. Находим коэффициенты вариации для статистического ряда $R_{3_1}, R_{3_2}, \dots, R_{3_j}$ и для статистических рядов (2):

$$V_{\rho_j} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^k (R_{3_i} - R_{3_j})^2}}{R_{3_j} \sqrt{k-1}}; \quad V_{l_j} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^k (K_{1_i} - K_{1_j})^2}}{K_{1_j} \sqrt{k-1}};$$

$$V_{b_j} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^k (K_{2_i} - K_{2_j})^2}}{K_{2_j} \sqrt{k-1}}; \quad V_{\text{эп}j} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^k (K_{4_i} - K_{4_j})^2}}{K_{4_j} \sqrt{k-1}};$$

$$V_{\text{эп}j} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^k (K_{5_i} - K_{5_j})^2}}{K_{5_j} \sqrt{k-1}}.$$

По результатам полученных значений коэффициентов вариации можно оценить качество изготовления тест-платы и точность проведенных измерений. Результаты измеренных сопротивлений считались достоверными при $V_{\rho_j} \leq 1,7\%$; $V_{b_j} \leq 3\%$; $V_{l_j} = V_{\text{эп}j} = V_{\text{эп}j} \leq 5\%$. При такой оценке в эксперименте было использовано свыше 90% всех измерений.

Систематические погрешности ТПР для каждой координаты y_j рассчитываются по следующему алгоритму.

1. Среднее значение сопротивления резисторов R_{1_j}, R_{3_j} находим по следующим формулам:

$$R_{1_j} = \frac{1}{k_d} \sum_{i=1}^{k_d} R_{1_i}; \quad R_{3_j} = \frac{1}{k_d} \sum_{i=1}^{k_d} R_{3_i} = \rho_j, \quad (6)$$

где k_d — количество измеренных резисторов по координате y_j , результаты измерения сопротивления которых признаны достоверными.

2. Рассчитаем средние значения коэффициентов K :

$$K_{1_j} = \frac{1}{k_d} \sum_{i=1}^{k_d} K_{1_i}; \quad K_{2_j} = \frac{1}{k_d} \sum_{i=1}^{k_d} K_{2_i};$$

$$K_{4_j} = \frac{1}{k_d} \sum_{i=1}^{k_d} K_{4_i}; \quad K_{5_j} = \frac{1}{k_d} \sum_{i=1}^{k_d} K_{5_i}. \quad (7)$$

3. Используя (1), (6) и (7), запишем значения коэффициентов K :

$$K_{1_j} = \frac{(l_1 + \Delta l_{c_j})}{(l_3 + \Delta l_{c_j})}; \quad K_{2_j} = \frac{l_2 b_3}{(b_2 + \Delta b_{c_j})(l_3 + \Delta l_{c_j})};$$

$$K_{4_j} = (R_{1_j} + R_{\text{эп}j}) / R_{1_j}; \quad K_{5_j} = (R_{\text{эп}j} + R_{1_j} / n) / R_{1_j}. \quad (8)$$

4. Из уравнений (8) определим, соответственно, $\Delta l_{c_j}; \Delta b_{c_j}; R_{\text{эп}j}; R_{\text{эп}j}$:

$$\Delta l_{c_j} = (l_3 K_{1_j} - l_1) / (1 - K_{1_j}); \quad \Delta b_{c_j} = l_2 b_3 / [K_{2_j} (l_3 + \Delta l_{c_j})] - b_2;$$

$$R_{\text{эп}j} = R_{1_j} (K_{4_j} - 1); \quad R_{\text{эп}j} = R_{1_j} (K_{5_j} - 1/n).$$

5. Величину градиентной погрешности удельного поверхностного сопротивления находим по формуле $\delta \rho_{c_j} = \rho / \rho_0 - 1$, где ρ_0 — среднее значение удельного поверхностного сопротивления для центральной координаты y_0 подложки.

6. Среднее удельное поверхностное сопротивление и средние систематические погрешности параметров ТПР, характерные для всей площади q -й тест-платы, находим в соответствии с выражениями

$$\rho_q = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \rho_j; \quad \Delta l_{c_q} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \Delta l_{c_j}; \quad \Delta b_{c_q} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \Delta b_{c_j};$$

$$R_{\text{эп}q} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m R_{\text{эп}j}; \quad R_{\text{эп}q} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m R_{\text{эп}j},$$

где m — количество исследуемых координат y_j .

7. Средние значения для r изготовленных тест-плат находим согласно выражениям

$$\rho = \frac{1}{r} \sum_{q=1}^r \rho_q; \quad \Delta l_c = \frac{1}{r} \sum_{q=1}^r \Delta l_{c_q}; \quad \Delta b_c = \frac{1}{r} \sum_{q=1}^r \Delta b_{c_q};$$

$$R_{\text{эп}} = \frac{1}{r} \sum_{q=1}^r R_{\text{эп}q}; \quad R_{\text{эп}} = \frac{1}{r} \sum_{q=1}^r R_{\text{эп}q}. \quad (9)$$

8. Найдем среднеквадратическое отклонение основных параметров ТПР: удельного поверхностного сопротивления s_ρ , длины s_l и ширины s_b :

$$s_\rho = \sqrt{\frac{1}{r-1} \sum_{q=1}^r (\rho_q - \rho)^2}; \quad s_l = \sqrt{\frac{1}{r-1} \sum_{q=1}^r (\Delta l_{c_q} - \Delta l_c)^2};$$

$$s_b = \sqrt{\frac{1}{r-1} \sum_{q=1}^r (\Delta b_{c_q} - \Delta b_c)^2}. \quad (10)$$

9. Используя выражения (9), (10), определим коэффициент вариации V_ρ удельного поверхностного сопротивления: $V_\rho = s_\rho / \rho$.

10. Задавая вероятность (надежность) P того, что истинное значение случайной погрешности любого параметра сопротивления ТПР попадет в заданный доверительный интервал (допуск), по числу проведенных достоверных измерений r определяем, согласно [7, с. 96], значение коэффициента Стьюдента t для этих данных. Показатель надежности выбирается из компромиссных соображений между увеличением трудоемкости групповой и индивидуальной подгонки резисторов при низкой надежности и увеличением линейных размеров и допусков резисторов — при высокой надежности. Рекомендуемая величина надежности составляет $P = 0,68 \dots 0,95$.

11. Используя формулу, приведенную в [7, с. 75], учитывающую связь между допуском на случайную погрешность, коэффициентом Стьюдента и стандартным отклонением, найдем допуски на абсолютные погрешности длины и ширины ТПР:

$$\Delta l = t s_l; \quad \Delta b = t s_b.$$

Относительный допуск на величину ρ равен: $\delta \rho = t V_\rho$.

Нетрудно заметить, что длина $l_{\text{кд}}$ и ширина $b_{\text{кд}}$ проводников и контактных площадок после изготовления ИС будет определяться выражениями

$$l_{\text{кд}} = l_{\text{кд}} - \Delta l_c \pm \Delta l; \quad b_{\text{кд}} = b_{\text{кд}} - \Delta b_c \pm \Delta b,$$

где $l_{\text{кд}}, b_{\text{кд}}$ — длина и ширина проводников и контактных площадок по конструкторской документации.

Результаты расчета погрешностей сопротивления ТПР, полученные по вышеприведенным алгоритмам на основе шести тест-плат с тонкопле-

Таблица 2

Систематические погрешности					Случайные погрешности		
δp_c , %	Δl_c , мкм	Δb_c , мкм	$R_{эп}$, Ом	$R_{эг}$, Ом	δp , %	Δl , мкм	Δb , мкм
6,5	6,2	2,5	1,97	0,31	4,0	10,8	2,5

ночной структурой РС-3710-V-A1, изготовленных третьим способом фотолитографии, приведены в табл. 2. При этом вероятность оценки погрешностей составляла $P=0,9$, а $t=2,01$.

Анализ результатов погрешностей, приведенных в табл. 2, показал следующее. Высокое значение градиентной погрешности удельного поверхностного сопротивления вызвано конструкцией подложкодержателя, который не обеспечивает равномерность нагрева подложки, т. к. имеет двусторонние вырезы для установки подложки в направлении координаты Y . Такое значение градиентной погрешности не позволяет использовать всю площадь подложки, что увеличивает себестоимость изготовления МСБ.

Полученные значения систематических и случайных погрешностей длины и ширины ТПР, а также случайной погрешности удельного поверхностного сопротивления, позволяют проектировать ТПР с номинальными размерами 50 мкм.

Согласно [6], теоретические значения сопротивления электродов для исследуемых ТПР составляют: $R_{эп}=1,4$ Ом; $R_{эг}=0,3$ Ом. Экспериментальное значение сопротивления электродов гребенчатого резистора мало отличается от теоретического значения, в то время как сопротивление электродов прямоугольного ТПР отличается значительно. Это вызвано тем, что модель расчета сопротивления электродов [6] не учитывает контактное сопротивление между проводящим и резистивным слоем.

В эксперименте было измерено сопротивление $R_{п}$ проводящего слоя электрода (рис. 1, КП 5—6), среднее значение которого составило $R_{п}=0,64$ Ом. Отсюда можно рассчитать среднее значение контактного сопротивления: $R_{к}=R_{эп}-2R_{п}=0,69$ Ом. Конструкция гребенчатого резистора ослабляет влияние контактного сопротивления в n раз.

Выводы

Разработана тестовая схема и алгоритмы расчета систематических и случайных производственных по-

грешностей конструктивных параметров тонкопленочных резисторов: удельного поверхностного сопротивления, длины, ширины, а также погрешности, вносимой сопротивлением электродов. На основе тонкопленочной структуры РС-3710-V-A1 изготовлено шесть тест-плат, на которых измерены сопротивления резисторов, и по разработанным алгоритмам проведен расчет погрешностей параметров ТПР (табл. 2).

Как следует из табл. 2, значения систематических погрешностей длины и ширины ТПР достаточно велики, поэтому они должны быть скомпенсированы при проектировании топологии платы микросборки.

Сопротивление электродов гребенчатого резистора меньше, чем у прямоугольного, несмотря на то, что коэффициент формы гребенчатого резистора в 5 раз меньше. Кроме того, конструкция гребенчатого резистора практически исключает влияние контактного сопротивления — даже при напылении резистивного и проводящего слоев в разных технологических циклах.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Спирин В. Г. Математические модели сопротивления тонкопленочного резистора с размерами 50 мкм // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2004.— № 2.— С. 14—16.
2. Коробов А. И., Иванов А. В., Пассов М. И. Применение тестовых схем для оперативного контроля технологического процесса изготовления резистивных структур ГИС // Электронная техника. Сер. Микроэлектроника.— 1985.— Вып. 4.— С. 86—91.
3. Спирин В. Г. Методы определения коэффициента формы тонкопленочных резисторов при проектировании и изготовлении гибридных интегральных схем // Технология авиационного приборо- и агрегатостроения.— 1990.— Вып. 2.— С. 66—68.
4. Власов В. Е., Захаров В. П., Коробов А. И. Системы технологического обеспечения качества компонентов микроэлектронной аппаратуры.— М.: Радио и связь, 1987.
5. Спирин В. Г. Способы изготовления тонкопленочных резисторов // Вестник МВВО. Сер. Высокие технологии в радиоэлектронике, информатике и связи. (Н.-Новгород).— 2003.— Вып. 1.— С. 7—10.
6. Спирин В. Г. Оценка влияния сопротивления электродов на погрешность тонкопленочного резистора // Там же.— С. 11—14.
7. Кассандрова О. Н., Лебедев В. В. Обработка результатов наблюдений.— М.: Наука, 1970.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Фриман Р. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ.— М.: Техносфера, 2003.— 500 с.

Волоконно-оптические системы связи уже давно стали реальностью и создаются на основе самых современных технологий глобальных сетей SONET/SDH и WDM не только за рубежом, но и в нашей стране. Однако книг по этой тематике на русском языке явно не хватает. Больше всего это относится не столько к описанию указанных технологий, сколько к комплексному описанию таких систем связи в целом, вопросам инженерного проектирования таких систем.

Книга известного американского автора адресована широкому кругу читателей — от студентов до инженеров — специалистов в области связи. Она покрывает широкий круг вопросов от источников и приемников оптического сигнала, оптоволоконной среды распространения с присущими ей нелинейными эффектами, технологий SONET/SDH и WDM и используемого ими оборудования (оптических усилителей и мультиплексоров) до инженерных аспектов оптических систем передачи в целом, включая планирование, прокладку и тестирование сети, мониторинг показателей ее работоспособности и вопросы функционирования сети и ее управления. Русское издание книги дополнено двумя важными разделами, посвященными синхронизации цифровых сетей SDH и оценке показателей ошибок в таких сетях.



Д-р. О. ГИЛЕНЕ, И. АЙКАЙТЕ, О. НИВИНСКЕНЕ

Литва, г. Вильнюс, Институт химии, ЗАО “Биоцентрас”
E-mail: gyliene@ktl.mii.lt

Дата поступления в редакцию
05.05 2004 г.

Оппонент к. т. н. Л. П. МИЛЕШКО
(ГГРТУ, г. Таганрог)

ОСАЖДЕНИЕ ЭДТА ИЗ КОМПЛЕКСНЫХ РАСТВОРОВ ТЯЖЕЛЫХ МЕТАЛЛОВ И ЕГО РЕГЕНЕРИРОВАНИЕ

Показаны возможности осаждения ЭДТА из отработанных растворов при помощи Cu(II)-ионов и их последующего удаления электрохимическим путем.

В настоящее время почти все производственные стоки загрязнены тяжелыми металлами, которые отличаются сильным токсичным действием на живые организмы. Главной причиной такого загрязнения является применение комплексных соединений тяжелых металлов на производстве. В особенно больших количествах комплексные соединения применяют для химического осаждения металлов. Комплекс ионов меди с ЭДТА (этилендиаминтетраацетатом) широко применяют в производстве печатных плат для химического меднения сквозных отверстий.

Для обезвреживания отработанных растворов химического меднения предложены два основных способа. Первый способ, который применяется и на практике, заключается в окислительном разложении ЭДТА, после чего образовавшиеся свободные ионы удаляют общепринятыми методами. Однако полное разложение ЭДТА до вредных веществ N_2 и CO_2 требует больших затрат, и на практике чаще всего применяют лишь частичное разложение, т. е. лишь до прекращения его комплексообразующего действия. В этом случае образовавшиеся промежуточные продукты разложения также могут иметь токсичные свойства [1, 2]. В качестве окислителей применяют чаще всего озон, перекись водорода и электрохимическое разложение на аноде.

Другой способ обезвреживания отработанных растворов химического меднения — это удаление ЭДТА из отработанных растворов и применение его вновь для составления рабочих растворов. Такой способ особенно интенсивно исследуется в последнее время. Свободный ЭДТА из растворов легко осадить в виде нерастворимого H_4 ЭДТА после подкисления растворов до pH 0,6—1,6. ЭДТА, связанный в комплекс с Cu(II)-ионами, таким образом не осаждается. Поэтому Cu(II) необходимо удалить из растворов. Для этого используется электролиз [3] или ионы Cu(II) удаляют в виде нерастворимых оксалатов $CuC_2O_4 \cdot 2H_2O$ [4].

В настоящей работе исследованы возможности осаждения ЭДТА из отработанных растворов при помощи Cu(II)-ионов и их последующего удаления электрохимическим путем.

Методика экспериментов

Опыты по осаждению нерастворимого Cu_2 ЭДТА· $4H_2O$ проводили путем добавления растворов $CuSO_4$ или $CuCl_2$ в ЭДТА-содержащие растворы. Определенное значение pH поддерживали при помощи NaOH или H_2SO_4 , а в случае $CuCl_2$ — при помощи HCl. После полного осаждения осадок фильтровали, промывали холодной водой и сушили при температуре 80°C.

Анализ осадка проводили после его растворения в разбавленной 1:10 H_2SO_4 . Концентрацию Cu(II) определяли после восстановления до Cu(I) при помощи KI в кислой среде. Образовавшийся йод титровали стандартным раствором $Na_2S_2O_3$. Малые количества Cu(II) определяли фотоколориметрически. Содержание ЭДТА определяли путем окисления его в щелочной среде при помощи $KMnO_4$, избыток которого оттитровывали щавелевой кислотой в кислой среде.

Состав осадка исследовали также при помощи инфракрасной спектроскопии. Спектры снимали на FT—IR-спектрометре (Hartman&Braun, Canada) в пределах волновых чисел от 4000 до 500 cm^{-1} .

Электрохимические исследования проводили при помощи потенциостата ПИ-51 в суспензиях, полученных после растворения 5 г осадка Cu_2 ЭДТА· $4H_2O$ в 100 мл воды, кислоты и щелочи. Поляризационные кривые измеряли в термостатируемой ячейке, используя медную пластинку в качестве рабочего электрода, платиновую пластинку в качестве вспомогательного электрода, а Ag/AgCl/KCl — в качестве сравнительного электрода. Скорость развертки потенциала 50 мВ/с. (Значения потенциалов приводятся по отношению к стандартному водородному электроду.)

Опыты в гальваностатическом режиме проводили в ячейках — катодной объемом 80 мл и двух анодных по 10 мл каждая, разделенных между собой стеклянной мембраной. Рабочим электродом служила Cu-пластинка, а Pt-жесть — вспомогательным электродом. Образовавшийся после электролиза осадок промывали холодной (5°C) водой и сушили при 80°C.

Результаты и их обсуждение

ЭДТА осаждали в виде нерастворимого Cu_2 ЭДТА· $4H_2O$ с целью регенерирования и повторного использования. Опыты показали, что нерастворимый осадок образуется только при избытке концентрации Cu(II) по сравнению с концентрацией ЭДТА (рис. 1). Решающее значение имеет также и pH ра-

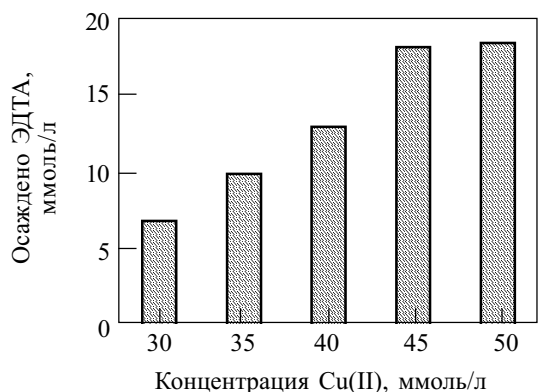


Рис. 1. Влияние концентрации Cu(II) на осаждение ЭДТА при pH 4

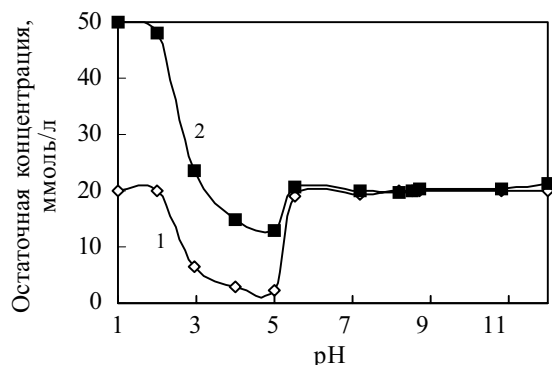


Рис. 2. Влияние pH на остаточные концентрации ЭДТА (1) и Cu(II) (2) при начальном соотношении Cu(II):ЭДТА=2,5

створа (рис. 2). В кислых растворах (pH<2) осадок растворяется, а при более высоких значениях pH происходит разложение осадка с образованием нерастворимого Cu(OH)₂. Таким образом, интервал значений pH для возможного образования осадка является достаточно узким, примерно 2,5—5. При этих значениях pH ЭДТА, в основном, существует в виде H₂ЭДТА²⁻ [5]. По-видимому, только эта форма ЭДТА и образует нерастворимый осадок Cu₂ЭДТА·4H₂O.

Избыток Cu(II) вытесняет и другие металлы, такие как Ni(II), Zn(II), Co(II), Cd(II), Ca(II), Mg(II), из их комплексов с ЭДТА — с образованием нерастворимого Cu₂ЭДТА·4H₂O. Исключение составляют Fe(III)-ионы, когда такой осадок не образуется (табл. 1). Образовавшийся осадок слабо растворяется в воде с образованием ионов Cu(II) и комплекса CuЭДТА²⁻. Ра-

Таблица 1

Образование осадка Cu₂ЭДТА·4H₂O при добавлении 50 ммоль/л CuSO₄ в растворы, содержащие 20 ммоль/л (M)ЭДТА, pH 4

Ионы металла (M)	Остаточная концентрация, ммоль/л	
	Cu(II)	ЭДТА
Ni(II)	15	3,5
Zn(II)	13	2,5
Co(II)	13	2,4
Cd(II)	12	2,0
Ca(II)	18	3,7
Mg(II)	18	3,9
Fe(III)	50	20

створимость несколько увеличивается в присутствии сильных электролитов. Отличительная черта полученного Cu₂ЭДТА·4H₂O-соединения — слабая зависимость растворимости от температуры (табл. 2). При комнатной температуре константа устойчивости K=2,5·10³ л/моль, а произведение растворимости S=2·10⁻⁵ моль²/л² [6, 7].

Таблица 2

Зависимость растворения 50 г/л Cu₂ЭДТА·4H₂O в воде от температуры

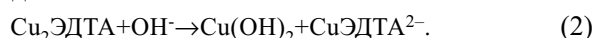
Температура, °С	pH	Концентрация в растворе, ммоль/л	
		Cu(II)	ЭДТА
0	4,9	10,9	5,0
20	4,8	11,3	5,5
40	4,7	11,3	5,6
50	4,6	11,5	5,5
60	4,5	12,0	6,0
70	4,5	16,1	8,0
80	4,3	18,3	9,0
100	4,1	20,6	10,0

Лишь незначительное количество Cu₂ЭДТА·4H₂O может быть использовано непосредственно на практике, например для корректирования растворов химического меднения. В основном ЭДТА применяют в свободном виде. Поэтому после удаления ЭДТА в виде осадка необходимо удалить из него медь. Для удаления меди из комплексных растворов ЭДТА успешно используют электрохимическое осаждение, т. к. медь, в отличие от других металлов, осаждается при положительных потенциалах и малых перенапряжениях [3]. В нашем случае применение электролиза несколько осложнено малой растворимостью осадка в воде. Поэтому электрохимические исследования проводили в суспензиях, полученных после обработки осадка водой, щелочью и кислотой.

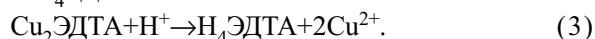
В воде растворение Cu₂ЭДТА·4H₂O незначительно, и оно протекает со снижением значения pH согласно уравнению



В щелочных растворах происходит гидролиз осадка:



Осадок Cu₂ЭДТА·4H₂O гораздо лучше растворяется в кислотах с концентрацией примерно 0,1 моль/л, но при высоких концентрациях кислоты (≈5 моль/л) также начинается гидролиз с образованием нерастворимого H₄ЭДТА:



Маловероятно, что осаждение меди могло бы происходить из твердой фазы. Электроосаждение, как правило, происходит из растворов. Поэтому поляризационные кривые измеряли в фильтрате суспензий, полученных после растворения 50 г/л осадка в воде, щелочи и кислоте (рис. 3).

Как и можно было ожидать, в отсутствие постороннего электролита и при малой растворимости самого осадка Cu₂ЭДТА в воде электроосаждение меди протекает очень медленно (рис. 3, кр. 1). Наивысшие плотности тока могут быть применены в щелочных

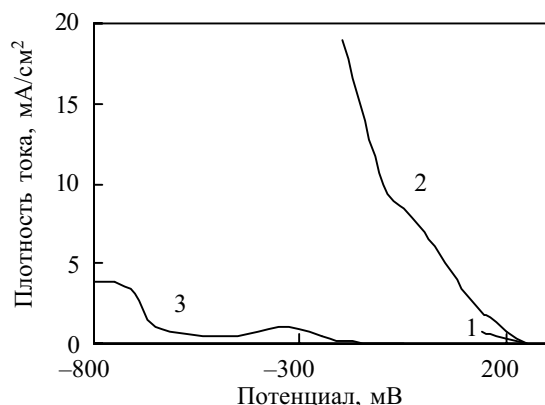


Рис. 3. Поляризационные кривые Cu-электрода в фильтрах суспензий, полученных при растворении $\text{Cu}_2\text{ЭДТА}\cdot 4\text{H}_2\text{O}$ в воде (1), щелочи (2) и кислоте (3)

растворах (кр. 2), а осаждение меди из кислых растворов значительно затруднено (кр. 3).

Электролиз в гальванотехническом режиме проводили в суспензиях. По мере осаждения меди из водных растворов освобождаются анионы ЭДТА и появляется возможность применения более высоких плотностей тока. Однако в этом случае ток ограничен растворимостью $\text{H}_4\text{ЭДТА}$, т. к. в растворе отсутствуют посторонние катионы.

В щелочных растворах, в отличие от водных, могут быть применены высокие плотности тока. Только после растворения всей $\text{Cu}(\text{OH})_2$ и уменьшении концентрации меди в растворе ток падает. После электролиза в катодной части образуется растворимый $\text{Na}_2\text{ЭДТА}$, который был осажден из раствора после выпаривания. Продуктом электролиза $\text{Cu}_2\text{ЭДТА}\cdot 4\text{H}_2\text{O}$ в кислой среде является $\text{H}_4\text{ЭДТА}$.

Таблица 3

Химический состав осадка, полученного после электролиза

Осадок	Выход ЭДТА, %	Содержание, %	
		Cu(II)	ЭДТА
$\text{H}_4\text{ЭДТА}$ (из водной суспензии)	85	0,02	90,9
$\text{Na}_2\text{ЭДТА}\cdot 2\text{H}_2\text{O}$ (из щелочной суспензии)	70	0,5	87,1
$\text{H}_4\text{ЭДТА}$ (из кислых растворов)	95	0,01	95,9

Состав осадка, полученного после электролиза, изучали при помощи химического анализа (табл. 3) и ИК-спектроскопии (табл. 4). Как и следовало ожидать, самый высокий выход по ЭДТА и самое чистое вещество получают при электролизе кислых растворов. Более низкий выход ЭДТА наблюдается при электролизе в щелочных растворах, а вещество содержит больше примесей.

ИК-спектры осадка, полученного из водных и кислых суспензий после электролиза, идентичны спектру

Таблица 4

ИК-колебания в $\text{Cu}(\text{II})$ - и ЭДТА-соединениях

Колебания	$\text{H}_4\text{ЭДТА}$	$\text{Na}_2\text{ЭДТА}\cdot 2\text{H}_2\text{O}$	$\text{Cu}_2\text{ЭДТА}\cdot 4\text{H}_2\text{O}$	$\text{CuSO}_4\cdot 5\text{H}_2\text{O}$
$\text{H}_{\text{ас}} \text{COOH}$	1690	1673	1686	
$\text{H}_{\text{ас}} \text{COO}^-$	—	1627	1617	
$\text{H}_{\text{с}} \text{COOH}$	—	—	1638	
$\text{H}_{\text{с}} \text{COO}^-$	1420	1397	1391	
$\text{H}_{\text{ас}} \text{SO}_4$				1110
δSO_4				620

$\text{H}_{\text{с}}$ — симметрические валентные колебания; $\text{H}_{\text{ас}}$ — асимметрические; δ — деформационные колебания.

$\text{H}_4\text{ЭДТА}$ с поглощением в областях 1690 и 1420 cm^{-1} , свойственных валентным колебаниям $\text{C}=\text{O}$ и $\text{C}-\text{O}$ ($-\text{COOH}$), соответственно. В исследуемом осадке не наблюдается ИК-абсорбции в области 1110 cm^{-1} , характерной для SO_4^{2-} , что свидетельствует об отсутствии сульфатов и подтверждает достаточно высокую чистоту образовавшегося осадка.

ИК-спектры осадка, образовавшегося после электролиза в щелочной среде, соответствуют спектрам $\text{Na}_2\text{ЭДТА}\cdot 2\text{H}_2\text{O}$ с характерными полосами поглощения в областях 1680, 1617 и 1390 cm^{-1} .

Выводы

Таким образом, основная часть ЭДТА из отработанных растворов может быть осаждена в слабокислых растворах при помощи ионов $\text{Cu}(\text{II})$ в виде малорастворимого соединения $\text{Cu}_2\text{ЭДТА}\cdot 4\text{H}_2\text{O}$.

После удаления меди из суспензий $\text{Cu}_2\text{ЭДТА}\cdot 4\text{H}_2\text{O}$ при помощи электролиза регенерированный ЭДТА может быть использован повторно.

Источником ионов меди в производстве печатных плат могут быть растворы травления, содержащие большие количества солей меди.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Chaudhary A. J., Donaldson J. D., Grimes S. M. et al. Simultaneous recovery of heavy metals and degradation of organic species-copper and ethylenediaminetetra-acetic acid (EDTA) // J. Chem. Technol. and Biotechnol.— 2000.— Vol. 75, N 5.— P. 353—385.
2. Süß M. Betriebserfahrungen bei der behandlung cyanidischer abwässer // Galvanotechnik.— 1999.— Bd 90, heft 10.— S. 2847—2852.
3. Czepluch H., Bissinger W. D. H. Qualitätssicherung in der leiterplattenfertigung durch einsatz von zurückgewinnendem komplexbildner // Ibid.— 1989.— Bd 80, heft 12.— S. 4427—4433.
4. Гилене О. Высокотемпературные стабильные растворы химического меднения и травления в производстве печатных плат // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 1998.— № 3.— С. 28—30.
5. Chu K. H., Hasmin M. A. Adsorption of copper (II) and EDTA chelated copper (II) onto granular activated carbons // J. Chem. Technol. and Biotechnol.— 2000.— Vol. 75, N 11.— P. 1054—1060.
6. Gylieñe O., Aikaitė J. Formation of binuclear EDTA and $\text{Cu}(\text{II})$ complexes in aqueous solutions // Polish Journal of Chemistry.— 2003.— Vol. 77.— P. 99—104.
7. Gylieñe O., Aikaitė J., Šalkauskas M. Rückgewinnung von EDTA aus wässrigen lösungen in form von schwerlöslichem $\text{Cu}_2\text{EDTA}\cdot 4\text{H}_2\text{O}$ // Galvanotechnik.— 2001.— Bd 92, N 8.— S. 2222—2225.

Д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ, к. т. н. Ю. Г. ДОБРОВОЛЬСКИЙ,
И. С. РОМАНИУК

Дата поступления в редакцию
29.04 2004 г.

Украина, г. Черновцы, Институт термоэлектричества, ОАО "Кварц"
E-mail: yuriydrgr@ukr.net

Оппонент д. т. н. А. А. ДРУЖИНИН
("Львовская политехника", г. Львов)

ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МОДУЛЕЙ ПЕЛЬТЬЕ ПОВЫШЕННОЙ НАДЕЖНОСТИ

Получены термоэлектрические модули на основе однородных кристаллов растворов Bi–Te–Se–Sb с улучшенными технологическими и эксплуатационными характеристиками.

Актуальность создания надежных термоэлектрических модулей Пельтье (ТЭМ), сохраняющих свои параметры во время продолжительной работы, обусловлена, в первую очередь, отсутствием однородных термоэлектрических материалов с высокими значениями добротности $Z_{p,n}$, малыми геометрическими размерами ТЭМ, а также их низкой механической прочностью. Кроме того, существенное влияние на надежность ТЭМ оказывают адгезия и переходное сопротивление электрокоммутационных и антидиффузионных слоев. Отсутствие данных по величине статической и динамической механической прочности ТЭМ, их собственным резонансным частотам колебаний также не позволяет проводить соответствующую оптимизацию конструкций.

Существующие технологии получения антидиффузионных слоев ветвей и электрокоммутационных перемычек на керамических пластинах, а также сборки ТЭМ, не дают возможности повысить их надежность, которая на сегодня остается на уровне 3000—7000 часов наработки. Серийные методы выращивания кристаллов твердых растворов Bi–Te–Se–Sb, существовавшие на момент начала настоящих исследований, позволяют получать слитки диаметром 15—18 мм, которые характеризуются неоднородностью (блочностью) и малой механической прочностью на разрыв ($\Sigma_p = 0,4...0,5$ кгс/мм²) [1—3]. Такие свойства обуславливают низкий выход годного материала.

Анализ состояния технологии термоэлектрических кристаллов на основе Bi–Te–Se–Sb показывает, что за последние десятилетия интерес к этим материалам значительно вырос. Существенные успехи достигнуты в таких странах, как США, Англия, Франция, Германия, Россия, Япония, Корея. Интересные результаты в этом направлении получены в Харбинском технологическом университете (Китай), где создана технология однородных кристаллов твердых растворов Bi–Te–Se–Sb *p*- и *n*-типа проводимости диаметром до 27 мм со значениями $Z_{p,n} = (3,0...3,2) \cdot 10^{-3}$ К⁻¹ [4].

Целью представленной комплексной работы была разработка технологических подходов, позволяющих повысить надежность термоэлектрических модулей.

Исследование механических свойств ТЭМ

С помощью уравнения совместимости для статически неопределенных систем [5] проведена оценка прочностных характеристик ТЭМ в статическом режиме при односторонней и двухсторонней фиксации их рабочих граней. Определены величины механических напряжений в ветвях, обусловленные условиями изготовления и эксплуатации ТЭМ. Как выяснилось, значения статических напряжений ветвей ТЭМ (технологических и эксплуатационных) из существующих кристаллов твердых растворов Bi–Te–Se–Sb при больших перепадах температур приближаются к критическим значениям, которые в случае двухстороннего заземления ветвей приводят к нарушению целостности ТЭМ.

В качестве примера на рис. 1 представлены значения механических напряжений Σ ветвей первого каскада трехкаскадного ТЭМ при односторонней фиксации в зависимости от отклонения Δ длины ветвей от номинальных размеров с учетом разброса модуля Юнга E [6].

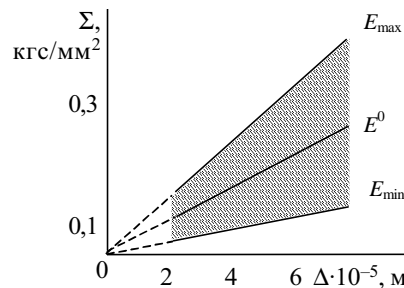


Рис. 1. Зависимость механических напряжений в ветвях от отклонения длины ветвей и разброса модуля Юнга

Оценка собственных частот колебаний ТЭМ, проведенная согласно уравнению Даламбера, показала, что они могут входить в резонанс с внешними колебаниями аппаратуры, что в некоторых случаях приводит к разрушению приборов на их основе. Поэтому была проанализирована возможность регулирования собственных частот колебаний каскадов ТЭМ за счет изменения толщины демпфирующих слоев припоя [7]. Результаты анализа приведены в таблице. Полученные результаты позволяют разработать метод целенаправленного управления значениями собственных частот колебаний прибора, сдвигая их относительно вынужденных.

Экспериментально исследовано влияние процессов резки, шлифовки и термоударов на механическую прочность кристаллов твердых растворов Bi–Te–Se–Sb. Установлено, что эти процессы существенно влияют на микротвердость приповерхностных слоев

Результаты анализа собственных частот колебаний каскадов ТЭМ за счет изменения толщины демпфирующих слоев припоя

Номер каскада	Частота ($f \cdot 10^4$), Гц	
	без учета демпфирующих свойств слоев припоя	с учетом демпфирующих свойств слоев припоя
1	0,1183—0,2642	0,1055—0,1783
2	0,3965—0,8877	0,3596—0,5999
3	0,6296—1,4121	0,5637—0,9511

кристаллов ($39,7—95,6$ кгс/мм² после резки и $35,2—53,1$ кгс/мм² после полировки) и создают поля напряжений, которые при механической обработке распространяются в объем кристалла и в определенных условиях, в сочетании с внешними факторами, могут привести к растрескиванию ветвей ТЭМ. Определено, что основной причиной растрескивания ветвей при сборке и эксплуатации ветвей являются напряжения несоответствий, обусловленные различием температурных коэффициентов расширения применяемых материалов, и значительная анизотропия коэффициента расширения используемых кристаллов.

Технология получения однородных термоэлектрических материалов

Для получения материалов на основе кристаллов твердых растворов Bi–Te–Se–Sb использовался метод вертикальной зонной плавки с применением “тонущего” формообразователя, а также ориентированной монокристаллической затравки (рис. 2) [7, 8].

Оптимизация времени синтеза этих материалов показала, что минимальным является время 0,5 ч, которого достаточно для формирования однородных поликристаллических слитков, успешно применяемых для дальнейшей зонной перекристаллизации. Комплексные исследования влияния величин градиентов температур и скоростей кристаллизации показали значения термоэлектрической добротности полученных материалов, на уровне $Z_p=3,18 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, $Z_n=3,2 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, достигнутые при градиентах температур $200—250 \text{ K} \cdot \text{см}^{-1}$, при этом максимальная однородность слитков и связанный с нею процент выхода годных наблюдается при скоростях перемещения зонного нагревателя $7 \text{ мм} \cdot \text{ч}^{-1}$.

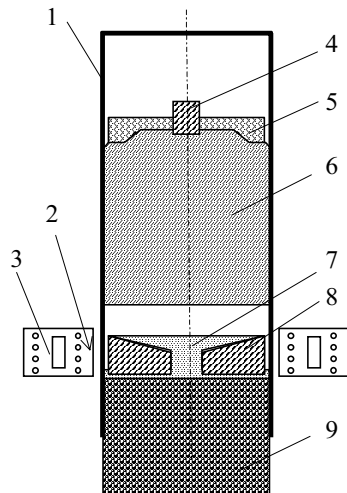


Рис. 2. Схематическое изображение ампулы с загрузкой:

1 — контейнер; 2 — термopара; 3 — зонный нагреватель; 4 — монокристаллическая затравка; 5 — кристаллодержатель; 6 — направленно закристаллизованная часть слитка твердого раствора Bi–Te–Se–Sb; 7 — расплав; 8 — тепловыравнивающая шайба; 9 — поликристаллическая часть загрузки

Предложенное устройство — формообразующая шайба — является эффективным регулятором распределения температурного поля фронта кристаллизации. Тепловая энергия зонного нагревателя достигает центра загрузки через шайбу быстрее, чем через расплав, формируя при этом необходимую конфигурацию поверхности фронта кристаллизации. Поскольку плотность и теплопроводность материала шайбы выбирается значительно больше плотности и теплопроводности расплавленного материала, то она тонет в расплаве, опускаясь в нижнюю часть поля действия зонного нагревателя. Расплав перетекает через отвер-



Рис. 3. Схема технологического процесса получения однородных термоэлектрических материалов на основе кристаллов твердых растворов Bi–Te–Se–Sb

стие в шайбе из нижней части действия зонного нагревателя в верхнюю. При этом шайба, опираясь на нерасплавленную часть материала, опускается вниз на протяжении всего времени кристаллизации слитка. Это способствует кристаллизации однородного монообъема, характеризуемого малыми значениями термических напряжений [9].

Для оптимизации геометрии верхней торцевой поверхности шайбы, определяющей фронт кристаллизации, исследована зависимость процента выхода годных ($Z_{p,n} \geq 3 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$) от радиуса вогнутости верхнего торца формообразователя. Как показали результаты проведенных исследований, при кристаллизации материала *n*-типа проводимости оптимальный радиус вогнутости составляет 60 мм, а для материала *p*-типа проводимости — 40 мм [10].



Рис. 4. Кристаллический слиток *p*-типа проводимости на основе твердого раствора Bi-Te-Se-Sb

Проведенные исследования позволили разработать технологию получения однородных термоэлектрических материалов на основе кристаллов твердых растворов Bi-Te-Se-Sb *p*- и *n*-типов проводимости и оборудование для ее реализации. В результате получены слитки термоэлектрических материалов диаметром 28—38 мм и длиной 300—330 мм. Их кристаллографические направления [100] и [010] ориентированы вдоль оси и диаметра кристалла, соответственно. Они характеризуются термоэлектрической добротностью $Z_{p,n} = (3,0...3,2) \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, механической прочностью на разрыв $\Sigma_p = 2,4...2,5 \text{ кгс/мм}^2$ при 300 К [10]. При этом процент выхода годных составляет 75% в случае материала *p*-типа проводимости и 69% в случае материала *n*-типа проводимости (по технологии [1, 2] — соответственно 58,3% и 66,9%). Схема технологического процесса получения этих термоэлектрических материалов приведена на рис. 3, а внешний вид полученного слитка *p*-типа проводимости — на рис. 4.

Технология изготовления ТЭМ

Для изготовления ТЭМ был разработан процесс металлизации электротеплокоммутационных пластин, а также усовершенствована технология антидиффузионных слоев никеля на ветвях ТЭМ с высокими адгезионными свойствами и малыми значениями электрического сопротивления.

Металлизация пластин на основе керамики ВК 94 осуществлялась с помощью псевдосплава "молибден—медь". На подготовленную поверхность пластины наносился равномерный слой молибденомарганцевой пасты толщиной 30—60 мкм, которая высушивалась в соответствующей камере. Вжигание ее в керамику проводилось в азотно-водородной смеси при температуре 1650 К на протяжении 40 мин. Затем методом детонационного напыления, через соответствующие маски, наносился слой меди толщиной 0,06—0,3 мм. После соответствующего отжига полу-

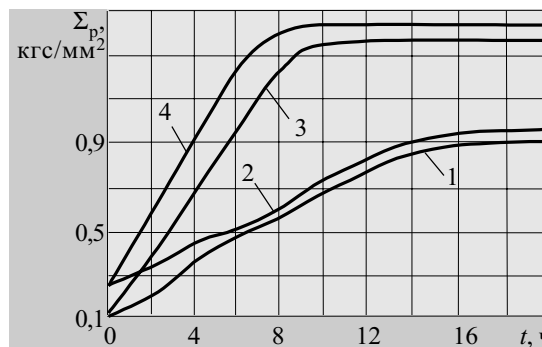


Рис. 5. Зависимость адгезионной прочности слоев никеля от времени отжига *t*:

1, 2 — $B=0, E=0$; 3, 4 — $E=7,2 \text{ В/см}, B=0,27 \text{ Т}$; 1, 4 — *p*-тип проводимости; 2, 3 — *n*-тип проводимости

ченные слои имели электрическое сопротивление $R = (2,3...3,2) \cdot 10^{-6} \text{ Ом}\cdot\text{см}^{-2}$ и адгезионную прочность на отрыв $\Sigma_A = 1,63...1,76 \text{ кгс/мм}^2$ ($T=300 \text{ К}$) [11, 12].

Антидиффузионные переходные слои из никеля на шайбе термоэлектрического материала (толщиной 20—25 мкм для *p*-типа и 10—12 мкм для *n*-типа) создавались методом химического осаждения. Особенностью этого процесса является отжиг слоев никеля ($T=500 \text{ К}$) в условиях одновременного воздействия импульсного электрического (E) и постоянного магнитного (B) полей (рис. 5). Наличие такого воздействия приводит к уменьшению времени отжига и возрастанию адгезионной прочности на отрыв слоев никеля, которое составляет $\Sigma_{Ap} \approx \Sigma_{An} = 1,35...1,45 \text{ кгс/мм}^2$ при переходном электрическом сопротивлении $r_{kp} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ Ом/см}^2$, $r_{kn} = 3 \cdot 10^{-6} \text{ Ом/см}^2$ ($T=300 \text{ К}$). При снижении рабочей температуры ТЭМ величина сопротивления слоев падает, а адгезионная прочность возрастает.

Испытания ТЭМ, изготовленных с учетом вышеизложенных факторов, на стойкость к воздействию механических, климатических, циклических и надежных факторов показало, что они сохраняют работоспособность после воздействия вибрационных нагрузок в диапазоне частот 10—2000 Гц с ускорением 15 g, многократных ударов (10000) с ускорением 75 g, однократных ударов с ускорением 150 g. Их работоспособность также сохраняется после пяти циклов изменения температур от 343 до 213 К и комплексного влияния температуры 373 К и вибрации 50 Гц на протяжении 15 мин. Срок непрерывной работы разработанных ТЭМ — не менее 12000 ч в непрерывном режиме и 3000 ч в циклическом режиме.

Примеры применения разработанных ТЭМ

На основе разработанных ТЭМ созданы термоэлектрические автомобильные переносные холодильники "Кварц 10-01", "Кварц 17-02" и стационарный "Кварц 28-03" объемом 10, 17 и 28 л, соответственно, обеспечивающие перепад температуры рабочих камер 20—22 К [13]. В качестве источника тепла и холода использованы ТЭМ площадью теплоконтактных граней $45,0 \times 60,0 \text{ мм}^2$, которые потребляют мощность 45 Вт.

Те же ТЭМ использованы в конструкции термостага для хранения плодоовощной продукции общим объемом 1 м^3 . Его потребляемая мощность составляет 140 Вт. Температура рабочей камеры достигает 278 К.

Разработан прибор для термопунктуры биологически активных точек человека [14, 15], в котором применен двухкаскадный ТЭМ, обеспечивающий температурный интервал рабочего тела прибора 240—330 К.

Создан термостабилизированный фотоприемник лазерного излучения повышенной мощности. В качестве фоточувствительного элемента фотоприемника применен кремниевый фотодиод, термостатированный ТЭМ размерами 5,9×4,5×2,6 мм с потребляемой мощностью 1,1 Вт. Фотоприемник позволяет регистрировать оптическую мощность в диапазоне $1 \cdot 10^{-4}$ —1,0 Вт [16].

С помощью аналогичных ТЭМ термостабилизирован ряд конструкций фотоприемников инфракрасного излучения на основе халькогенида и селенида свинца [17]. Эти фотоприемники характеризуются повышенной обнаружительной способностью и надежностью.

Выводы

Определено, что собственные частоты колебаний термоэлектрических модулей при одностороннем заземлении могут регулироваться изменением толщины демпфирующих слоев припоя.

Разработана технология получения однородных кристаллов твердых растворов Bi–Te–Se–Sb и оборудование для ее осуществления методом вертикальной зонной плавки с применением «тонущего» формообразователя. Полученные слитки характеризуются диаметром 28—38 мм, длиной 300—330 мм, термоэлектрической добротностью $Z_{p,n}=(3,0...3,2) \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, механической прочностью на разрыв $\Sigma_p=2,4...2,5 \text{ кгс/мм}^2$ (300 К) и процентом выхода годных 69—75%.

Создана технология детонационного напыления электротеплопереходов ТЭМ с адгезией электрокоммутирующих слоев $\Sigma_A=1,63—1,76 \text{ кгс/мм}^2$ и электрическим сопротивлением $(2,3...3,8) \cdot 10^{-6} \text{ Ом}\cdot\text{см}^2$ при 300 К.

Усовершенствована технология низкоомных антидиффузионных переходных слоев ветвей ТЭМ, позволяющая достигать адгезионной прочности на отрыв $\Sigma_{Ap} \approx \Sigma_{An}=1,35...1,45 \text{ кгс/мм}^2$ с электрическим сопротивлением $r_{kp}=5 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}\cdot\text{см}^2$, $r_{kn}=3 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}\cdot\text{см}^2$ при 300 К.

Долговечность ТЭМ, изготовленных с учетом вышеописанных технологических особенностей, составляет 12000 часов в непрерывном режиме и 3000 часов в циклическом режиме.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Горобец М. В., Рюхтин В. В., Простеби Л. И., Теслюков А. А. Получение термоэлектрических материалов с повышенной добротностью в промышленных условиях // Электронная техника. Сер. Материалы.—1978.— № 12.— С. 126—128.

2. Горобец Н. В., Простеби Л. И., Фаленчук А. Д. Экстремальное легирование материалов на основе Bi_2Te_3 для термоэлектрических микрохолодильников // Там же.— 1980.— № 9.— С. 72—76.

3. Drabble J. R. The physical properties of single crystal bismuth telluride // Prog. Semiconduct.— 1973.— Vol. 7.— P. 45—98.

4. Ionying R., Yonqiang Z., Xiuping Z. Crown of pseudothermally compound telluride's solid solution alloys by vertical zone melting method // Proceeding XII ICT (Japan).— 1994.— P. 231—235.

5. Ащеулов А. А., Шайко-Шайковский А. Г., Романюк И. С. Расчет механических напряжений и собственных колебаний двухкаскадной термоэлектрической батареи, используемой в термопунктуре // Термоэлектричество.— 2000.— № 4.— С. 58—62.

6. Ащеулов А. А., Добровольский Ю. Г., Романюк И. С. Определение статической механической прочности ветвей термоэлектрических модулей Пельтье при одностороннем заземлении / Тез. XIII междунар. конф. по фотозлектронике и ПНВ.— Москва, НПО «Орион».— 2004.— С. 89.

7. Романюк И. С. О возможности получения монокристаллического теллурида висмута // Электроника и связь.— 1998.— Вып. 4, ч. 3.— С. 443.

8. Пат. 36796 А України. Спосіб отримання монокристалів твердих розчинів на основі телуриду вісмуту методом вертикальної зонної перекристалізації / А. А. Ащеулов, Ю. Г. Добровольський, І. С. Романюк.— 2001.— Бюл. № 3.

9. Ащеулов А. А., Романюк И. С., Простеби Л. И., Добровольский Ю. Г. Пристрій для отримання монокристалів твердих розчинів на основі телуриду вісмуту // Наук. вісн. ЧНУ. Фізика. Електроніка.— 1999.— Вип. 66.— С. 39—40.

10. Ащеулов А. А., Романюк И. С., Добровольский Ю. Г. Особенности получения кристаллов твердых растворов Bi–Te–Se–Sb методом вертикальной зонной перекристаллизации с «тонущим» формообразователем // Термоэлектричество.— 2002.— № 2.— С. 60—67.

11. Ащеулов А. А., Романюк И. С., Добровольский Ю. Г. та ін. Термоелектричні модулі Пельтьє підвищеної надійності // ФХТТ.— 2002.— Т. 3, № 2.— С. 72—77.

12. Ащеулов А. А., Романюк И. С., Добровольский Ю. Г. и др. Охладители Пельтье повышенной надежности для фотоприемников // Прикладная физика.— 2003.— Вып. 2.— С. 114—117.

13. Ashcheulov A. A., Romanyuk I. S., Dobrovolsky Yu. G., Godovanyuk V. N. Investigation of the ways to develop multi-chamber household thermoelectric cooler // J. of Thermoelectricity.— 1997.— N 4.— P. 98—99.

14. Ashcheulov A. A., Dobrovolsky Yu. G., Romanyuk I. S., Shaiko-Shaikovskii A. G. A unit for thermal reflex therapy // Ibid.— 1999.— N 4.— P. 81—84.

15. Пат. 45615 А України. Пристрій для термопунктури / А. А. Ащеулов, Ю. Г. Добровольський, І. С. Романюк та ін.— 2001.— Бюл. № 4.

16. Пат. 39347 А України. Фотоелектричний приймач лазерного випромінювання / А. А. Ащеулов, Ю. Г. Добровольський, І. С. Романюк.— 2001.— Бюл. № 5.

17. Ащеулов А. А., Годованюк В. Н., Добровольский Ю. Г. и др. Оптимизация надежности кремниевых $p-i-n$ -фотодиодов по темновому току // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 1999.— № 1.— С. 35—38.

К. т. н. В. Е. ТРОФИМОВ

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

Дата поступления в редакцию
21.01 2004 г.

Оппонент В. С. ЛОЗОВСКИЙ
(ИПР НАНУ, г. Одесса)

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ДИАГНОСТИКИ РЭА НА ОСНОВЕ МЕТОДА ЭВРИСТИЧЕСКОЙ КЛАССИФИКАЦИИ

На примере поиска неисправностей в телефонных аппаратах показана программная реализация базы знаний с использованием языка CLIPS.

Автоматизация обнаружения источников неисправностей по результатам наблюдений — одна из задач диагностики РЭА. В данной статье предлагается подход, который предусматривает создание базы знаний в предметной области, представляющей симптомы неисправностей и побудившие их причины или гипотезы. Использование для этой цели языка CLIPS [1] в качестве инструментального средства позволяет применить метод и алгоритм, которые для традиционных языков программирования являются, мягко говоря, неудобными.

Как показано в [2], элементом данных является запись или список. Несколько записей (списков) образуют таблицу или файл. Большой файл есть база данных. Как следует из [3], чтобы данные стали знаниями, они должны быть охарактеризованы функционально, т. е. в терминах действия, а не в терминах структурной организации, как это делается в базе данных. База знаний — это база данных, в которой содержатся сведения о том, как эти данные могут быть использованы. Именно такой смысл будет вкладываться в понятия “база данных” и “база знаний” в дальнейших рассуждениях.

Особенность диагностики РЭА состоит в том, что возможные симптомы и гипотезы можно заранее пронумеровать или перечислить и отразить множество симптомов на множество гипотез. Эта особенность относит диагностику РЭА к типичной проблеме классификации, в которой требуется сделать выбор из ряда возможных решений. В устройствах, для которых симптомы и гипотезы имеют явно выраженную иерархическую организацию, сделать такой выбор достаточно просто. В тех же устройствах, для которых иерархическая схема классификации симптомов и гипотез не является четкой и однозначной, верный выбор оказывается затруднительным.

В этом случае решение можно получить, используя метод эвристической классификации [4]. Применительно к теме данной статьи его суть заключается в установлении неиерархических ассоциативных связей между симптомами и гипотезами, которое требует выполнения промежуточных логических заключений.

В общем случае алгоритм выполнения эвристической классификации состоит из трех этапов.

1. *Абстрагирование от симптомов.* При поиске неисправностей зачастую важно не конкретное значение параметра, характеризующего работу устройства, а то, что оно выше/ниже допустимой величины. Важен не только конкретный симптом, а также то, что он проявляется одновременно с какими-то другими событиями или симптомами.

2. *Сопоставление абстрактных категорий симптомов с абстрактными категориями гипотез.* Сразу сопоставить конкретный симптом с окончательной гипотезой — редкая удача. Гораздо проще сопоставить абстрактные симптомы с абстрактными гипотезами. Применительно к РЭА это означает рассмотрение неисправности на уровне укрупненных узлов. Например, повышенная температура может служить индикатором неисправности системы охлаждения, блока питания или какого-либо другого узла, связанного с данным узлом функционально. Такое сопоставление имеет ярко выраженный эвристический характер, т. к. соответствие между симптомами и гипотезами не является однозначным. Оно требует дополнительных уточняющих вопросов и промежуточных логических заключений.

3. *Конкретизация гипотез.* После того, как определена абстрактная гипотеза, пространство решений существенно сужается. В нем определяется конкретная гипотеза путем дальнейших уточняющих вопросов и логических заключений с включением количественных параметров и сбора дополнительной информации.

Рассмотрим применение этого алгоритма для разработки базы знаний, предназначенной для поиска неисправностей в телефонных аппаратах с электронным номеронабирателем.

Сосредоточим основное внимание на особенностях программной реализации базы знаний. Для этого упростим задачу, ограничившись двумя гипотезами, которые объясняют появление четырех симптомов [5]:

гипотеза_1 — пробой транзисторов импульсного ключа;

гипотеза_2 — неисправна ИС номеронабирателя;
симптом_1 — не набирается номер, гудок в трубке не прерывается;

симптом_2 — при замыкании базы транзистора импульсного ключа на “землю” напряжение в линии равно 60 В;



симптом_3 — напряжение на выходе ИС номерабиравателя равно нулю;

симптом_4 – номер не набирается, гудок в трубке отсутствует.

Эти гипотезы и симптомы образуют модель предметной области, которую можно представить графически в виде ассоциативной сети, показанной на рисунке.

Как видно из причинно-следственных связей модели, первичными являются **симптом_1** и **симптом_4**. Их появление может быть объяснено как **гипотезой_1**, так и **гипотезой_2**, однако механизм объяснения будет разным.

Связь **симптома_1** с **гипотезой_1** или **гипотезой_2** определяется фоновым условием — событием, наличие или отсутствие которого подтверждает или опровергает эту связь. В данном случае фоновым условием является слышимость щелчков в телефонной трубке при наборе номера.

Связь **симптома_4** с той или иной гипотезой проявляется через промежуточные или вторичные симптомы — **симптом_2** и **симптом_3**. Если такие симптомы не обнаруживаются в процессе поиска неисправности, это является свидетельством против гипотезы. Связь вторичных симптомов с гипотезами параметрирована и требует выполнения тестовых процедур. В данном случае это проверка напряжения в линии и на выходе ИС номерабиравателя. В отличие от **симптома_1**, появление **симптома_4** может быть объяснено **гипотезой_1** и **гипотезой_2** одновременно.

Чтобы автоматизировать процесс поиска неисправности, следует реализовать модель предметной области программно. Для этого очень удобными оказываются средства языка CLIPS — фреймовые структуры и порождающие правила. Первые

позволяют объединить симптомы в базу данных и структурировать их вместе с гипотезами в виде, удобном для последующего формирования суждений и выводов. Вторые позволяют дать ответ на вопрос “Что делать с симптомами, которые хранятся в базе данных?”, т. е. сопоставить симптомы с гипотезами, охарактеризовать их функционально и вместе с базой данных получить базу знаний.

Программа, в которой реализованы рассмотренные соображения, может быть, например, такой:

```

; 1 =====
; шаблон фрейма для первичных симптомов
(deftemplate symptom
  (slot datum (type SYMBOL))
  (slot condition (type NUMBER) (default 0))
  (slot status (type SYMBOL) (default NIL)))

; шаблон фрейма для вторичных симптомов
(deftemplate testing
  (slot datum (type SYMBOL))
  (slot status (type NUMBER) (default 0)))

; шаблон фрейма для гипотез
(deftemplate hypothesis
  (slot which (type SYMBOL))
  (slot status (type SYMBOL) (default NIL)))

; 2 =====
; база данных
(deffacts data_base
  (symptom (datum symptom_1))
  (testing (datum symptom_2))
  (testing (datum symptom_3))
  (symptom (datum symptom_4)))

; 3 =====
; выбор первичного симптома
(defrule what_happened
  ?event_1 <- (symptom (datum symptom_1) (status NIL))
  ?event_4 <- (symptom (datum symptom_4) (status NIL))
  =>
  (printout t crlf "Назовите симптом: " crlf
    "1. симптом_1 (ответ - 1);" crlf
    "2. симптом_4 (ответ - 4). " crlf
    "Ваш ответ: ")
  (bind ?what (read))
  (if (eq ?what 1) then
    (modify ?event_1 (status done)))
    (if (eq ?what 4) then
      (modify ?event_4 (status done))))

; учет фонового условия для симптома_1
(defrule condition
  ?event <- (symptom (datum symptom_1) (condition 0) (status done))
  =>
  
```

КОНТРОЛЬ. КАЧЕСТВО. НАДЕЖНОСТЬ

```

(printout t crlf "Слышны ли щелчки при на-
боре номера?" crlf
  "1. Слышны (ответ - 1);" crlf
  "2. Не слышны (ответ - 2)." crlf
  "Ваш ответ: ")
(modify ?event (condition (read)))

; правило, принимающее во внимание вторичные
симптомы для симптома_4
(defrule testing_for_symptom_4
  (symptom (datum symptom_4) (status done))
  ?event <- (testing (datum ?symptom) (status
0))
=>
  (printout t crlf "Проявляется ли симптом "
?symptom "?" crlf
    "1. Да (ответ - 1);" crlf
    "2. Нет (ответ - 2)." crlf
    "Ваш ответ: ")
    (modify ?event (status (read))))

; 4 =====

; правило, свидетельствующее в пользу гипоте-
; зы_1 для симптома_1
(defrule hypothesis_1_for_symptom_1
  (symptom (datum symptom_1) (condition
1) (status done))
=>
  (assert (hypothesis (which
hypothesis_1) (status done))))

; правило, свидетельствующее в пользу гипоте-
; зы_2 для симптома_1
(defrule hypothesis_2_for_symptom_1
  (symptom (datum symptom_1) (condition
2) (status done))
=>
  (assert (hypothesis (which
hypothesis_2) (status done))))

; правило, свидетельствующее в пользу гипоте-
; зы_1 для симптома_4
(defrule hypothesis_1_for_symptom_4
  (testing (datum symptom_2) (status 1))
=>
  (assert (hypothesis (which
hypothesis_1) (status done))))

; правило, свидетельствующее в пользу гипоте-
; зы_2 для симптома_4
(defrule hypothesis_2_for_symptom_4
  (testing (datum symptom_3) (status 1))
=>
  (assert (hypothesis (which
hypothesis_2) (status done))))

; 5 =====

; вывод вероятной гипотезы
(defrule result
  (declare (salience -1))

```

```

(hypothesis (which ?hypo) (status done))
=>
  (printout t crlf "Гипотеза " ?hypo " явля-
ется вероятной." crlf crlf))

; нет объяснений для симптома_4
(defrule nothing
  (testing (datum symptom_2) (status 2))
  (testing (datum symptom_3) (status 2))
=>
  (printout t crlf "Симптом_4 не может быть
объяснен" crlf
    "ни гипотезой_1, ни гипотезой_2." crlf
crlf))

```

Как видно из приведенного текста, программа состоит из пяти фрагментов. Рассмотрим их подробно.

В *первом* фрагменте конструируются фреймы с именами `symptom`, `testing` и `hypothesis` для представления в модели предметной области соответственно первичных симптомов, вторичных симптомов и гипотез. Слот `datum` фреймов `symptom` и `testing` и слот `which` фрейма `hypothesis` предназначены для хранения названия симптомов и гипотез. Поля этих слотов могут принимать данные символьного типа. Слот `condition` фрейма `symptom` учитывает фоновое условие. Его поле хранит признак проявления фонового условия в виде числа. По умолчанию содержимое слота `condition` равно нулю. Слот `status` во всех трех фреймах предназначен для представления текущего состояния симптомов и гипотез. Для первичных симптомов и гипотез его поле хранит данные символьного типа и по умолчанию является пустым. Для вторичных симптомов содержимое слота является числом. По умолчанию оно равно нулю. В данной задаче выбор типа данных, хранящихся в слотах `condition` и `status`, не является существенным и может быть произвольным.

Во *втором* фрагменте программы представлена база данных с именем `data_base`. Она состоит из последовательности записей в виде списков, в каждом из которых содержится, по крайней мере, два поля. В первом поле хранится имя фрейма, а во втором имя слота и название симптома. Содержимое других слотов здесь можно не указывать, т. к. после загрузки программы в интерпретатор языка CLIPS последний увидит их при анализе конструкции фреймов.

Третий фрагмент программы состоит из трех правил с именами `what_happened`, `condition` и `testing_for_symptom_4`. Правило `what_happened` осуществляет выбор первичного симптома. Оно требует от пользователя назвать симптом и помещает в слот `status` соответствующего фрейма значение `done`, изменяя таким образом текущее состояние названного симптома на активное. Правило `condition` учитывает фоновое условие для случая, когда активным является **симптом_1**. Оно требует от пользователя охарактеризовать фоновое условие и в зависимости от ответа помещает в слот `condition` фрейма для **симптома_1** число 1 (при наборе номера слышны щелчки) или 2 (при наборе номера щелчки не слышны).

Правило `testing_for_symptom_4` принимает во внимание вторичные симптомы для случая, когда активным является **симптом_4**. Логика работы этого правила аналогична правилу `what_happened` — с той лишь разницей, что в слоте `status` соответствующего фрейма текущее состояние вторичного симптома характеризуется числом 1 (симптом проявляется, т. е. активен) или 2 (симптом не проявляется). Существенным отличием правила `testing_for_symptom_4` является то, что оно активизируется столько раз, сколько вторичных симптомов присутствует в базе данных. В рассматриваемой задаче таких симптомов два. Поэтому пользователю будет предложено последовательно ответить на два вопроса — проявляется ли **симптом_2** и проявляется ли **симптом_3**. Из результатов работы правил третьего фрагмента программы видно, что здесь выполняется первый этап алгоритма метода эвристической классификации.

Четвертый фрагмент программы состоит из четырех правил, которые выполняют сопоставление симптомов и гипотез. Правило `hypothesis_1_for_symptom_1` свидетельствует в пользу **гипотезы_1** для **симптома_1**, правило `hypothesis_2_for_symptom_1` свидетельствует в пользу **гипотезы_2** для **симптома_1**, правило `hypothesis_1_for_symptom_4` свидетельствует в пользу **гипотезы_1** для **симптома_4** и правило `hypothesis_2_for_symptom_4` свидетельствует в пользу **гипотезы_2** для **симптома_4**. Логика работы правил одинакова и может быть представлена следующим высказыванием:

ЕСЛИ `симптом_i` является активным,
ТО причиной этого является гипотеза_j

Например, если активным является **симптом_1**, и эта активность сопровождается фоновым условием “слышны щелчки при наборе номера”, то вступает в действие правило `hypothesis_1_for_symptom_1`, которое помещает в рабочую память интерпретатора CLIPS фрейм, представляющий **гипотезу_1** как активную.

Таким образом эти правила выполняют второй и третий этапы алгоритма метода эвристической классификации и вместе с правилами `what_happened`, `condition` и `testing_for_symptom_4` формируют модель предметной области в виде системы фреймов. Вот как выглядит, например, модель предметной области в рабочей памяти интерпретатора CLIPS для случая, когда активными являются **симптом_4** и **симптом_2**:

```
(symptom (datum symptom_1) (condition
0) (status NIL))
(testing (datum symptom_2) (status 1))
(testing (datum symptom_3) (status 2))
```

```
(symptom (datum symptom_4) (condition
0) (status done))
(hypothesis (datum hypothesis_1) (status done))
(hypothesis_1) (status done))
```

Из такой структуры легко получить вывод о том, какая гипотеза является вероятной для активного первичного симптома. Это делают правила с именами `result` и `nothing` из пятого фрагмента программы. Правило `result` сообщает название вероятной гипотезы и выполняется столько раз, сколько фреймов активных гипотез присутствует в модели предметной области. Работа правила позволяет моделировать случай, когда **симптом_4** активен вместе с **симптомом_2** и **симптомом_3** и объясняется одновременно **гипотезой_1** и **гипотезой_2**. Если же **симптом_4** активен, но при этом не проявляются ни **симптом_2**, ни **симптом_3**, в действие вступает правило `nothing`, которое сообщает, что **симптом_4** не может быть объяснен ни **гипотезой_1**, ни **гипотезой_2**.

Как следует из описания работы программы, она содержит базу данных и сведения (правила) о том, как эти данные могут быть использованы. Вместе база данных и правила образуют базу знаний, которая позволяет для обнаруженных симптомов определить вероятную гипотезу их появления.

Интеллект такой базы знаний можно повысить добавлением новых симптомов в базу данных и новых правил для сопоставления симптомов с гипотезами. В рассмотренной задаче база данных не является объемной и находится вместе с правилами в одном программном модуле. Однако CLIPS позволяет представлять эти составляющие базы знаний в виде отдельных программных модулей и сохранять в отдельных файлах. Такое разделение обеспечивает удобство структурирования и редактирования базы данных большого размера.

Таким образом, подход, предусматривающий разработку базы знаний на основе метода эвристической классификации и использование такого инструментального средства как язык CLIPS, может стать одним из эффективных при решении задач автоматизации обнаружения источников неисправностей в РЭА.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Трофимов В. База данных+CLIPS=база знаний // Компьютеры+программы.— 2003.— № 10.— С. 56—61.
2. Кнут Э. Д. Искусство программирования. Т. 3. Сортировка и поиск.— М.: Изд. дом “Вильямс”, 2001.
3. Джексон П. Введение в экспертные системы.— М.: Изд. дом “Вильямс”, 2001.
4. Clancey W. J. Heuristic classification // Artificial Intelligence.— 1985.— Vol. 27.— P. 289—350.
5. Кизлюк А. И. Справочник по устройству и ремонту телефонных аппаратов зарубежного и отечественного производства.— М.: БИБЛИОН, 1997.

РЕКОМЕНДАЦИИ АВТОРАМ ПО ПОДГОТОВКЕ РУКОПИСИ

1. Рукопись должна отличаться подчеркнуто прикладной направленностью. Если результаты получены в смежных областях знаний, необходимо показать их применимость в области интересов журнала.

2. При подготовке рукописи нужно учесть, что в редакции она пройдет рецензирование **в следующих аспектах:**

- адресат статьи (категория читателей);
- актуальность темы;
- обоснование постановки задачи;
- новизна информации (в сравнении с работами предшественников);
- бесспорность исходных положений;
- убедительность доказательств;
- правомерность выводов;
- целесообразность (и адекватность тексту) таблиц, иллюстраций, списка использованных источников;
- композиция рукописи, в т. ч. **оправданность объема.**

3. Название рукописи должно быть конкретным и, в то же время, по возможности кратким.

4. В дополнение к названию приведите мини-аннотацию в 12–16 слов с информацией, важной для адресата статьи.

5. При необходимости разделите рукопись на разделы. Там, где это возможно, желательно выделить выводы (резюме, заключение). Кстати, **проверьте себя** — насколько согласуются заявленная задача, констатация ее решения в выводах, аннотация статьи, ее мини-аннотация и название.

6. Размерность всех величин, используемых в рукописи, должна отвечать современным требованиям, а использованные символы (как и аббревиатуры) должны быть пояснены по мере их употребления в тексте.

7. При ссылке в тексте на численные значения, формулы и иные **фактические** данные, заимствованные из *книг*, следует (для удобства поиска) указывать не только саму книгу, но и страницу (например [2, с. 418]).

8. Список «Использованные источники» составляется в последовательности, соответствующей порядку ссылок в тексте. Желательно избегать ссылок на труднодоступные источники (например, на материалы конференций). Источники описываются на языке оригинала. Принятая в журнале полнота описания источников показана на сайте tkea.wallst.ru.

9. Сопроводите рукопись текстом библиографической карточки на русском и английском языках с аннотацией до 500 печ. знаков. Укажите ключевые слова, а также индекс рукописи по Универсальной десятичной классификации (УДК).

10. Материалы статьи направляйте по e-mail [<tkea@odessa.net>](mailto:tkea@odessa.net) (размер письма не должен превышать 1 Мб). Если Вы направляете рукопись по почте, приложите запись статьи на дискете.

Текст статьи набирается в текстовом редакторе Microsoft Word размером 12, без переносов, с интервалом не менее 1,5. Все слова внутри абзаца разделяются только одним пробелом. Правый край текста выравнивать не обязательно. **Крайне нежелательно** использование редактора Equation **при наборе текста** (он допустим только для набора сложных формул).

Общий объем иллюстраций не должен превышать объем текста. Иллюстрации должны быть представлены **отдельными файлами**. Графики и чертежи следует выполнять **в черно-белом (битовом) режиме**.

Если рисунки выполнялись в программе CorelDraw или Word, то необходимо представить оригинальные файлы, т. е. *.cdr или *.doc. Рисунки, созданные в других программных пакетах, необходимо экспортировать в любой из следующих форматов: PCX, JPG, TIF.

В случае, когда автор не может обеспечить высокое качество рисунка в машинном виде, допускается его выполнение вручную с дальнейшим сканированием в битовом режиме с разрешением 300 ppi.

Желательно представление двух вариантов каждого рисунка: с надписями и выносными линиями; без них.

При подготовке цветных иллюстраций желательно фотографировать объекты на однотонном фоне. Сканирование фотографий необходимо выполнять с разрешением 300 ppi.

11. Снабдите рукопись публикуемыми сведениями об авторах (фамилия, имя, отчество, ученая степень, место работы), а также сообщите служебные и домашние адреса с указанием почтового индекса, сведения о должностном положении, e-mail, телефоны, телефаксы для связи, даты рождения.

12. Если есть ощущение, что могут возникнуть вопросы охраны государственной тайны, сопроводите статью экспертным заключением о возможности ее публикации в открытой печати.



Украина, Киев
03-05 ноября 2004

7-я международная
специализированная выставка
электронных компонентов
и комплектующих
«Мир Электроники 2004»

www.presto.kiev.ua

Оргкомитет выставки –
ООО «PrestoExpo»
03062, Украина, г. Киев,
ул. Чистяковская, 2, оф. 11
тел/факс: +38 (044) 449-94-76
+38 (044) 443-73-50
e-mail: presto1@optima.com.ua

16-19 ноября 2004

Время работы:
16-18 ноября 10.00-18.00
19 ноября 10.00-16.00



Санкт-Петербург
IV Промышленная
специализированная выставка

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ОРГАНИЗАТОРЫ ВЫСТАВКИ:
Выставочное объединение «Ортикон»/«FAREXPO»,
ООО «ЭкспоТехноком»

Петербургский СКК
пр. Гагарина, 8 (метро «Парк Победы»)

Тел./факс: 118 3537, 230 3116, 064
www.farexpo.ru/radel.html
E-mail: radel@orticon.com

Тематика:

Электронные компоненты
и комплектующие

печатные платы
технологии

материалы
конструктивы

приборы

оборудование



Вам понравился номер. Тогда:
а) продлите подписку на журнал по одному из адресов, приведенных на 2-й стр. обложки;
б) напишите письмо в редакцию.

Вам не понравился номер. Тогда:
б) напишите письмо в редакцию;
а) продлите подписку на журнал по одному из адресов, приведенных на 2-й стр. обложки.