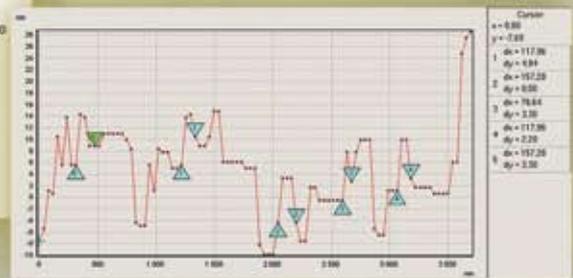
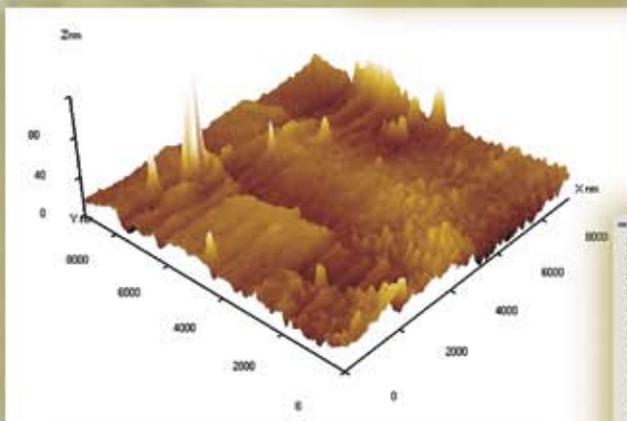
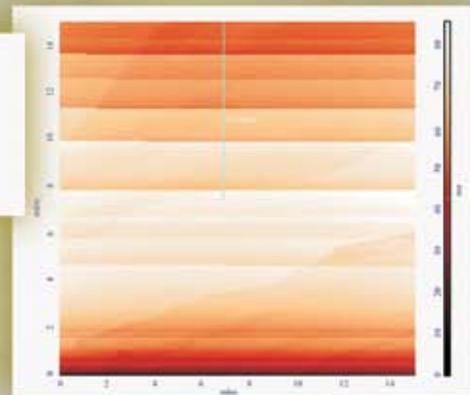
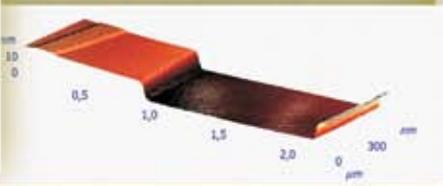
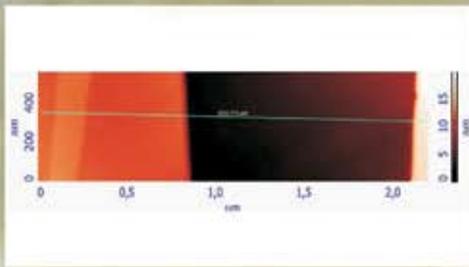
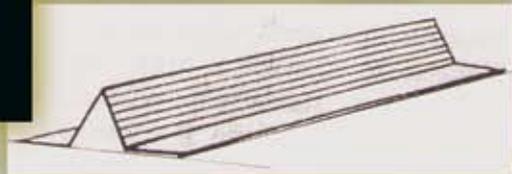
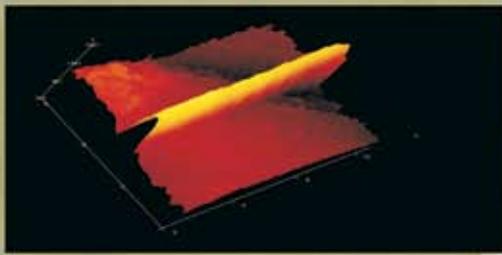


# ТРА

## ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ



К статье «Особенности морфологии  
фрактальных нанобъектов в кристаллах  $A_2V_3$  <примесь>»

# 4(92) 2011

ТРИНАДЦАТАЯ  
МЕЖДУНАРОДНАЯ  
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ



## СОВРЕМЕННЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ И ЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

21—25 мая 2012 года  
Украина, г. Одесса

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

- Информационные технологии и системы искусственного интеллекта
- Компьютерные системы и сети
- Защита информации в широкополосных системах и компьютерных сетях
- Радиотехнические, телекоммуникационные и телевизионные системы
- Проектирование, конструирование, производство и контроль электронных средств
- Функциональная электроника. Микро- и нанотехнологии

С текущей информацией  
можно ознакомиться на сайте  
[www.tkea.com.ua/siet/inf.html](http://www.tkea.com.ua/siet/inf.html)

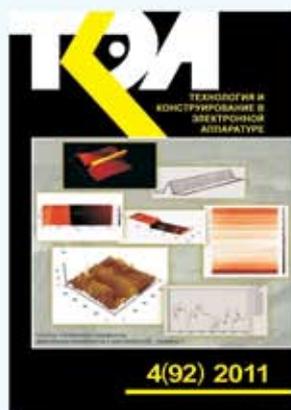
## НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ «ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ»

Выходит один раз в 2 месяца

Регистрационный номер КВ 13418-2302ПР

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

Реферирован в УРЖ «Джерело» (г. Киев) и в реферативном журнале ВИНТИ (г. Москва)



### ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

- В Украине** Отделения связи. «Каталог видань України». Индекс 23785.  
Подписное агентство «Идея», [www.idea.com.ua](http://www.idea.com.ua). Индекс 11146.  
Подписное агентство «KSS», [www.kss.kiev.ua](http://www.kss.kiev.ua). Индекс 20363.
- В России** Отделения связи. Каталог «Газеты и журналы». Индекс 71141.
- В Белоруссии** Отделения связи. Каталог «Издания стран СНГ». Индекс 71141.
- В редакции «ТКЭА»** можно подписаться с любого номера.

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

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

Редакция: Е. А. Тихонова, А. А. Ефименко, А. А. Алексева,  
Н. М. Колганова, М. Г. Микуминская.

Техническая редакция, дизайн: Е. И. Корсунская.

Компьютерное обеспечение: П. В. Назаров.

Номер выпущен при поддержке  
НИИ «Орион», (г. Киев),  
НПП «Карат» (г. Львов),  
ЦКБ «Ритм» (г. Черновцы)

Формат 60×84 1/8. Печать офсетная.  
Печ. л. 7,0+1,0. Уч.-изд. л. 7,5. Тираж 300 экз. Заказ № 210.  
Издательство «Политехперіодика»  
(65044, г. Одесса-44, а/я 17).  
Отпечатано в типографии издательства «ART-V»  
(65091, г. Одесса, ул. Комитетская, 24а).

**ТЕХНОЛОГИЯ  
И  
КОНСТРУИРОВАНИЕ  
В  
ЭЛЕКТРОННОЙ  
АППАРАТУРЕ**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2011 № 4 (92)

Год издания 35-й

**ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР**

*К.т.н. В. М. Чмиль*

**РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ**

*Д.т.н. Н. М. Вакив* (г. Львов)  
*Д.т.н. В. Н. Годованюк* (г. Черновцы)  
*К.т.н. А. А. Даиковский* (г. Киев)  
*Н. В. Кончиц* (г. Киев)  
*Д.ф.-м.н. В. Ф. Мачулин* (г. Киев)  
*Д.т.н. Г. А. Оборский* (г. Одесса)  
*Е. А. Тихонова* (г. Одесса)

**РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ**

*Д.т.н. С. Г. Антощук* (г. Одесса)  
*Д.т.н. А. А. Ащеулов* (г. Черновцы)  
*Д.т.н. В. В. Баранов* (г. Минск)  
*К.т.н. Э. Н. Глушеченко*,  
зам. гл. редактора (г. Киев)  
*Д.т.н. В. В. Данилов* (г. Донецк)  
*К.т.н. И. Н. Еримичой*,  
зам. гл. редактора (г. Одесса)  
*К.т.н. А. А. Ефименко*,  
ответственный секретарь (г. Одесса)  
*Д.ф.-м.н. Д. В. Корбутяк* (г. Киев)  
*Д.т.н. С. Ю. Лузин* (г. С.-Петербург)  
*Д.т.н. В. П. Малахов* (г. Одесса)  
*К.т.н. И. Л. Михеева* (г. Киев)  
*Д.т.н. И. Ш. Невлюдов* (г. Харьков)  
*Д.т.н. Ю. Е. Николаенко* (г. Киев)  
*К.ф.-м.н. А. В. Рыбка* (г. Харьков)  
*К.т.н. В. В. Рюхтин* (г. Черновцы)  
*Д. ф.-м. н. М. И. Самойлович* (г. Москва)  
*Д.т.н. В. С. Ситников* (г. Одесса)  
*Д. т. н. З. Стевич* (г. Белград)  
*Д. т. н. Я. Стеванович* (г. Белград)  
*Д.х.н. В. Н. Томашик* (г. Киев)  
*Д.т.н. В. М. Шокало* (г. Харьков)  
*Д.ф.-м.н. О. И. Шпотюк* (г. Львов)

**УЧРЕДИТЕЛИ**

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

Одобрено к печати Ученым советом ОНПУ  
(Протокол № 10 от 21.06 2011 г.)

**СОДЕРЖАНИЕ**

**Электронные средства: исследования, разработки**

Электрооптические модуляторы и фильтры на основе кольцевых микрорезонаторов для волоконно-оптических систем связи. *Берикашвили В. Ш., Ключник Н. Т., Яковлев М. Я.* 3

**Системы передачи и обработки сигнала**

Архитектура устройств цифровой обработки сигналов с перестраиваемой структурой. *Шейк-Сейкин А. Н.* 10

**Сенсорэлектроника**

Датчик скорости газового потока. *Годованюк В. Н., Рюхтин В. В., Михайличенко Ю. С., Швец А. Г., Шимановский А. Б., Фединчук И. И.* 15

**Функциональная микро- и нанoeлектроника**

Особенности проектирования высокочастотных КМОПИС для генераторов с кварцевой стабилизацией частоты. *Вербицкий В. Г., Вирозуб Т. М., Воцинкин А. Ф., Золотаревский В. И., Самотовка В. Л., Самотовка Л. И.* 20

Устройства считывания информации с крупноформатных матриц ИК-фотодиодов. *Рева В. П., Марчишин И. В., Коринец С. В., Сизов Ф. Ф.* 24

**Материалы электроники**

Исследование свойств пленок нитрида и оксида кремния, полученных методом плазмохимического осаждения на кремниевую подложку. *Рубцевич И. И., Соловьев Я. А., Высоцкий В. Б., Дудкин А. И., Ковальчук Н. С.* 29

Особенности морфологии фрактальных нанообъектов в кристаллах  $A_2^V B_3^{VI}$  <примесь>. *Алиева А. П., Кахраманов К. Ш., Кахраманов С. Ш.* 32

Влияние обработки водородом монокристаллов теллурида кадмия на их спектры оптического пропускания. *Пигур О. Н., Попович В. Д., Potera P., Вирт И. С., Цибрий (Ивасив) З. Ф.* 35

Химическая связь сурьмы. Технологические аспекты. *Ащеулов А. А., Маник О. Н., Маник Т. О., Билинский-Слотыло В. Р.* 39

**СВЧ-техника**

Влияние внутренних параметров стабилизированных СВЧ-генераторов на формирование автодинного отклика при сильном отраженном сигнале. *Носков В. Я., Игнатков К. А., Смольский С. М.* 43

**Аннотации к статьям номера** 54

**Новые книги** 19, 42

**В портфеле редакции** 9

ЗМІСТ

**Електронні засоби: дослідження, розробки**

Електрооптичні модулятори і фільтри на основі кільцевих мікрорезонаторів для волоконно-оптичних систем зв'язку. *Берікашвілі В. Ш., Ключник М. Т., Яковлев М. Я.* (3)

**Системи передачі та обробки сигналів**

Архітектура пристроїв цифрової обробки сигналів з перестроюваною структурою. *Шейк-Сейкін А. М.* (10)

**Сенсоелектроніка**

Датчик швидкості газового потоку. *Годованюк В. М., Рюхтін В. В., Михайличенко Ю. С., Швець О. Г., Шимановський О. Б., Федінчук І. І.* (15)

**Функціональна мікро- та наноелектроніка**

Особливості проектування високочастотних КМОНІС для генераторів із кварцовою стабілізацією частоти. *Вербицький В. Г., Віроzub Т. М., Воцинкін А. Ф., Золотаревський В. І., Самотовка В. Л., Самотовка Л. І.* (20)

Пристрої зчитування інформації з великоформатних матриць ІЧ-фотодіодів. *Рева В. П., Марчішин І. В., Коринець С. В., Сизов Ф. Ф.* (24)

**Матеріали електроніки**

Дослідження властивостей плівок нітриду та оксиду кремнію, отриманих методом плазмохімічного осадження на кремнієву підкладку. *Рубцевич І. І., Соловйов Я. О., Висоцький В. Б., Дудкин О. І., Ковальчук Н. С.* (29)

Особливості морфології фрактальних нанооб'єктів в кристалах  $A_2^V B_3^{VI}$  <домішка>. *Алієва А. П., Кахраманов К. Ш., Кахраманов С. Ш.* (32)

Вплив обробки воднем монокристалів телуриду кадмію на їх спектри оптичного пропускання. *Пігур О. М., Попович В. Д., Потера Р., Вірт І. С., Цибрій (Івасів) З. Ф.* (35)

Хімічний зв'язок стибію. Технологічні аспекти. *Ащеулов А. А., Маник О. М., Маник Т. О., Білинський-Слотило В. Р.* (39)

**НВЧ-техніка**

Вплив внутрішніх параметрів стабілізованих НВЧ-генераторів на формування автодинного відгуку при сильному відбитому сигналі. *Носков В. Я., Ігнатков К. А., Смольський С. М.* (43)

CONTENTS

**Electronic facilities: investigations, development**

Electrooptical modulators and filters for fiber optic systems based on microring resonators. *Berikashvily V. Sh., Kliuchnik N. T., Yakovlev M. Ya.* (3)

**Systems of signals transfer and processing**

Architecture of digital signal's processing units with the rebuildable structure. *Sheik-Seikin A. N.* (10)

**Sensoelectronic**

Gas flow speed transducer. *Godovaniouk V. N., Riukhtin V. V., Mikhailichenko Yu. S., Shvets A. G., Shimanovskiy A. B., Fedinchuk I. I.* (15)

**Functional micro- and nanoelectronics**

Features of high-frequency CMOS IC designing for generators with quartz frequency stabilization. *Verbitskiy V. G., Virozub T. M., Voschinkin A. F., Zolotarevskiy V. I., Samotovka V. L., Samotovka L. I.* (20)

Information readout devices for large-size matrices of IR-photodiodes. *Reva V. P., Marchishin I. V., Korinets S. V., Sizov F. F.* (24)

**Materials of electronics**

Investigation of properties of nitride and silicon oxide films grown by plasma-chemical deposition on a silicon substrate. *Rubtsevich I. I., Solovyov Ya. A., Vysotskiy V. B., Dudkin A. I., Kovalchuk N. S.* (29)

The morphology of fractal nano-objects in  $A_2^V B_3^{VI}$  <impurity> crystals. *Aliyeva A. P., Kahramanov K. Sh., Kahramanov S. Sh.* (32)

The effect of hydrogen treatment of cadmium telluride single crystals on their optical transmission spectra. *Pigur O. N., Popovych V. D., Potera P., Virt I. S., Tsybrii (Ivasiv) Z. F.* (35)

The chemical bond of stibium. Technological aspects. *Ashcheulov A. A., Manyk O. N., Manyk T. O., Bilynskiy-Slotylo V. R.* (39)

**Microwave technology**

Influence of inherent parameter of stabilized UHF oscillators on autodyne response formation at a strong reflected signal. *Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M.* (43)

Д. т. н. В. Ш. БЕРИКАШВИЛИ<sup>1</sup>, к. т. н. Н. Т. КЛЮЧНИК,  
к. т. н. М. Я. ЯКОВЛЕВ

Россия, г. Москва, ЦНИТИ «Техномаш-ВОС»;  
<sup>1</sup>Московский государственный открытый университет  
E-mail: berikashvily@yandex.ru, optdevice@yandex.ru

Дата поступления в редакцию  
27.12.2010 г.

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

## ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИЕ МОДУЛЯТОРЫ И ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ КОЛЬЦЕВЫХ МИКРОРЕЗОНАТОРОВ ДЛЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ СВЯЗИ

*Проведен анализ исследований в области создания высокоскоростных модуляторов и фильтров на основе кольцевых микрорезонаторов. Рассмотрены особенности микрорезонаторных структур в фазовых модуляторах и интерферометрах Маха–Цандера.*

В настоящее время во всем мире интенсивно ведутся работы по созданию широкополосных и высокоскоростных цифровых волоконно-оптических систем передачи информации (ВОСП) [1—3]. В таких системах используется временное и спектральное уплотнение каналов связи. Электронные методы временного уплотнения являются наиболее распространенными, однако они достигли своего предела — 40 Гбит/с.

С целью дальнейшего увеличения пропускной способности ВОСП в последнее десятилетие интенсивно развивается техника многоволнового уплотнения оптических несущих (спектральное уплотнение каналов). При этом несколько десятков волн разной длины обеспечивают передачу информации по одному волоконному световоду. Суть метода состоит в том, что несколько информационных цифровых потоков, переносимых каждый на своей оптической несущей волне, с помощью спектральных уплотнителей — оптических мультиплексоров — объединяются в один оптический поток, который затем вводится в оптическое волокно линии передачи. На приемной стороне с помощью спектральных разуплотнителей (демультиплексоров) производится обратная операция демультиплексирования. Отметим, что в качестве и мультиплексоров, и демультиплексоров используются одни и те же обратимые оптические устройства спектрального уплотнения, которые обычно называют демультиплексорами. Характеристики демультиплексоров определяются типом используемых в них дисперсионных элементов [4]. Эти элементы обеспечивают спектральную фильтрацию оптических несущих, тем самым позволяя выделить отдельные несущие на приемной стороне.

В зарубежной литературе волоконно-оптические системы со спектральным уплотнением каналов называются WDM-системами (wavelength division multiplexing systems) [4]. В настоящее время уже

созданы волоконно-оптические WDM-системы с пропускной способностью более 1 Тбит/с (терабитные системы). В начале 2010 года компания NTT (Япония) в своем пресс-релизе сообщила о новом рекорде в скорости передачи данных по одному волокну — 69,1 Тбит/с. Столь высокий результат был достигнут при длине волокна 240 км с использованием 432 оптических каналов со скоростью передачи 160 Гбит/с по каждому из них.

Дальнейшее развитие WDM-систем связано с необходимостью перераспределения потоков данных в волоконно-оптических сетях связи, с вводом в действие новых узлов и исключением старых, адаптацией систем к неисправностям. Для этого необходимо создание WDM-маршрутизаторов, разработка мультиплексоров с оперативной перестройкой структуры.

Другим важным направлением в области создания компонентов высокоскоростных цифровых ВОСП является создание высокоскоростных модуляторов оптической несущей.

В настоящее время для цифровой передачи данных на скорости до 1 Гбит/с наиболее популярны передатчики с прямой модуляцией тока лазерного диода ввиду их меньшей стоимости. При больших скоростях передачи такой тип модуляции приводит к частотной неустойчивости лазера, что негативно сказывается на передаче данных. Поэтому в высокоскоростных линиях передачи данных используют одночастотные полупроводниковые лазеры непрерывного излучения (CWL — continue wave laser) и внешние модуляторы (EM — external modulator). Обычно для внешней модуляции используют электрооптические модуляторы на основе интегрально-оптических интерферометров Маха–Цандера или электроабсорбционные модуляторы, основанные на эффекте Франца–Келдыша [1, 2]. Высокая стоимость устройств интегральной оптики ранее ограничивала применение таких модуляторов, однако совершенствование и удешевление процесса производства позволило начать их серийное производство.

Внешняя модуляция имеет большое значение для повышения предельной частоты модуляции, широкополосности, глубины модуляции, стабильной передачи на одной частоте при высоком коэффициенте экстинкции. Вместе с тем, внешний модулятор увеличивает стоимость и сложность системы, вносит дополнительные оптические потери и усложняет управ-

ление состоянием поляризации излучения. Важными задачами при создании внешнего модулятора является снижение управляющего напряжения, повышение глубины модуляции, обеспечение селективных спектральных свойств модулятора.

В последние годы для создания рассмотренных выше компонентов ВОСП все больший интерес представляют кольцевые микрорезонаторы [5—8]. Проводимые исследования показывают перспективность их использования в таких областях, как фильтрация оптических несущих, мультиплексирование и демultipлексирование, модуляция излучения, маршрутизация оптических сигналов.

В настоящей работе представлен краткий анализ работ в области создания высокоскоростных модуляторов и фильтров на основе кольцевых микрорезонаторов. Рассмотрена также возможность использования микрорезонаторных структур для фильтрации, селекции оптических каналов и создания коммутаторов.

**Фильтры на основе кольцевых микрорезонаторов**

Использование интегрального кольцевого резонатора в качестве полосового фильтра рассмотрено в [7—10]. Простейший кольцевой микрорезонатор представляет собой два параллельных прямых волновода и расположенный в непосредственной близости между ними резонатор, который выполнен в виде кольцевого волновода (рис. 1, а). Такая схема фильтра используется в мультиплексорах с «add-drop»-конфигурацией, обеспечивающих функцию вставки/выделения сигналов с оптическими несущими волнами различной длины. Теоретический анализ кольцевых резонаторов приведен, в частности, в [11—13].

Принцип действия фильтра на основе кольцевого микрорезонатора показан на рис. 1, б. Излучение направляется на вход 1 прямого волновода, проходит по нему, при этом часть поступающей энергии попадает в кольцо резонатора. Связь канального волновода и кольцевого резонатора осуществляется перекрытием их мод на участке  $L_1$ , где расстояние между прямым и кольцевым волноводами наименьшее. Кольцевой резонатор выбирает преимущественно резонансные оптические частоты (длины волн) и через область связи  $L_2$  передает колебания второму прямому волноводу, действуя как направленный ответвитель. В зависимости от степени связи передача осуществляется в большей или меньшей степени, что характеризуеться общими потерями фильтра. Таким образом,

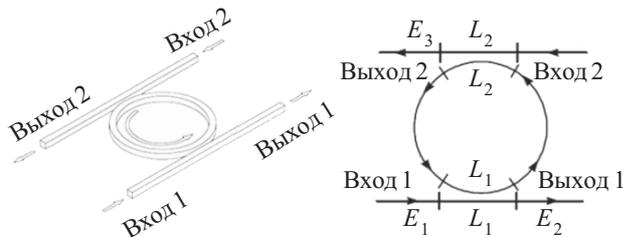


Рис. 1. Пространственная (а) и схематическая (б) структура спектрального фильтра на основе кольцевого резонатора

разом, кольцевой резонатор действует как узкополосный фильтр, выделяющий только резонансные частоты. Условие резонанса определяется выражением  $m\lambda = Ln, m=1, 2, \dots$  (1)

где  $L$  и  $n$  — длина окружности и эффективный показатель преломления кольцевого волновода микрорезонатора, соответственно.

Мощность оптического излучения, передаваемого на выходы 1 и 2 ( $P_{\text{ВЫХ1}}$  и  $P_{\text{ВЫХ2}}$ , соответственно), определяется выражениями [12,14]

$$\frac{P_{\text{ВЫХ1}}}{P_{\text{ВХ1}}} = \frac{|E_2|^2}{|E_1|^2} = \frac{|\tau_1 - \tau_2 e^{-j\varphi_r} \chi_r|^2}{|1 - \tau_1 \tau_2 e^{-j\varphi_r} \chi_r|^2}, \quad (2)$$

$$\frac{P_{\text{ВЫХ2}}}{P_{\text{ВХ1}}} = \frac{|E_3|^2}{|E_1|^2} = \frac{|-k_1 k_2 e^{-j\varphi_r/2} \sqrt{\chi_r}|^2}{|1 - \tau_1 \tau_2 e^{-j\varphi_r} \chi_r|^2}, \quad (3)$$

где  $P_{\text{ВХ1}}, P_{\text{ВХ2}}$  — мощность излучения на входах 1 и 2, соответственно;

$E_1, E_2$  — напряженности электрического поля;

$\tau_1, \tau_2$  — коэффициенты передачи на участках связи между волноводами;

$k_1, k_2$  — коэффициенты связи между кольцевым и прямым волноводами;

$\varphi$  — фазовый набег при прохождении оптического излучения по кольцевому волноводу;

$\chi_r$  — фактор потерь в кольцевом резонаторе.

Параметры  $k$  и  $\tau$  связаны соотношением  $k^2 + \tau^2 = 1$ .

Фазовый набег и фактор потерь определяются выражениями

$$\varphi_r = \frac{4\pi^2}{\lambda_0} R n_g, \quad (4)$$

$$\chi_r = 10^{\frac{-\alpha_r}{20}}, \quad \alpha_r = 2\pi R \alpha_{dB}, \quad (5)$$

где  $R$  — радиус кольцевого резонатора;

$n_g$  — показатель преломления волновода;

$\alpha_{dB}$  — коэффициент оптического затухания волновода.

На рис. 2 приведены рассчитанные по формулам (2) и (3) фрагменты спектральных характеристик фильтра для  $R=50$  мкм;  $k=0,5$ ;  $\alpha_{dB}=1$  дБ/см и  $n_g=1,5$ . Из рисунков видно, что имеются характерные пики поглощения интенсивности излучения на выходе 1 и резонансные полосы увеличения интенсивности на выходе 2.

Важной характеристикой фильтра является свободный спектральный интервал FSR (free spectral range), определяемый величиной промежутка между соседними резонансными пиками. Ширина полосы фильтра  $\Delta\lambda$  определяется по уровню 0,5 (−3 дБ) от максимума сигнала на выходе 2.

На основе кольцевых микрорезонаторов могут строиться более сложные многорезонаторные фильтры, используемые в WDM-устройствах. Один из примеров такого фильтра приведен на рис. 3. Его можно выполнить с помощью планарных кольцевых резона-

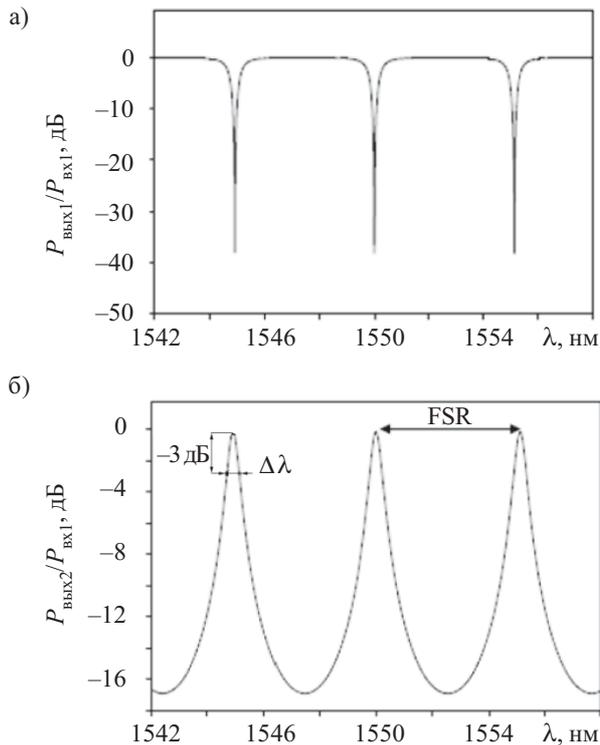


Рис. 2. Спектральные характеристики фильтра на основе кольцевого резонатора на выходе 1 (а) и на выходе 2 (б)

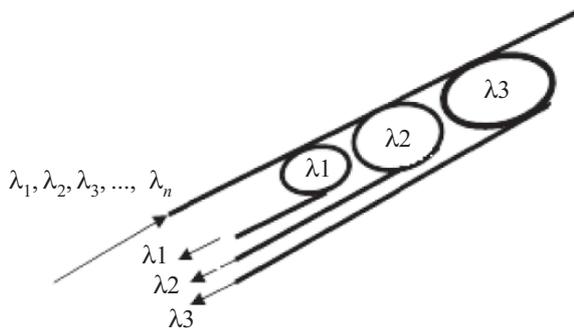


Рис. 3. Структурная схема селектора волн разной длины на основе кольцевых микрорезонаторов

торов разного размера, расположенных вдоль магистрального волновода. Такое устройство обеспечивает разделение сигналов с разной длиной оптической несущей волны по отдельным каналам.

**Модуляторы на основе кольцевых резонаторов и интерферометра Маха–Цандера**

В настоящее время для осуществления внешней модуляции оптического излучения в ВОСП успешно применяются планарные интерферометры Маха–Цандера, выполненные на пластинах ниобата лития (LiNbO<sub>3</sub>) [13,15]. Монокристаллический ниобат лития обладает уникальными электрооптическими свойствами, прозрачен в диапазоне длин волн, используемом в ВОСП (1,2—1,6 мкм). Технология создания в пластинах ниобата лития оптических волноводов в приповерхностном слое за счет диффузии титана уже хорошо отработана. Кроме того, на поверхность вдоль

одного или двух каналов наносят металлические электроды. При подаче напряжения на электроды происходит изменение показателя преломления в волноводе, что приводит к увеличению или уменьшению (в зависимости от полярности прикладываемого напряжения) фазовой задержки.

Схематическое изображение модулятора на основе интерферометра Маха–Цандера с одним плечом модуляции приведено на рис. 4, а.

Интерферометр образован двумя параллельно расположенными волноводами 3 и 4, связанными на входе и выходе разветвителями Y-типа. При вводе излучения I от одночастотного лазера в канал 2 входной разветвитель делит оптический поток на две равные части, которые проходят разные плечи интерферометра, после чего суммируются в канале 7 выходного Y-разветвителя с учетом фазовых соотношений. Вдоль волноводных каналов 3 и 4, являющихся плечами интерферометра, нанесены электроды 5 и 6. Приложенное электрическое поле вследствие электрооптического эффекта изменяет показатель преломления, что вносит фазовый сдвиг такой величины, при которой волны на выходе (в общем плече разветвителя) могут оказываться либо в фазе, либо в противофазе. В результате интерференции волн это приводит к изменению интенсивности оптического излучения на выходе интерферометра. Для снижения управляющего напряжения необходимо увеличивать длину канала 3 и электродов или использовать схему, приведенную на рис. 4, б, где электроды канала 4 действуют в противофазе с электродами канала 3. В обоих случаях емкость электродов увеличивается, и это служит препятствием для повышения быстродействия модулятора.

Для получения коэффициента модуляции порядка 90% (или коэффициента экстинкции 10 дБ) в электрооптических модуляторах, используемых в современных ВОСП, достаточно напряжения электрического сигнала 2,5 В [1]. Такие модуляторы могут использоваться для модуляции света цифровыми сигналами со скоростью до 40 Гбит/с.

Проведенные в последние годы исследования показали перспективность создания оптических моду-

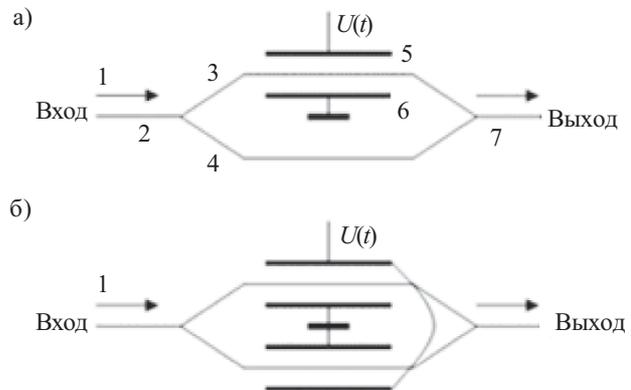


Рис. 4. Схемы модуляторов на основе интерферометра Маха–Цандера:

а — с одним плечом модуляции; б — с двумя противофазными плечами модуляции

ляторов на основе кольцевых микрорезонаторов [16—20].

Одна из возможных реализаций микрорезонаторной структуры в виде погруженных (диффузных) волноводов на пьезоэлектрической пластине из  $\text{LiNbO}_3$  в сочетании с металлическими электродами позволяет создать устройство, показанное схематически на рис. 5, а.

Как и в случае микрорезонаторного фильтра, рассмотренного выше (см. рис. 1), кольцевой резонатор и прямой волновод находятся в непосредственной близости друг к другу, при этом часть поступающей световой энергии переходит в резонатор за счет направленной оптической связи. В микрорезонаторе часть этой энергии направляется вдоль окружности резонатора и после совершения полного витка интерферирует с входящим полем волновода. На резонансных частотах, когда оптическая длина пройденного пути кратна эффективной длине волны, интерференция в области связи приводит к сложению волн резонатора и волновода при совпадении по фазе. Эта конструктивная связь на основе интерференции может привести к усилению электромагнитного поля и, соответственно, к увеличению мощности на выходе волновода и в резонаторе.

Передаточная функция  $T$  такого резонатора определяется выражением [12]

$$T(\varphi) = \frac{|E_{\text{вых}}|^2}{|E_{\text{вх}}|^2} = \frac{|\tau - e^{-j\varphi_r} \chi_r|^2}{|1 - \tau e^{-j\varphi_r} \chi_r|^2}, \quad (6)$$

где  $\tau$  — коэффициент передачи на участке связи между кольцевым и прямым волноводами.

В непосредственной близости от кольцевого волновода размещается управляющий электрод, который обычно выполняют также в виде кольца. При приложении к управляющему электроду напряжения модулирующего сигнала происходит изменение величины показателя преломления материала кольцевого волновода, а следовательно, изменяется значение фазового набега  $\varphi$ . В результате происходит модуляция интенсивности оптического излучения, подаваемого на вход кольцевого модулятора, что иллюстрируется на рис. 5, б.

Это один из принципов создания высокоскоростных модуляторов, позволяющих получать модуляцию оптического излучения на выходе с предельной частотой свыше 10 ГГц.

Особенностью кольцевых микрорезонаторов являются их малые размеры (диаметр от нескольких десятков до сотен микрон) и, следовательно, малые радиусы изгиба. Для поддержания оптического поля в таком резонаторе необходима большая разница между показателями преломления световедущей сердцевины и оптической оболочки. Поэтому такие резонаторы изготавливают путем травления в фосфиде и арсениде галлия ( $\text{GaAsP}$ ,  $\text{GaAs}$ ), у которых показатель преломления  $n=2,5—2,8$ . Пассивные кольцевые резонаторы в форме трека были реализованы в материале  $\text{GaInAsP}$  и  $\text{AlGaAs-GaAs}$  [8, 21]. В последнее время появились сообщения о создании интегрально-оптических планарных микрорезонаторных структур с использованием кварца, кремния [16, 19, 22], электрооптических полимеров [18, 21].

В [17] показана возможность применения кольцевого микрорезонатора для модуляции оптического излучения с частотой до 165 ГГц. Кольцевой микрорезонатор был выполнен из электрооптического полимера на базе хромофоров. Диаметр кольцевого волновода в данном случае составлял около 2 мм. Структура такого модулятора приведена на рис. 6.

Резонатор может быть выполнен не только в виде кольца, но и в виде диска, эллипса или вытянутого

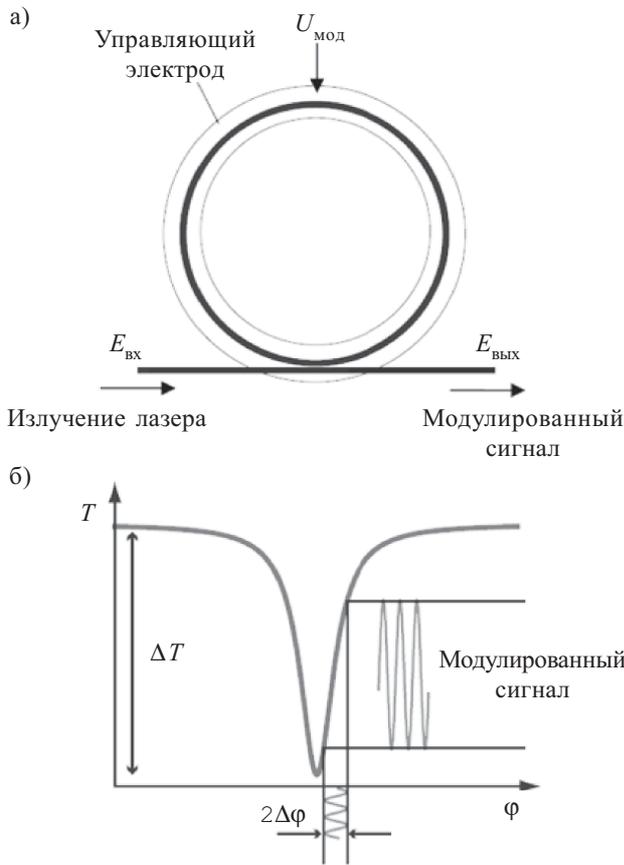


Рис. 5. Схема оптического модулятора на основе кольцевого резонатора (а) и иллюстрация принципа действия модулятора (б)

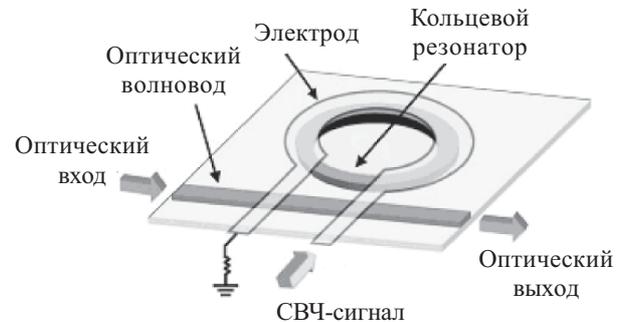


Рис. 6. Оптический модулятор на основе кольцевого микрорезонатора для модуляции СВЧ-сигналом

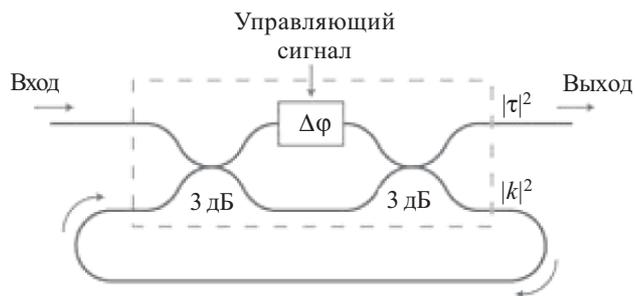


Рис. 7. Структурная схема модулятора на основе интерферометра Маха-Цандера с встроенным одиночным кольцевым резонатором

трека. Главное условие резонанса — число укладываемых в периметре значений длины волны света должно быть целым.

Для улучшения частотных и модуляционных характеристик используют совмещение кольцевого резонатора с интерферометром Маха-Цандера (рис. 7) [18]. В данной структуре кольцевой резонатор формируется таким образом, чтобы имел место резонанс с проходящим по волноводу излучением. Управляющий сигнал изменяет фазу в одном из плечей интерферометра Маха-Цандера. Это приводит к изменению коэффициента связи  $|κ|^2$  и коэффициента передачи  $|τ|^2$ . Настроенный в резонанс кольцевой резонатор повышает общую чувствительность, поэтому такой модулятор может управляться напряжением, которое на порядок меньше, чем у обычного интерферометра Маха-Цандера. Исследования показали, что в таких схемах модуляторов при скорости модуляции 10 Гбит/с управляющее напряжение можно снижать до 0,12 В [18]. Общие потери в кольце малы по сравнению с силой связи в волноводах. Уменьшение размеров электродов в таких модуляторах ведет к улучшению частотных характеристик.

Несколько одиночных кольцевых резонаторов, связанных с одним волноводом, могут использоваться для дополнительного усиления глубины модуляции или снижения уровня управляющего напряжения. Одновременное использование резонаторов приводит к фильтрации сигнала.

Схематическое представление модулятора на основе нескольких кольцевых резонаторов приведено на рис. 8. Обычно резонаторы располагают симметрично и организуют подключение фазовых модуляторов так, чтобы они действовали в противофазе в верхнем и нижнем плечах интерферометра.

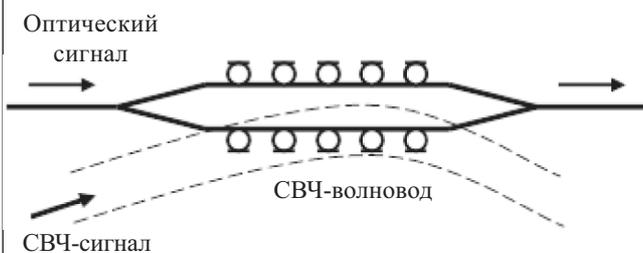


Рис. 8. Структурная схема СВЧ электрооптического модулятора на основе интерферометра Маха-Цандера с кольцевыми резонаторами

При сверхвысоких частотах модуляции возникает проблема подачи модуляционного сигнала к фазовым модуляторам. Несмотря на малые размеры микрочипа и небольшую длину электродов (менее 10 мкм), возникают проблемы, связанные с индуктивностью и емкостью цепей. Поэтому иногда организуют волноводную подачу СВЧ-сигнала к области модуляции непосредственно по СВЧ-волноводу, как это показано на рис. 7.

Структура со многими резонаторами в плече интерферометра Маха-Цандера вне волновода позволяет вести независимую фазовую подстройку режима модуляции.

### Особенности конструкции кольцевых микрорезонаторов и области связи

Кольцевые резонаторы классифицируют по форме резонатора (диск, кольцо, трасса или эллипс), по схеме расположения волновода и резонатора (боковые и вертикальные) и по их взаимосвязи, т. е. по схеме передачи энергии между волноводом и резонатором (частично связанные и с полевой связью).

В схеме с боковой связью (рис. 9) резонатор и волновод изготавливаются на одном уровне из одинакового материала [8, 19]. При этом взаимосвязь определяется расстоянием между волноводом и резонатором.

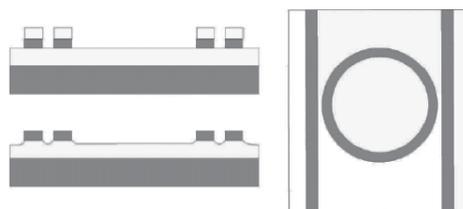


Рис. 9. Структура с гребневыми волноводами и резонатором с боковыми связями в одной плоскости

Для создания кольцевых резонаторов используют известную технологию создания гребневых волноводов на подложке. Один из методов заключается в предварительном нанесении на подложку изолирующего слоя GaAs и волноводного слоя с повышенным показателем преломления AlGaAs или GaAsP. Затем с помощью фотолитографии на поверхности формируют маску из фоторезиста в соответствии с требуемой топологией резонатора и производят ионно-плазменное травление в атмосфере хлора и водорода. После этого фоторезист удаляют и получают структуру, приведенную на рис. 10.

Кольцевые микрорезонаторы с вертикальной связью формируют методом многослойной фотолитографии (рис. 10) [9, 23]. Вначале формируют погру-

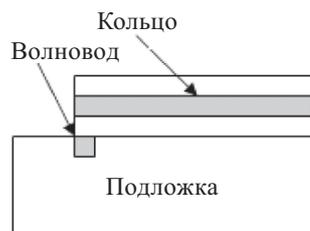


Рис. 10. Структура погруженного волновода с вертикальной связью с кольцом в наращенном слое

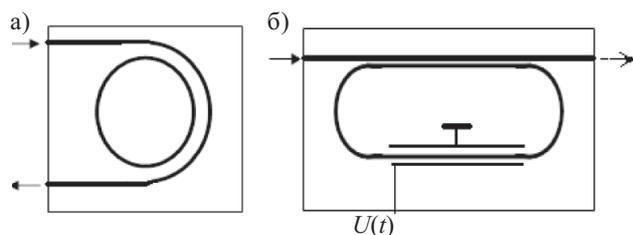


Рис. 11. Увеличение области связи волновода (а) и области связи с областью модуляции (б)

женный волновод методом диффузии легирующих присадок. Затем наращивают защитный и волноводный слой, травлением формируют кольцо, наносят защитный слой.

Для уменьшения модулирующего напряжения и увеличения глубины модуляции область связи волновода с резонатором увеличивают за счет огибания кольца волноводом (рис. 11, а). Область связи волновода с резонатором и область модуляции увеличивают за счет эллиптической или ленточной формы микрорезонатора (рис. 11, б).

Приведем для примера некоторые параметры модуляторов на основе кольцевых резонаторов с боковой связью на основе InGaAsP [21].

*Параметры структуры:*

Ширина волновода	0,8—1,0 мкм
Диаметр окружности	200—400 мкм
Спектральный диапазон	1,5—3,3 мкм
Коэффициент преломления	$n = 2,5$
Длина зоны связи	50—150 мкм
Зазор в зоне связи	0,3—0,45 мкм

*Оптические и модуляционные параметры:*

Ширина половины максимума резонанса	0,1—0,7 нм
Ширина свободной спектральной области	1—7 нм
Добротность	2000—17000
Потери в модуляторе	1—4 дБ
Связь с резонатором	5—40%
Предельная частота модуляции	20—25 ГГц
Глубина модуляции	60—80%

**Другие области применения оптических кольцевых резонаторов**

Оптимизация оптических сетей связи и передачи цифровой информации связана с интеграцией быстродействующих приемопередающих устройств, оптических фильтров, и переключателей, маршрутизаторов и коммутаторов. При этом желательно объединение разнотипного оборудования в одно устройство. Последнее стало возможным благодаря использованию интегрально-оптических кольцевых микрорезонаторов, которые работают как селективные управляемые фильтры высокого разрешения. Управление частотой микрорезонатора осуществляется тепловым, электрооптическим или пьезоэлектрическим воздействием в области связи резонаторов с волноводами.

Использование управляемых кольцевых микрорезонаторов позволяет создать маршрутизатор (рис. 12)

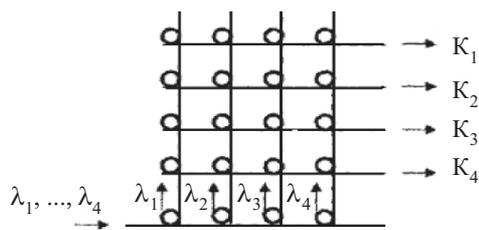


Рис. 12. Структурная схема маршрутизатора с селекцией каналов по длине волн на основе управляемых кольцевых микрорезонаторов

с выборкой информационных каналов по длине волн [22, 24, 25]. Входной WDM-сигнал разбивают на отдельные каналы  $\lambda_i$  с помощью первого ряда микрорезонаторов. Один из множества этих каналов может быть переключен на желаемый выход  $K_j$  благодаря другим кольцевым микрорезонаторам, расположенным на перекрестии с выбранным каналом. Индивидуальные настройки достигаются за счет использования в мультиплексоре заранее подобранных значений напряжения или тока в управляющем элементе.

В заключение необходимо отметить, что управляемые оптические кольцевые микрорезонаторы могут успешно применяться в качестве высокоскоростных модуляторов, фильтров, переключателей каналов, мультиплексоров, демультимплексоров, стабилизаторов частоты лазеров, коммутаторов и других устройств, необходимых для многоканальных волоконно-оптических систем связи.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Скляров О. К. Волоконно-оптические сети и системы связи.— М.: СОЛОН-Пресс, 2004. [Sklyarov O. K. Moscow. SOLON-Press. 2004]
2. Иванов А. Б. Волоконная оптика, компоненты, системы передачи, измерения.— М.: Сайрус Системс, 1999. [Ivanov A. B. Moscow. Sairus Systems, 1999]
3. Иоргачев Д. В., Бондаренко О. В. Волоконно-оптические кабели и линии связи.— М.: Эко-Трендз, 2002. [Iorgachev D. V., Bondarenko O. V. Volokonno-opticheskie kabeli i linii svyazi. Moscow. Eko-Trendz. 2002]
4. Берикашвили В. Ш., Ключник Н. Т., Костенко К. Н., Яковлев М. Я. Интегрально-оптические волноводные дисперсионные элементы для ВОЛС//Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2005.— № 2.— С. 10—16. [Berikashvili V. Sh., Klyuchnik N. T., Kostenko K. N., Yakovlev M. YA. // Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature. 2005. N 2. P. 10]
5. Rabiei P., Steier W. H., Zhang C., Dalton. L. R. Polymer micro-ring filters and modulators//Journal of Lightwave Technology.— 2002.— Vol. 20, N 11.— P. 1968—1975.
6. Little B. E., Chu S. T., Absil P. P. et al. Very high-order microring resonator filters for WDM applications//IEEE Photonics Technology Letters.— 2004.— Vol. 16, N 10.— P. 2263—2265.
7. Little B. E., Chu, S.T., Haus H. A. et al. Microring resonator channel dropping filters // J. Lightwave Technol.— 1997.— Vol. 15.— P. 998—1005.
8. Chin M. K., Youtsey C., Zhao W. et al. GaAs microcavity channel-dropping filter based on race-track resonator // IEEE Photon. Technol. Lett.—1999— Vol. 11.— P. 1620—1622.
9. Chu S. T., Little B. E., Pan W. et al. An eight-channel add-drop filter using vertically coupled microring resonators over as cross grid // IEEE Photon. Technol. Lett.— 1999.—Vol. 11.—P. 691—693.
10. Tan F. S., Klunder D. J. W., Bulthuis H. F. et al. High finesse microring resonator for WDM applications // Proc.of 10<sup>th</sup> «EClO-2001».— Italy, Torino.— 2001.— P. 489—492.

11. Котляр В. В., Ковалев А. А., Шуюпова Я. О. и др. Субволновая локализация света в волноводных структурах // Компьютерная оптика.— 2010.— Т. 34, № 2.— С. 169—186. [Kotlyar V. V., Kovalev A. A., Shuyupova YA. O. i dr. // Komp'yuternaya optika. Vol. 34. N 2. P. 169]

12. Chin M. K., Ho S. T. Design and modeling of waveguide-coupled single-mode microring resonators // Journal of Lightwave Technology.— 1998.— Vol. 16, N 8.— P. 1433—1446.

13. Madsen C. K. Zhao J. H. A general planar waveguide autoregressive optical filter // IEEE J. Lightwave Technol.— 1996.— Vol. 14, N 3.— P. 437—447.

14. Yariv A. Universal relations for coupling of optical power between microresonators and dielectric waveguides // Electronics Letters.— 2000.— Vol. 36.— P. 321—322.

15. Minakata M. Recent progress of 40 GHz high-speed LiNbO<sub>3</sub> optical modulator // Proc. SPIE.— 2001.— Vol. 4532.— P. 16—27.

16. Xu Q. F., Schmidt B., Shakya J., Lipson M. Cascaded silicon micro-ring modulators for WDM optical interconnections // Optics Express.— 2006.— N 14 (20).— P. 9430—9435.

17. Bortnik B., Hung Y.-C., Tazawa H., et al. Electrooptic polymer ring resonator modulation up to 165 GHz // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics.— 2007.— Vol. 13, N 1.— P. 104—110.

18. Hitz B. Microring modulator points to greater integration of electronics and photonics // Optics Express.— 2007.— N 10.— P. 17264—17272.

19. Xu Q. F., Manipatruni S., Schmidt B., et al. 12,5 Gbit/s carrier-injection-based silicon microring silicon modulators // Optics Express.— 2007.— Vol. 15, N 2.— P. 430—436.

20. Rabiei P., Steier W. H., Cheng Z., Dalton L. R. Polymer microring filters and modulators // J. Lightwave Technol.— 2002.— Vol. 20.— P. 1968—1975.

21. Vanderhaegen B., Van Tourhout D., De Merlier J. et al. High Q InGaAsP ring resonator filters // Proc. of 8<sup>th</sup> «ECIO-1999».— Italy, Torino.— 1999.— P. 381—384.

22. Bogaerts W., Dumon P., Van Tourhout D. et al. Compact wavelength-selective functions in silicon-on-insulator photonic wires // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics.— 2006.— Vol. 12, N 6.— P. 1394—1401.

23. Little B. E., Chu S. T., Pan W., Kokobun Y. Microring resonator arrays for VLSI photonics // IEEE Photonic Technology Letters.— 2000.— Vol. 12, N 3.— P. 323—325.

24. Soref R. A., Little B. E. Proposed N-wavelength M-fiber WDM crossconnect switch using active microring resonators // IEEE Photonics Technology Letters.— 1998.— Vol. 10, N 8.— P. 1121—1123.

25. Андросик А. Б., Моргунов А. С. Анализ особенностей волноводных микрорезонаторных фотонных устройств // Вестник Московского государственного открытого университета.— 2010.— № 1.— С. 73—82. [Androsik A. B., Morgunov A. S. // Vestnik Moskovskogo gosudarstvennogo otkrytogo universiteta. 2010. N 1. P. 73]

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

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

- Термовакuumные испытания системы электроснабжения университетского наноспутника НТУУ «КПИ» (Украина, г. Киев)
- Применение технологии тонких пленок и наноструктурированных материалов при изготовлении теплонагруженных печатных плат со встроенными резисторами (Россия, г. Москва)
- Повышение помехоустойчивости бинаризации изображений фотошаблонов в пространстве вейвлет-преобразования (Украина, г. Одесса)
- Природа переходов и механизмы генерации в лазерах с электронной накачкой на основе оптических однородных, радиационно легированных кристаллов CdS (Германия, г. Штутгарт)
- Характеристики, технология и конструкция интегральных двухсторонних кремниевых микростриповых детекторов (Украина, г. Киев)
- Формирование дельта-легированного водородом *p*-слоя в природных и CVD кристаллах алмаза (Россия, г. Фрязино)
- Фоторефрактивные кристаллы в запоминающих устройствах оптоэлектронных процессоров корреляционного типа (Украина, г. Донецк)
- Низкоразмерные кристаллы кремния для фотоэлектрических преобразователей (Украина, г. Львов; Польша, г. Вроцлав)
- Математическая модель процесса избыточных измерений при непрерывном воздействии измеряемой физической величины на чувствительный элемент датчика (Украина, г. Киев)
- Автодинные характеристики стабилизированных СВЧ-генераторов при сильном отраженном сигнале (Россия, г. Екатеринбург, г. Москва)
  - Формирование полированной поверхности халькогенидов висмута и сурьмы (Украина, г. Киев)
  - Модель алмазного СВЧ-транзистора (Россия, г. Фрязино)
  - Исследование спектров фотолуминесценции низкоразмерных структур InSb, сформированных в матрице GaSb жидкофазной эпитаксией (Украина, г. Херсон)
  - Исследование допустимой импульсной мощности кремниевой  $p^+-p-n^+$ -структуры от частоты импульса (Узбекистан, г. Ташкент)



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

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

А. Н. ШЕЙК-СЕЙКИН

Украина, Одесский национальный политехнический университет  
E-mail: ans@irt.opu.uaДата поступления в редакцию  
04.04 2011 г.Оппонент к. т. н. А. И. ЦОПА  
(ХНУРЭ, г. Харьков)

## АРХИТЕКТУРА УСТРОЙСТВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ СТРУКТУРОЙ

*Предложена методика синтеза архитектуры, позволяющая существенно сократить затраты аппаратного ресурса проектируемых систем. Получены выражения для сравнительной оценки эффективности различных вариантов синтеза.*

Методы и средства цифровой обработки сигналов (ЦОС) в реальном времени широко используются в современных системах обработки и передачи информации. Соответственно, весьма актуальным является синтез методов аппаратной реализации таких систем, обеспечивающих приемлемые аппаратные затраты.

В [1, 2] приведены методы синтеза архитектуры многоканальных фильтров сжатия и формирователей решающих статистик, обеспечивающие существенный выигрыш в части аппаратных затрат по сравнению с традиционным построением. Методы синтеза основаны на учете особенностей поведения графов информационных связей (ГИС), описывающих алгоритмы обработки сигналов и ограничены классом таких ГИС, у которых происходит либо одновременное изменение высоты и ширины с сохранением пропорций, либо изменяется только высота (ширина).

Настоящая работа посвящена синтезу и анализу эффективности архитектуры систем ЦОС с перестраиваемой структурой, ГИС которых претерпевает так называемые аффинные преобразования [3], т. е. увеличение высоты графа  $h$  с одновременным пропорциональным уменьшением его ширины  $b$ :  $h_i = k/b_i$ ,  $k = \text{const}$ ,  $i \in 1, s$  ( $s$  — число вариантов). К таким системам относятся, в частности, многоканальные компенсаторы боковых лепестков адаптивных антенных решеток [4, 5].

При решении указанной задачи возможны два подхода:

— построение структуры, рассчитанной на  $b_{\max}$ ,  $h_{\max}$  с использованием метода минимальных изменений размерности базового вектора [1];

— синтез минимальной системы коммутации, обеспечивающей реконфигурацию ГИС в заданном диапазоне изменения  $b$  и  $h$  при условии постоянства минимально необходимого вычислительного ресурса (ВР).

Введение дополнительной системы коммутации приводит к появлению на ГИС дополнительных дуг, число которых тем меньше, чем экономнее система

коммутации. Так как семейство дуг графа  $U(G)$  однозначно отображается его матрицей инцидентий  $A(p, u)$ , критерию  $\min\{U(G)\}$  соответствует максимальная разреженность матрицы  $A(p, u)$ .

Поскольку методов подобной оптимизации найти не удалось, в настоящей работе предложен ряд эвристических приемов синтеза таких систем для двух возможных (в принципе) ситуаций — изменение параметров ГИС в целое и дробное число раз.

**Синтез архитектуры при изменении параметров ГИС в целое число раз**

В этом случае вследствие условия  $h_i b_i = \text{const}$  имеем: если  $h_i = i h_0$ , то  $b_i = b_0 / i$ ;

если  $b_i = i b_0$ , то  $h_i = h_0 / i$ .

Здесь  $i = 2, 3, \dots$ ;  $h_0, b_0$  — исходная высота и исходная ширина ГИС, соответственно.

Отсюда следует, что если необходимо увеличить  $b$  и уменьшить  $h$  в  $i$  раз, то исходный ГИС нужно разделить вдоль высоты  $h$  на  $i$  частей, а эти части состыковать друг с другом так, чтобы ширина нового ГИС была равна  $b_i = i b_0$ .

Пример такой реконфигурации для  $i = 2, 3, 4$  приведен на рис. 1, где сплошными жирными линиями обозначены стыкуемые участки ГИС (вновь образуемые связи), а пунктирными — размыкаемые связи в ГИС. Сами ГИС изображены символически (без детализации внутренней структуры) в виде прямоугольников, размеры которых соответствуют высоте и ширине ГИС.

Число коммутационных элементов  $q_i$  (КЭ), необходимых в каждом  $i$ -м случае для размыкания старых связей и образования новых, вычисляется следующим образом:

- $q_i = h_0 (i - 1) / i + b_0 (i - 1)$  при уменьшении  $h_0$ ;
- $q_i = b_0 (i - 1) / i + h_0 (i - 1)$  при уменьшении  $b_0$ .

Тогда общее число КЭ при  $i \in \overline{1, i_2} > 1$  будет соответственно равно

$$Q_{\text{к1}} = h_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} \frac{i-1}{i} + b_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} (i-1) \quad (1)$$

или

$$Q_{\text{к1}} = b_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} \frac{i-1}{i} + h_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} (i-1). \quad (1')$$

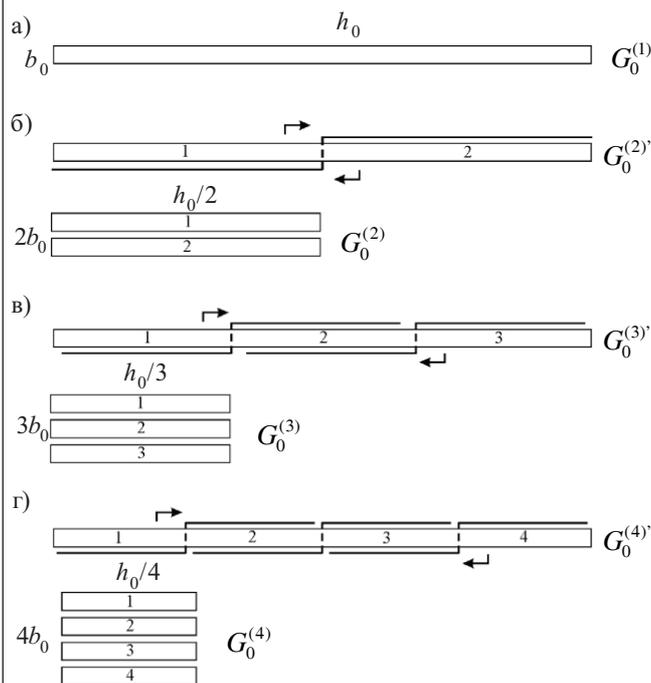


Рис. 1. Аффинное преобразование исходного графа (а) и деление его на 2, на 3 и на 4 (соответственно б, в, г)

Очевидно, что предложенный способ блочной перестройки структуры оптимален для каждого конкретного значения  $i$ , поскольку число переставляемых блоков ГИС равно  $i-1$  и внутри этих блоков связи не меняются.

В формализованном виде, аналогичном выражению (2) в [1], алгоритм синтеза можно записать следующим образом:

$$G_0 = \sum_{i=1}^{i_2} G_0^{(i)'} \quad (2)$$

где  $G_0^{(i)'}$  — приведенный к виду исходного графа  $G_0^{(i)}(b_0, h_0)$  результирующий граф  $G_0^{(i)}(b_i, h_i)$ , полученный после изменения  $b_0$  и  $h_0$  в  $i$  раз. Знак суммы, как и в [1], означает логическое сложение (наложение изображений).

Иллюстрация алгоритма (2) приведена на рис. 2, где  $k1=h/2$ ,  $k2=2h/3$ ,  $k3=3h/4$ ,  $k4=h/2-h/3$ ,  $k5=h/3-h/4$ ,  $k6=h/4$ . Квадратами на схеме обозначены ключи, обеспечивающие новые связи, пунктирными линиями — ключи, размыкающие связи в ГИС. Два ключа с одноименными названиями выводов образуют один КЭ, обеспечивающий требуемую коммутацию элементов ГИС.

Как указывалось в [1, 2], выражение для суммарных аппаратурных затрат системы ЦОС, фактически являющейся вычислительной системой (ВС), имеет вид  $Q_0 = Q_B + \gamma Q_K$ , где  $Q_B$  — вычислительный ресурс,  $Q_K$  — коммутационный ресурс,  $\gamma$  — коэффициент, отображающий относительную сложность реализации в ВС коммутационных и вычислительных элементов.

Анализ рис. 1 показывает, что непосредственное применение метода наложения к реконфигурируемому графу

$$G_0 = \sum_{i=1}^{i_2} G_0^{(i)} \quad (3)$$

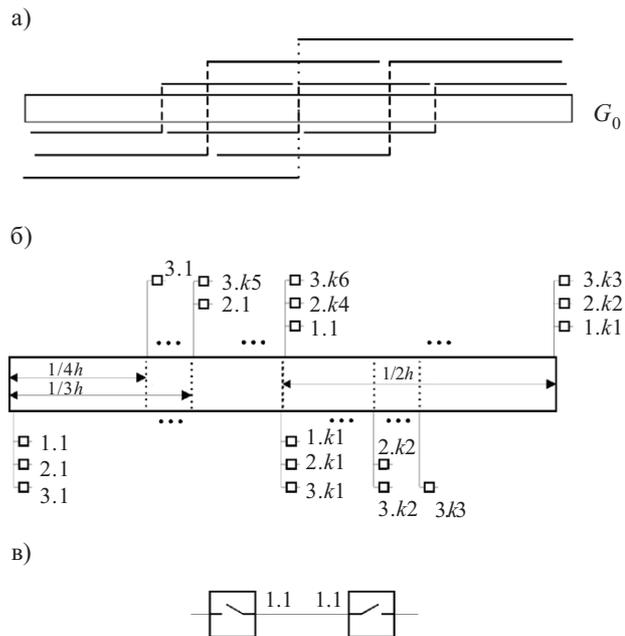


Рис. 2. Результирующий граф  $G_0$  (а), трансформация его в структурную схему (б) и структура КЭ (в)

дает следующее значение суммарного вычислительного ресурса [1, 2]:

$$Q_B = b_0 h_0 + b_0 h_0 / 2 + b_0 h_0 / 3 + \dots + b_0 h_0 / h_{\max} = P_0 \sum_{m=1}^{h_{\max}} 1/m, \quad m \in \{1, h_{\max}\} \quad (4)$$

где  $P_0 = b_0 h_0$  — вычислительный ресурс исходного графа.

Таким образом, имеем, что при первом подходе

$$Q_0 = Q_B + \gamma Q_K = Q_B = P_0 \sum_{m=1}^{h_{\max}} 1/m, \quad m \in \{1, h_{\max}\} \quad (5)$$

а при втором

$$Q_0 = Q_B + \gamma Q_K = P_0 + \gamma Q_K \quad (6)$$

где  $Q_K$  определяется из выражения (1) или (1'), соответственно.

Выражения (5), (6) позволяют оценить эффективность обоих подходов при синтезе конкретной системы и выбрать наилучший алгоритм синтеза.

### Синтез архитектуры при изменении параметров ГИС в кратное число раз

Как частный случай, рассмотрим вариант когда происходит изменение  $b$  ( $h$ ) в  $a^i$  число раз ( $a \geq 2$  — постоянное основание,  $i=2, 3, \dots, n$ ).

В этом случае процедура перестройки ГИС несколько изменяется и состоит из  $i$  этапов, на каждом из которых ГИС делится на  $a$  частей (вдоль уменьшаемого параметра), которые стыкуются между собой вдоль увеличиваемого параметра.

Общее число КЭ, требующееся для перестройки ГИС при уменьшении  $h_0$  или  $b_0$ , соответственно равно

$$Q_{K2} = h_0 \sum_{i=1}^{i_2} \frac{1}{a^i} + b_0 \sum_{i=1}^{i_2} a^{i-1} \quad (7)$$

или

$$Q_{K2} = b_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} \frac{1}{a^i} + h_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} a^{i-1}. \quad (7')$$

Алгоритм синтеза определяется выражением (2), а суммарные затраты — выражением (6), где  $Q_K$  соответствует (7) или (7').

Способ кратных аффинных преобразований ГИС в 2, в 4 и в 8 раз проиллюстрирован на рис. 3, где жирными сплошными и пунктирными линиями показаны соединяемые участки ГИС, а тонкими пунктирными — разъединяемые.

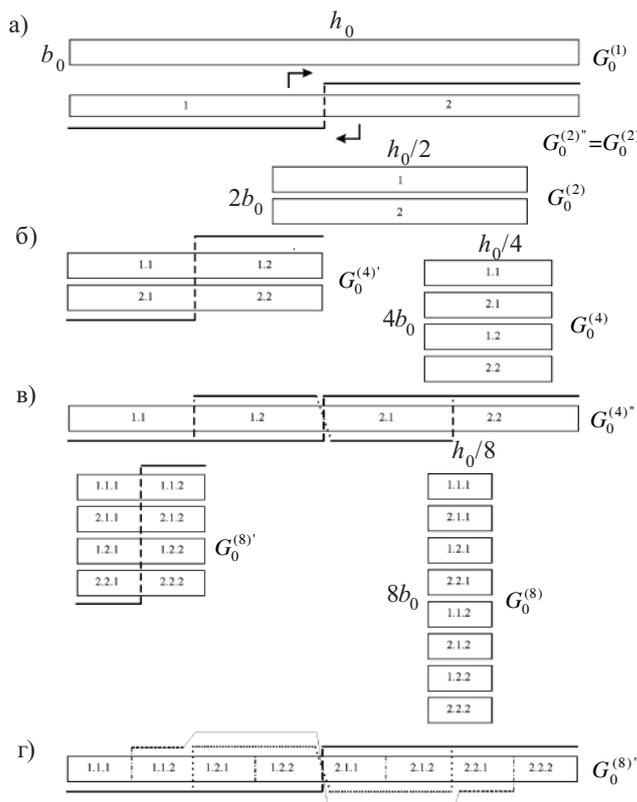


Рис. 3. Иллюстрация кратных аффинных преобразований ГИС при делении высоты графа на 2, на 4 и на 8 (соответственно а, б, в), а также результирующая структура графа (г)

Из сравнения рис. 1 с рис. 3 видно, что для изменения  $b, h$  в  $k$  раз ( $k \in \overline{i_1, i_2}$ ) необходимо при обоих способах произвести не более  $k-1$  блочных перестановок, но учет свойств  $i_1, i_2$  позволяет в последнем случае сократить затраты на систему коммутации.

### Синтез архитектуры при изменении параметров ГИС в дробное число раз

Для случая когда  $b, h$  должны изменяться не более чем в 2 раза ( $1 < i < 2$ ) предлагается способ преобразования, использующий только одну блочную перестановку в ГИС.

Для этого исходная структура ГИС делится на две части ступенчатым сечением с величиной «ступеней»  $k_1 = h(i-1)/i$  или  $k_1 = b(i-1)/i$  вдоль уменьшаемого параметра и  $k_2 = (i-1)h$  или  $k_2 = (i-1)b$  вдоль увеличи-

ваемого параметра. При этом сечение должно проходить через границы ГИС, лежащие в плоскости уменьшаемого параметра. Далее полученные части стыкуются друг с другом вдоль увеличиваемого параметра (происходит сдвиг блоков на одну «ступень»). Общее число КЭ, осуществляющих данный способ перестройки ГИС, определяется выражением

$$Q_{K3} = b+h, \quad (8)$$

а при изменении  $i$  в диапазоне  $\overline{i_1, i_2}$  выражением

$$Q_{K3} = s(b+h), \quad (9)$$

где  $s$  — число значений, которые принимает  $i$ . Алгоритм синтеза при этом записывается в виде

$$G_0 = \sum_s G_0^{(i_s)^m}, \quad (10)$$

где  $G_0^{(i_s)^m}$  — граф, полученный ступенчатым делением из графа  $G_0^{(i_s-1)}$ ,  $i_s \in \overline{i_1, i_2}$  и приведенный к исходному графу с указанием новых связей.

Этот способ преобразования проиллюстрирован на рис. 4, где квадраты с цифрами соответствуют элементам ГИС, квадраты с надписью «К» — коммутаторам, сплошные линии соответствуют новым соединениям, а пунктирные — разъединениям.

Непосредственное использование выражения (3) для нахождения результирующего ГИС в случае когда  $h_{\min} = h_0/2, b_{\max} = 2b_0$  дает следующую предельную оценку вычислительного ресурса:

$$Q_0 = Q_b = h_0 b_0 + \sum_{j=0}^{h_0-1} h_j = h_0 b_0 + (h_0 + h_0/2) b_0 / 2 = 1,75 h_0 b_0, \quad (11)$$

где  $h_j = h_0/2 + j b_0$  [6, с. 30], а использование алгоритма (10) определяет суммарные затраты выражением

$$Q_0 = Q_b + \gamma Q_K = P_0 + \gamma s (b_0 + h_0). \quad (12)$$

### Сравнительный анализ эффективности алгоритмов синтеза

Разработанные алгоритмы синтеза и полученные оценки аппаратных затрат позволяют перейти к сравнительному анализу их эффективности.

В качестве критерия эффективности в данном случае будем использовать граничное значение  $\gamma$  (относительной сложности системы коммутации, осуществляющей реконфигурацию структуры ВС), при котором неперестраиваемая и перестраиваемая архитектуры будут иметь одинаковые суммарные затраты [1, 2].

Для случая когда аффинные преобразования осуществляются в целое число раз без пропусков, что необходимо для получения предельных оценок  $Q_b, Q_K$ , а изменение, например, ширины графа происходит в пределах от 1 до  $b_{\max}$ , выражение для  $\gamma_{\text{афф}}$  с учетом (1) — (6) определяется выражением

$$\gamma_{\text{афф}} = P_0 \left( \sum_{m=1}^{b_{\max}} \frac{1}{m} - 1 \right) / \left[ P_0 \sum_{i=1}^{b_{\max}} \frac{i-1}{i} + \sum_{i=1}^{b_{\max}} (i-1) \right]. \quad (13)$$

В случае когда происходит аналогичное изменение высоты графа, здесь следует  $b_{\max}$  заменить на  $h_{\max}$ .



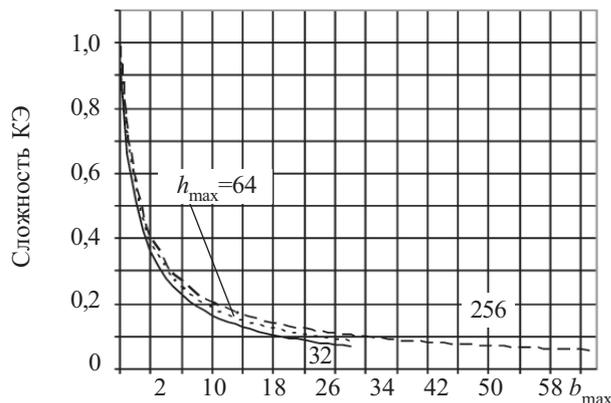


Рис. 5. Зависимость граничных значений  $\gamma_{\text{афф}}$  от  $b_{\text{max}}$  при целочисленных аффинных преобразованиях ГИС для различных значений  $h_{\text{max}}$

Результаты расчетов для различных значений суммарного вычислительного ресурса приведены на рис. 5. Из графиков следует, что метод блочных перестановок эффективен в весьма широком диапазоне перестройки ГИС, поскольку даже при  $h_{\text{max}}=256$  и  $b_{\text{max}}=64$  граничное значение  $\gamma_{\text{афф}}$  составляет около 4%. Если при этом учесть, что реальное число состояний ГИС, а следовательно и число КЭ, меньше приведенных оценок, то это тем более говорит в пользу применения данного метода. В частности, в упомянутом выше компенсаторе боковых лепестков [5] фактическое значение  $\gamma$  не превышает 1%, что позволило реализовать эффективную адаптивную многолучевую антенную систему [7].

При использовании кратных преобразований выражение для суммарного ресурса по методу наложения (5) преобразуется к виду

$$Q_0 = h_0 b_0 + h_0 \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} (a^{i-1} / a^i) = P_0 + h_0 i_{\text{max}} / a, \quad (14)$$

а по методу кратных перестановок (6) с учетом (7) — к виду

$$Q_0^1 = P_0 + \gamma_{\text{афф}2} \left( h_0 \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} (1/a^i) + b_0 \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} a^{i-1} \right). \quad (15)$$

В этих выражениях  $i_{\text{max}}$  — число, характеризующее максимальный диапазон перестройки ГИС,  $\gamma_{\text{афф}2}$  — относительная сложность реализации КЭ при кратных перестановках.

Из условия равенства (14) и (15) находим граничное значение  $\gamma_{\text{афф}2}$ :

$$\gamma_{\text{афф}2} = (h_0 i_{\text{max}} / a) / \left[ h_0 \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} (1/a^i) + b_0 \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} a^{i-1} \right]. \quad (16)$$

Результаты расчетов  $\gamma_{\text{афф}2}$  в различных диапазонах перестройки ГИС при  $b_0=1$ ,  $a=2$  для различных значений  $P_0$  приведены на рис. 6. Здесь видно, что в этом случае метод аффинных кратных преобразований существенно превосходит метод наложения, поскольку сложность КЭ может даже превосходить сложность вычислительных узлов.

При дробных преобразованиях ГИС ( $i$  — нецелые числа,  $1 < i < 2$ ) граничное значение относительной

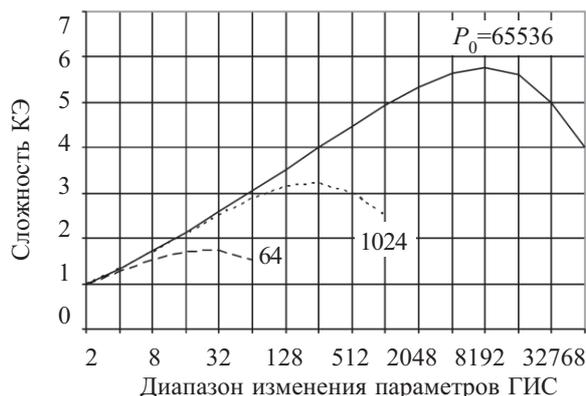


Рис. 6. Зависимость граничных значений  $\gamma_{\text{афф}2}$  от диапазона изменения  $h_0$  ( $b_0$ ) при кратных ( $2^i$ ) аффинных преобразованиях ГИС

сложности КЭ находится из условия равенства максимальных оценок ресурса для обоих методов — (11) и (12), т. е.  $1,75Q_0 = Q_0 + \gamma_{\text{афф}3} s(b_0 + h_0)$ . Отсюда

$$\gamma_{\text{афф}3} = 0,75P_0 / s(b_0 + h_0) = 0,75b_0 h_0 / s(b_0 + h_0), \quad (17)$$

где  $P_0 = Q_0$ . Нетрудно показать, что предельные оценки в (17) получаются при  $b_0=1$ ,  $s=h_0/2$  ( $h_0=1$ ,  $s=b_0/2$ ). При суммарном ресурсе  $P_0=100$  граничное значение относительной сложности КЭ будет равно  $\gamma_{\text{афф}3}=0,015$ . Однако такая ситуация является весьма экзотической, и  $\gamma_{\text{афф}3}$  достигает значения 0,058 уже при  $b_0=2$ ,  $P_0=100$ .

### Выводы

Таким образом, разработана методика синтеза архитектуры вычислительной системы с перестраиваемой структурой при аффинных преобразованиях ГИС, которая предполагает дооснащение исходной ВС соответствующей системой коммутации, реализующей, в зависимости от характера изменения ГИС, один из способов блочной перестройки, обеспечивающих эффективную реализацию ВС в широком диапазоне изменения параметров ГИС. Полученные оценки аппаратных затрат для различных способов перестройки позволяют определить эффективность реализации ВС для каждого конкретного случая.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Баранов П. Е., Шейк-Сейкин А. Н. Многоканальный цифровой фильтр сжатия с ассоциативной архитектурой // Труды Одесского политехнического университета. — 2010. — Вып. 1 — С. 166—171. [Baranov P. E., Sheik-Seikin A. N. // Trudy Odesskogo politekhnicheskogo universiteta. 2010. Iss. 1–2. P. 166]
2. Баранов П. Е., Шейк-Сейкин А. Н. Многоканальные устройства цифровой обработки сигналов с ранжированной архитектурой // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2010. — № 3. — С. 25—28. [Baranov P. E., Sheik-Seikin A. N. // Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature. 2010. N 3. P. 25]
3. Клейн Ф. Элементарная математика с точки зрения высшей. Т. 2 Геометрия. — М.: Наука, 1987. [Klein F. Moscow. Nauka. 1987]
4. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981. [Shirman YA. D., Manzhos V. N. Moscow. Radio i svyaz'. 1981]
5. Патент № 4596986 США. Sidelobe canceller with adaptive antenna subarraying using a weighted Butler matrix / G. Andrews, K. Gerlach. — 1986.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. — М.: Наука, 1977. [Korn G., Korn T. Moscow. Nauka. 1977]
7. А. с.1711631 СССР. Адаптивная многолучевая антенная система / М. Б.Свердлик, А. А. Толкачев, А. Н. Шейк-Сейкин и др. [A. s.1711631 SSSR. / M. B.Sverdlik, A. A. Tolkachev, A. N. Sheik-Seikin i dr.]

Д. т. н. В. Н. ГОДОВАНЮК, к. т. н. В. В. РЮХТИН,  
Ю. С. МИХАЙЛИЧЕНКО, А. Г. ШВЕЦ,  
А. Б. ШИМАНОВСКИЙ, И. И. ФЕДИНЧУК

Украина, г. Черновцы, ЦКБ «Ритм»,  
Черновицкий национальный университет имени Юрия Федьковича  
E-mail: rhythm@chv.ukrpack.net, microel@chnu.cv.ua

Дата поступления в редакцию  
12.05 2010 г. — 19.05 2011 г.

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

## ДАТЧИК СКОРОСТИ ГАЗОВОГО ПОТОКА

*В предложенной конструкции датчика используется связь между скоростью потоков газа и тепла внутри самого датчика. Разработана планарная технология изготовления датчика и методика измерений в диапазоне температур.*

Для того чтобы экономить, надо уметь считать. Например, в современных сеялках стоят датчики штучного счета твердых частиц (семян), позволяющие производить посев семян с погрешностью, составляющей единицы процентов от их количества, предусмотренной технологией данной операции. Это достигается применением оптопар в датчиках. В то же время, при очень малых размерах семян оптические методы контроля малоэффективны. Поэтому расход мелких семян можно регулировать, контролируя скорость воздушного потока, который их переносит в конструктивных элементах сеялки. Отсюда и требования, предъявляемые к датчику счета. Он должен быть дешевым, надежным, стойким к воздействию тепловых и механических факторов и химических веществ, применяемых при посеве, не должен вносить изменений в ламинарный поток воздуха и при этом обеспечивать высокую точность измерений. Описанию результатов разработки такого датчика посвящена настоящая работа.

Существует великое множество конструктивных решений измерителей скорости и объема газовых и жидкостных потоков. Например, фирма Sitrans P [1] использует для создания датчика скорости дроссельную заслонку. Скорость потока определяют по разности давлений с обеих ее сторон. Авторы [2] предлагают термоанемометрический датчик, использующий зигзагообразную платиновую нить, которая перекрывает сечение трубопровода. Такое техническое решение позволяет измерять расход газа с погрешностью до  $\pm 2,5\%$ . Основы для разработки анемометрических датчиков были заложены еще в начале XX века и сформулированы в [3].

Анализ принципов работы известных датчиков скорости газового потока позволил прийти к выводу, что в силу конструктивных особенностей они, в основном, сами вносят изменения в поток воздуха, который переносит семена. Для уменьшения погрешностей измерения большинству датчиков требуется до-

полнительный учет влияния внешней температуры и сложный алгоритм обработки сигнала [4]. Это делает проблематичным их применение непосредственно в поле при проведении сельскохозяйственных работ.

В настоящей работе для разработки структуры датчика скорости газового потока была использована зависимость между скоростью потока газа и тепловым потоком внутри самого датчика. В основу конструкции датчика положен принцип контроля расхода энергии на поддержание теплового равновесия между двумя терморезисторами (ТР), находящимися в потоке газа при разных температурах. Несомненно, расход энергии будет зависеть от скорости потока газа. Такой метод позволяет абстрагироваться от влияния температуры внешней среды.

Разработанный датчик функционирует по принципу терморезисторного анемометра. К достоинствам термоанемометров относятся большой диапазон измеряемых скоростей и быстродействие, которое позволяет контролировать скорости, изменяющиеся с частотой до 10 Гц, а также способность работать в условиях агрессивных сред и повышенной температуры (до 500°C).

Разработанный датчик скорости газового потока, общий вид которого приведен на **рис. 1**, состоит из ножки 1 и крышки 2. На ножке смонтированы две кремниевые подложки 3, на которых сформированы ТР 4 и нагреватели 5. После электромонтажа ТР и нагревателей ножка датчика закрывалась крышкой, которая закреплялась эпоксидно-полиамидным компаундом.

В датчике применен косвенный нагрев терморезистора, благодаря чему между терморезисторами, расположенными вдоль направления потока газа, поддерживается постоянная разность температур ( $\Delta T = 10^\circ\text{C}$ ).

Для обеспечения наилучшего теплового контакта терморезисторы формировались непосредственно на одной подложке с нагревателями, которые обеспечивают указанную выше постоянную разность температуры. Сила тока нагревателя, поддерживающего постоянное значение  $\Delta T$ , является функцией скорости газового потока и описывается законом Кинга [5, с. 328].

В качестве подложек для изготовления ТР и нагревателей использовали предварительно окисленные кремниевые пластины, что обеспечило хорошую

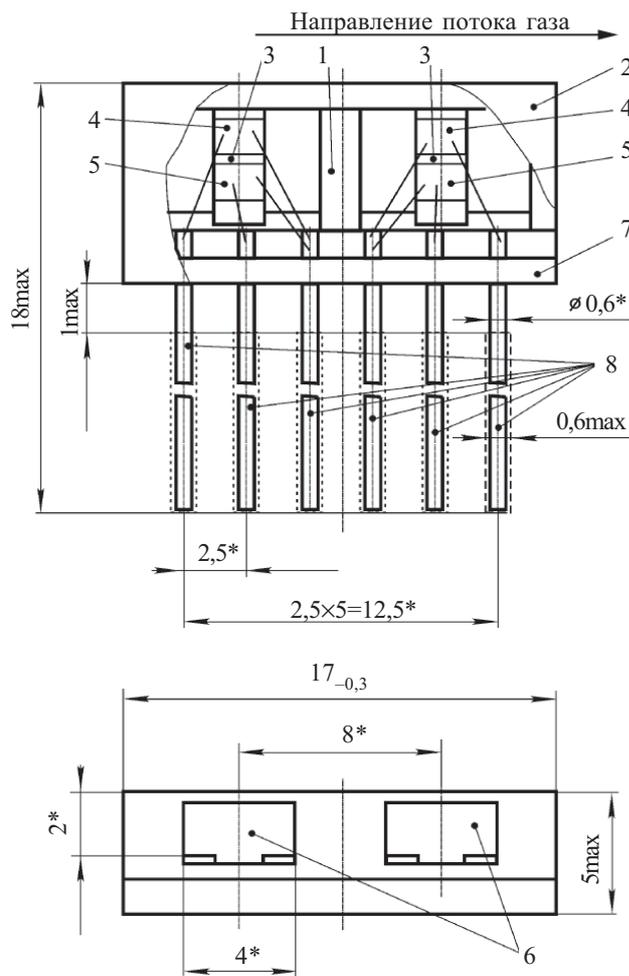


Рис. 1. Датчик скорости газового потока:

1 — ножка; 2 — крышка; 3 — подложка; 4 — терморезистор; 5 — нагреватель; 6 — теплопровод; 7 — цоколь; 8 — выводы

теплопроводность (тепловой контакт) и позволило создать электрическую изоляцию между ТР и подложкой. Для придания необходимой геометрии терморезисторам и нагревателям пользовались стандартными приемами фотолитографии. В качестве материала для ТР используют, в основном, платину, преимущества которой очевидны и бесспорны. Однако для выполнения конкретной задачи по разработке дешевого надежного датчика скорости воздушного потока авторы посчитали нецелесообразным применение платины.

Использование полупроводниковых ТР оказалось неприемлемым из-за резкого изменения их свойств в широком диапазоне температуры. Также из-за того, что сопротивление полупроводниковых ТР меняется вдвое при изменении температуры на каждые 10°С, может нарушаться симметрия конструкции датчика (симметричность двух пар «транзистор—нагреватель» обеспечивает независимость измерений от температуры окружающей среды). Поэтому в качестве материала для ТР был выбран никель, а для нагревателя — хром, т. е. широко применяемые в производстве изделий микроэлектроники материалы.

Термическое напыление никеля проводили на подслое хрома для улучшения адгезии никеля к оксиду

кремния подложки. При заданных геометрических размерах и толщине слоя никеля получены ТР с сопротивлением от 1,9 до 2,9 кОм с температурным коэффициентом сопротивления (ТКС) порядка 0,3%/°С.

Стандартный метод напыления никелевых ТР с вольфрамовых испарителей позволил получить ТКС в интервале 0,19—0,28%/°С. По данным [6, с. 232], ТКС никеля составляет 0,6%/°С. Основная причина снижения значений ТКС, очевидно, заключается в том, что в процессе термического напыления никеля вольфрам частично растворяется в нем, т. е. формирование ТР происходит с примесью вольфрама. Это приводит не только к снижению ТКС, но и к значительному разбросу значений сопротивления слоя по площади пластины. Кроме того, свойства объемного материала отличаются от свойств пленок, в том числе для «островковой» структуры пленки, причем для тонких пленок эти различия весьма существенны. На полученные результаты также влияло наличие подслоя хрома.

Для устранения указанных недостатков был проведен ряд экспериментов:

- напыление слоев осуществили с вольфрамовых испарителей на установке А-700Q с безмасляной откачкой и с планетарной системой закрепления пластин, что позволило проводить процесс последовательно из двух источников без выгрузки подложек и получить более равномерные слои;

- для исключения подпыления вольфрама провели процесс напыления из графитового нагревателя;
- пленки ТР нанесли методом катодного распыления никеля;

- полученные пленки подвергли термическому отжигу в среде инертного газа, водорода и в вакууме при температуре до 700°С.

Выполненные усовершенствования технологических операций позволили уменьшить разброс значений удельного электрического сопротивления по пластине с 18 до 7% и получить пленки с ТКС=0,28—0,30%/°С.

Нагреватели создавались путем напыления хрома. Их формировали методом фотолитографии. Отжиг сформированных хромовых нагревателей проводили при температуре 500°С в атмосфере азота на протяжении 30 мин. Затем напыляли никель для получения контактов к нагревателям. Последующие исследования показали, что для получения более надежных контактов можно напылять также алюминий. ТКС нагревателя с никелевыми контактами составляет 0,01%/°С, а с алюминиевыми — около 0,02%/°С.

Следует отметить, что размеры нагревателя и контакты к нему следует подбирать так, чтобы ТКС приближался к нулю.

Изготовление нагревателя проводилось различными способами. При термическом распылении хрома заданное удельное электрическое сопротивление достигалось при толщине пленки хрома в несколько десятых долей микрометра. При этом в месте перехода на токопроводящую дорожку образовывается ступенька металла, которая в процессе эксплуатации может привести к обрыву контакта. Кроме того, значение ТКС такой пленки хрома уже во втором знаке

после запятой отлично от нуля ( $0,02\%/^{\circ}\text{C}$ ), что негативно сказывается на точности измерений в интервале рабочей температуры (от  $-10$  до  $+60^{\circ}\text{C}$ ). Эти недостатки отсутствуют в титановых нагревателях, изготовленных методом катодного распыления на установке с безмаслянной откачкой Z-550: при среднем номинале сопротивления  $R=11,5$  кОм было получено значение ТКС, равное  $-0,0046\%/^{\circ}\text{C}$ , а при  $R=6,3$  кОм — равное  $-0,012\%/^{\circ}\text{C}$ , т. е. очевидно, что при сопротивлении порядка 8 кОм можно получить почти нулевое значение ТКС.

Также были сконструированы теплопроводы 6 (см. рис. 1) и цоколь 7 датчика (несущий узел ножи). Цоколь представляет собой цельнолитую деталь в форме параллелепипеда, изготовленную из эпоксидной пресс-композиции УП-3111, армированную медью шестью выводами 8. Выводы изготовлены из медной проволоки марки М1 диаметром 0,6 мм. В верхней части цоколя сформированы окна под теплоотводы. Теплопроводы имеют вид Г-образных элементов, изготовленных из медной ленты. Их поверхность защищена от коррозии и механических повреждений гальваническим покрытием. Соединение теплопроводов с цоколем осуществлено эпоксидно-полиамидным компаундом. На теплоотводах были смонтированы подложки с ТР и нагревателями, которые затем коммутировались между собой и блоком выводов. Сам блок выводов сформирован в нижней части цоколя.

С наружной стороны датчика предусмотрена длина выводов 9 мм для возможности осуществления внешней коммутации. С внутренней стороны механической зачисткой выводов созданы участки для коммутации ТР и нагревателей. Для защиты от коррозии и проведения ультразвуковой сварки площадки и выступающие части выводов были покрыты никелем методом химического осаждения. Наружные части выводов были облужены.

В датчике конструктивно соблюдена симметрия, которая может несущественно нарушаться только из-за технологических погрешностей при изготовлении ТР и нагревателей.

Электрическая схема датчика показана на рис. 2.

Измерения параметров датчиков в диапазоне температуры внешней среды от  $-10$  до  $60^{\circ}\text{C}$  проводили на установке, блок-схема которой приведена на рис. 3.

Температуру внешней среды обеспечивала камера тепла и холода 1 марки АДБ7.0002.00.00 с точностью поддержания температуры  $2^{\circ}\text{C}$ . В трубу 2 диа-

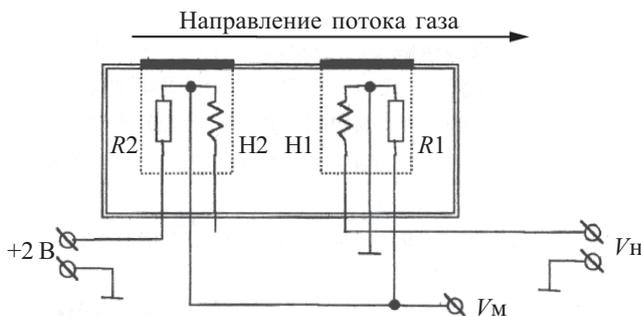


Рис. 2. Электрическая схема датчика:  
R1, R2 — терморезисторы; H1, H2 — нагреватели

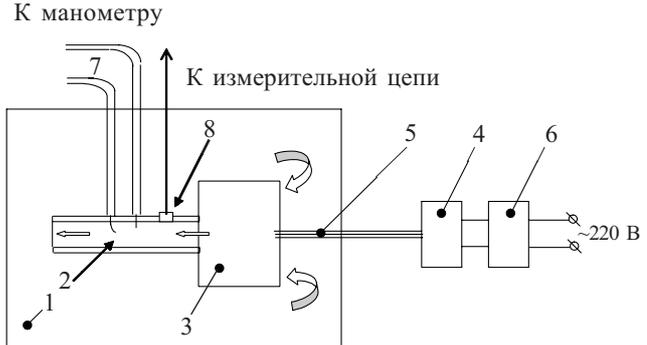


Рис. 3. Блок-схема установки для измерения параметров датчика:

1 — камера тепла и холода; 2 — труба диаметром 32 мм; 3 — центробежный компрессор; 4 — коллекторный двигатель; 5 — привод компрессора; 6 — автотрансформатор; 7 — капилляры; 8 — датчик

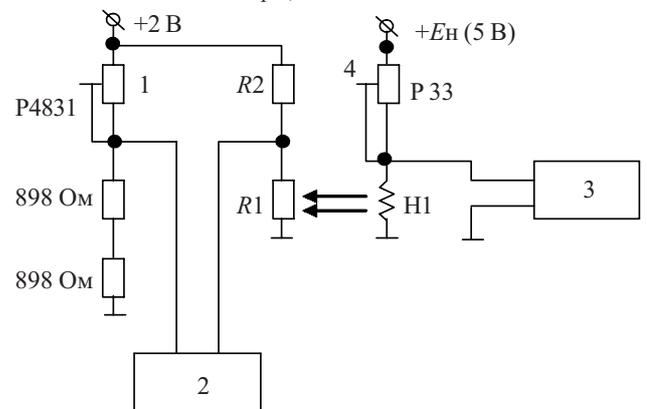


Рис. 4. Электрическая схема установки для измерений параметров датчика:

1 — магазин сопротивлений P4831 ( $\Delta R=0,001$  Ом); 2 — вольтметр В7-21А; 3 — вольтметр В7-16А; 4 — магазин сопротивлений P33 ( $\Delta R=0,1$  Ом)

метром порядка 32 мм нагнетался воздух центробежным двухступенчатым компрессором 3. Скорость его оборотов задавалась коллекторным высокоскоростным двигателем 4, вынесенным за пределы камеры тепла и холода, через привод компрессора 5. Регулировка скорости вращения двигателя обеспечивалась автотрансформатором 6. Такая компоновка позволила стабилизировать температуру внутри камеры, т. к. был исключен нагрев воздуха двигателем компрессора. Манометром через капилляры (трубки Пито) 7 измерялось давление (его значение в соответствии с законом Бернулли пропорционально квадрату скорости воздушного потока). В установке использовали дифференциальный манометр МНН-240-(5)-1,0. Относительная погрешность измерения давления не превышала 1%. Датчик 8 вмонтирован в стенку трубы таким образом, чтобы он не вносил изменения в ламинарный поток воздуха, а в контакт с воздушным потоком вступали его теплоотводы.

Измерения параметров датчика проводили по схеме, приведенной на рис. 4. Алгоритм измерений был следующим.

Магазином сопротивлений 1 выставляли напряжение, равное нулю, с точностью до 10 мкВ. Оно контролировалось вольтметром 2.

На нагреватель датчика Н1 подавали такое напряжение, чтобы перегрев терморезистора R1 относительно R2 (т. е.  $\Delta T$ ) составлял 10°C. Выходной сигнал с вольтметра 3 является функцией скорости воздушного потока.

Для каждого датчика при  $\Delta T=10^\circ\text{C}$  определяли напряжение разбаланса моста

$$\Delta U = U_h - U_0 \quad (1)$$

Значения напряжения без перегрева  $U_0$  и с перегревом  $U_h$  определяли по формулам

$$U_0 = U_n \frac{R1}{R1 + R2}; \quad (2)$$

$$U_h = U_n \frac{R1 + \alpha TR1}{R1 + \alpha \Delta T R1 + R2}, \quad (3)$$

где  $U_n$  — напряжение питания ( $U_n=5\text{ В}$ );

$\alpha$  — температурный коэффициент сопротивления (для ТР в диапазоне 0—100°C  $\alpha=\text{const}$ ).

Меняя напряжение  $U_n$  на нагревателе Н1 с помощью магазина сопротивлений 4, добивались, чтобы значения сигнала разбаланса  $\Delta U$  были равны расчетному для каждого измеряемого датчика. Регистрация выходного сигнала на вольтметре В7-16 позволяла контролировать изменение скорости потока.

Зависимость напряжения  $U_n$  на нагревателе от динамического давления в исследуемой магистрали, которое, как указывалось ранее, пропорционально квадрату скорости воздушного потока, показана на рис. 5. Измерения проводили для трех образцов датчика при двух значениях температуры окружающей среды.

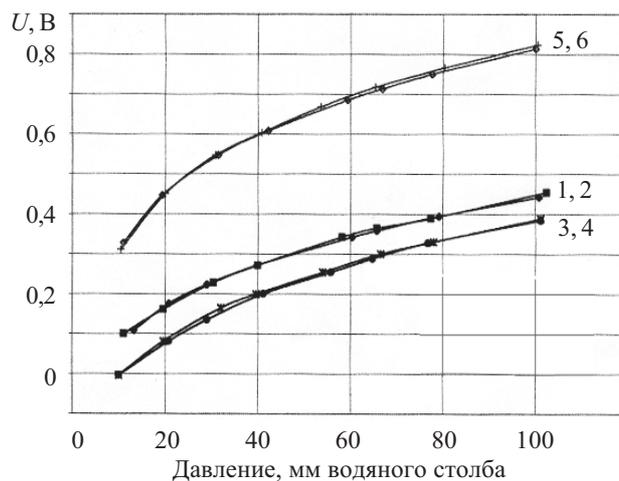


Рис. 5. Зависимость напряжения на нагревателе от динамического давления в трубе для трех образцов датчика, находящихся при 32°C (1, 3, 5) и при 60°C (2, 4, 6)

Принципиальная электрическая схема включения датчика скорости газового потока, представленная на рис. 6, позволила получить электрический сигнал, пропорциональный скорости этого потока [3]. Схема состоит из усилителя сигнала разбаланса на операционном усилителе DA1; измерительного моста R1, R2, R5, R6, R7, R14; усилителя тока VT1, VT2; нагревателя R4. На вход подается предварительное смещение моста, которое при балансе моста обеспечивает напряжение 0 В между инвертирующим и неинвертирующим входами DA1 и постоянный перегрев

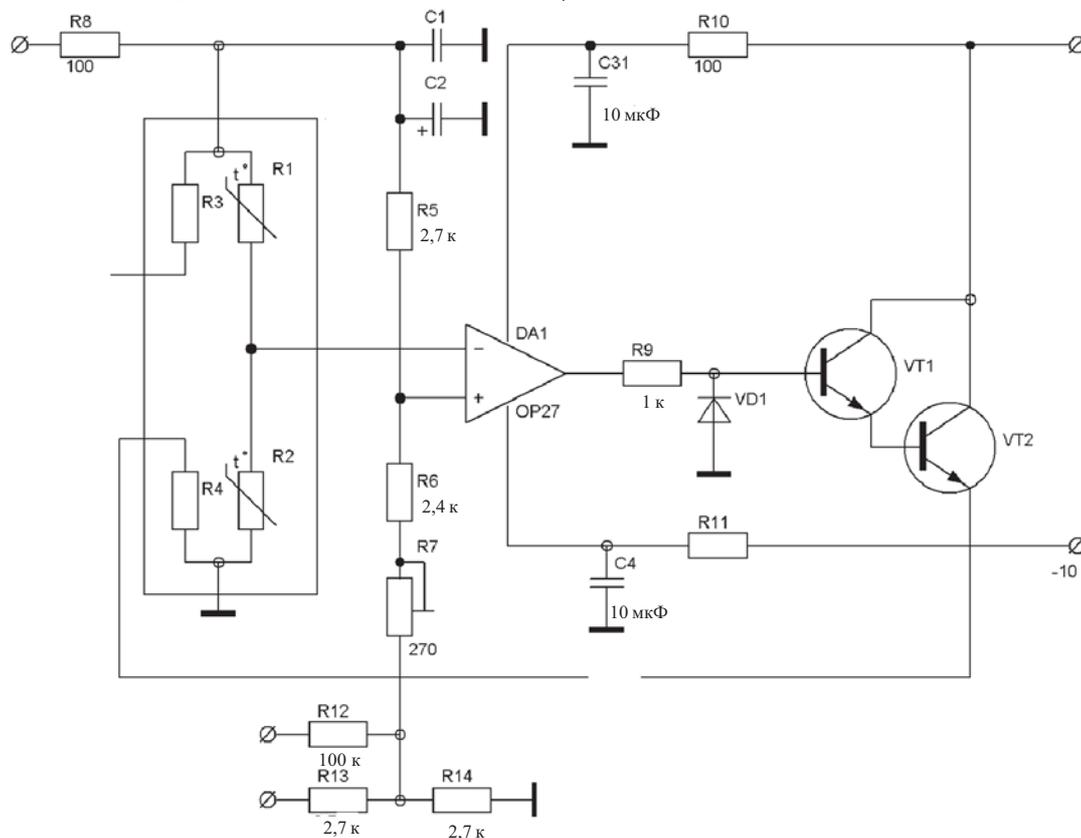


Рис. 6. Принципиальная электрическая схема включения датчика скорости газового потока

терморезистора  $R2$  относительно  $R1$  на  $10^\circ\text{C}$ . При наличии потока газа температура терморезистора  $R2$  снижается, что ведет к появлению напряжения разбаланса моста, которое с выхода  $DA1$  через усилители тока  $VT1$ ,  $VT2$  приходит на нагреватель  $R4$ . Последний повышает температуру, чем возобновляет баланс моста. Тепловая связь между  $R2$  и  $R4$  является отрицательной обратной связью для усилителя  $DA1$ . В результате, при увеличении скорости газового потока постоянно и пропорционально ему растет напряжение на нагревателе  $R4$ , которое и является выходным сигналом схемы, определяющим скорость газа.

\* \* \*

В результате конструкторско-технологических и схемотехнических решений были разработаны и изготовлены надежные, недорогие измерители скорости газовых потоков, которые можно производить серийно. Разработанный датчик по соотношению «цена/качество» превосходит серийно производимые датчики-аналоги, что обеспечивается простотой конструкции и применением никеля и титана вместо дорогостоящих драгоценных металлов.

Предложенное конструктивное решение (симметричность двух пар «терморезистор—нагреватель») устраняет зависимость результатов измерений от тем-

пературы окружающей среды. Оригинальные технологии позволяют получать такие элементы датчика, как нагреватели, с ТКС, близким к нулю, а терморезисторы — с необходимой повторяемостью параметров и характеристик.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Мельниченко А. Измерители скорости и давления потока Sitrans P // Электронные компоненты и системы.— 2000.— № 7.— С. 5. [Mel'nichenko A. // Elektronnyye komponenty i sistemy.— 2000. N 7. S. 5]
2. Морозов-Ростовский Г. П. Термоанемометрические плочные преобразователи // Измерительная техника.— 1968.— № 5.— С. 99. [Morozov-Rostovskii G. P. // Izmeritel'naya tekhnika. 1968. N 5. P. 99]
3. King L.V. On the convection of heat from small cylinders in a stream fluid determination of the convection constants of small platinum wires with applications to the hot-wire anemometry // Phil. Trans. Roy. Soc. London, A. 214.— 1914.— P. 393 — 432.
4. Посудін Ю. І. Методи вимірювання параметрів навколишнього середовища.— Київ: Світ, 2003. [Posudin Yu. I. Kiyiv. Svit. 2003]
5. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств.— М.: Додэка, 2007. [Volovich G. I. Moscow. Dodeka. 2007]
6. Физические величины. Справочник // Под ред. И. С. Григорьева, Е. З. Мейлихова.— М.: Энергоатомиздат, 1991. [Pod red. I. S. Grigor'eva, E. Z. Meilikhova. Moscow. Energoatomizdat. 1991]

#### НОВЫЕ КНИГИ

#### НОВЫЕ КНИГИ

Суминов И. В., Белкин П. Н., Эпельфельд А. В., Людин В. Б., Крит Б. Л., Борисов А. М. Плазменно-электролитическое модифицирование поверхности металлов и сплавов. В 2-х томах. Т. 1.— Москва: Техносфера, 2010.— 464 с.

В книге рассмотрены явления катодного и анодного нагрева токопроводящих материалов в водных растворах электролитов; процессы локального вскипания электролитов в окрестности электрода с малой поверхностью, формирование сплошной и устойчивой парогазовой оболочки, электрическая проводимость в парогазовой среде, теплофизические и электрохимические аспекты анодного варианта нагрева. Дан критический обзор результатов применения анодного нагрева с целью закалки, нитрозакалки среднеуглеродистых или инструментальных сталей, цементации и нитроцементации конструкционных сталей или железуглеродистых сплавов. Описаны фазовый состав, структура и эксплуатационные свойства упрочненных материалов. Изложены способы и устройства для нагрева металлов и сплавов в электролите, режимы обработки, составы электролитов и результаты их практического использования.

Для научных работников, инженеров, а также преподавателей, аспирантов и студентов физических, химических и технических специальностей.



Д. т. н. В. Г. ВЕРБИЦКИЙ, Т. М. ВИРОЗУБ,  
А. Ф. ВОЩИНКИН, к. т. н. В. И. ЗОЛОТАРЕВСКИЙ,  
В. Л. САМОТОВКА<sup>1</sup>, Л. И. САМОТОВКА

Украина, г. Киев, НИИ микроприборов, <sup>1</sup>НТУУ «КПИ»  
E-mail: samotovka@imd.org.ua

Дата поступления в редакцию  
29.11 2010 г.

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

## ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КМОП ИС ДЛЯ ГЕНЕРАТОРОВ С КВАРЦЕВОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ЧАСТОТЫ

*Разработанные КМОП ИС позволяют получать малый динамический ток через кварцевый резонатор генератора, высокий показатель симметрии импульсов, стабильность токов потребления в широком диапазоне температур.*

Высокочастотные КМОП интегральные схемы для генераторов нашли широкое применение при построении современных вычислительных и управляющих цифровых устройств в качестве синхронизаторов работы всех цифровых блоков этих устройств.

Основными требованиями, предъявляемыми к генераторам с кварцевой стабилизацией частоты, являются широкий диапазон генерируемых частот; стабильность выбранной частоты; как правило, симметрия импульсов периода (цикла) на уровне половинного выходного напряжения; небольшой ток потребления; малое время нарастания и спада выходного на-

пряжения; возможность управления функцией трех состояний выходного каскада [1].

В настоящей работе приводятся схемотехнические и конструктивные решения двух вариантов высокочастотных КМОП ИС для генераторов с кварцевой стабилизацией частоты, учитывающие ограниченные технологические возможности их изготовления (рис. 1). Представленные ИС разработаны с целью улучшения ряда электрических параметров изделия [1], а именно:

- уменьшения динамического тока, протекающего через кварцевый резонатор;
- уменьшения тока потребления высокочастотной КМОП ИС как в режиме генерации, так и в режиме «выключено» (в третьем состоянии);
- расширения диапазона генерируемых частот;
- оптимизации симметрии импульсов выходного каскада;
- уменьшения времени перехода из рабочего режима (генерации импульсов) в нерабочее (высокоимпедансное) состояние и наоборот.

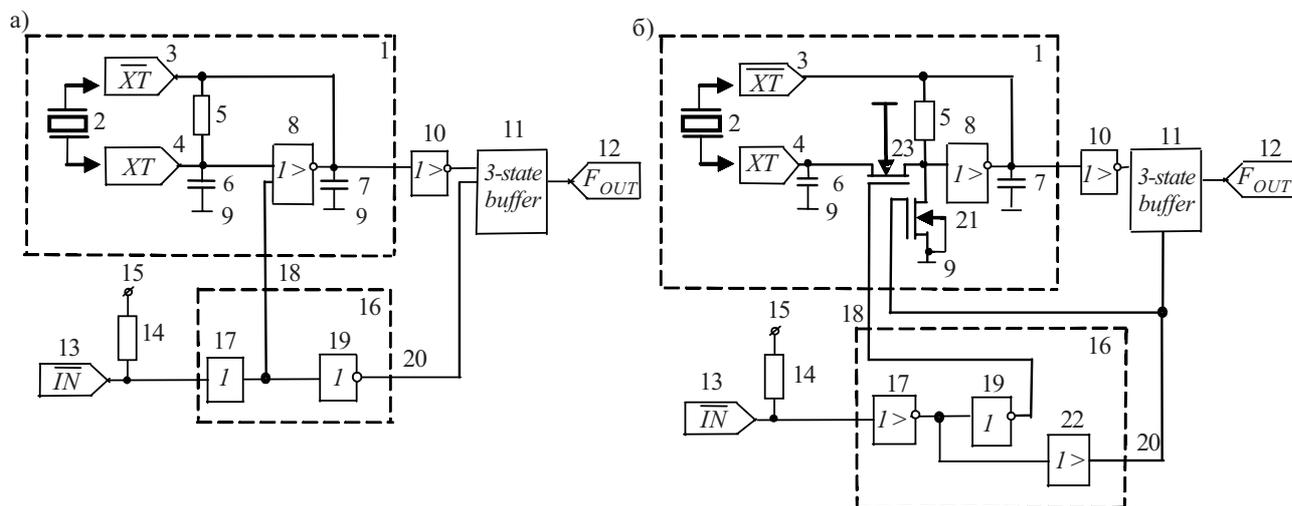


Рис. 1. Электрическая функциональная схема генератора УБ5701ГП01-4 с ИС первого (а) и второго (б) варианта исполнения:

*I* — блок генерации, состоящий из элементов 2—9; 2 — кварцевый резонатор ( $G$ ); 3, 4 — входные выводы для подключения кварцевого резонатора ( $XT$ ,  $XT$ ); 5 — сопротивление цепи обратной связи ( $R_{OC}$ ); 6, 7 — конденсаторы ( $C_g$ ,  $C_d$ ) для настройки необходимой стабильной частоты; 8 — входной усилительный каскад; 9 — общий вывод; 10 — усилитель-формирователь импульсов; 11 — выходной буфер трех стабильных состояний; 12 — выход генератора ( $F_{OUT}$ ); 13 — вывод управления блоком 16 ( $IN$ ); 14 — входной резистор (резистор подтяжки) входного инвертора усилительного каскада 17 блока 16 ( $R$ ); 15 — напряжение питания ( $U_{CC}$ ); 16 — блок, обеспечивающий выбор режима работы генератора и функции состояния выходного каскада 11; 17, 19, 22 — логические усилители-формирователи блока 16; 18, 20 — выходные выводы блока 16; 21, 23 — ключевые транзисторы ( $T2n$ ,  $T1n$ ), обеспечивающие режимы «генерация импульсов» и «третье состояние» для варианта 2

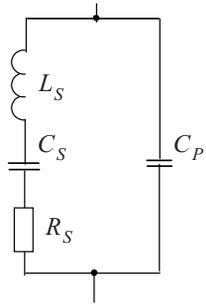


Рис. 2. Общепринятая эквивалентная схема кварцевого резонатора:  $L_S$  — динамическая индуктивность;  $C_S$  — динамическая емкость;  $R_S$  — сопротивление потерь;  $C_P$  — параллельная емкость

Выполнение требования по уменьшению мощности рассеивания в кварцевом резонаторе позволила улучшить (стабилизировать) температурно-частотную характеристику кварцевого генератора в целом, т. к. она определяется, в основном, значениями параметров  $L_S$ ,  $C_S$ ,  $R_S$ ,  $C_P$  кварцевого резонатора (рис. 2) и его температурным режимом. Сопротивление потерь резонатора  $R_S$  обусловлено наличием прямого и обратного пьезоэффекта и резонансными свойствами пьезоэлемента, а параллельная емкость  $C_P$  обусловлена наличием межэлектродной емкости пьезоэлектрика, емкостью корпуса и монтажа. Температурный режим, в свою очередь, определяется той частью выходной мощности входного усилительного инверсного каскада 8 (рис. 1, рис. 3), которая выделяется в кварцевом резонаторе, включенном как одна из параллельных цепей обратной связи этого каскада.

Это позволило уменьшить температурную нестабильность частоты кварцевых генераторов (т. е. связанное с изменением температурного режима отклонение частоты от номинальной, измеренной при опорной температуре  $25 \pm 2^\circ\text{C}$ ), а также старение (т. е. долговременную нестабильность частоты — зависимость «ухода» средней частоты кварцевого генератора от времени, что обусловлено временными изменениями параметров элементов генератора, в том числе параметров самого кварцевого резонатора).

Уменьшение, по сравнению с изделием, описанным в [1], мощности рассеивания в кварцевых резонаторах, обусловленное уменьшением токов потребления входных усилительных инверсных каскадов 8 блоков генерации 1 (рис. 1, 3), осуществлено путем уменьшения соотношений удельной крутизны характеристик  $p$ - и  $n$ -канальных транзисторов. В первом варианте высокочастотной КМОП интегральной схемы (рис. 1, а и рис. 3, а) — это транзисторы  $T4p$ ,  $T5n$ ,  $T6n$ , а во втором варианте (рис. 1, б и рис. 3, б) — это транзисторы  $T5p$ ,  $T6n$ .

Конструктивное решение, позволяющее облегчить температурные режимы кварцевых резонаторов, привело к уменьшению коэффициентов усиления по напряжению  $k_U = U_{\overline{XT}} / U_{XT}$  входных каскадов по сравнению с изделием [1]. Поэтому для обеспечения генерации симметричных импульсов в широком диапазоне частот (от 1,0 до 75 МГц) необходимо было обеспечить оптимальную чувствительность входных каскадов к изменению входного напряжения в режиме генерации и при этом увеличить коэффициент усиления вторых инверторов, являющихся входными каскадами в усилителях-формирователях импульсов,

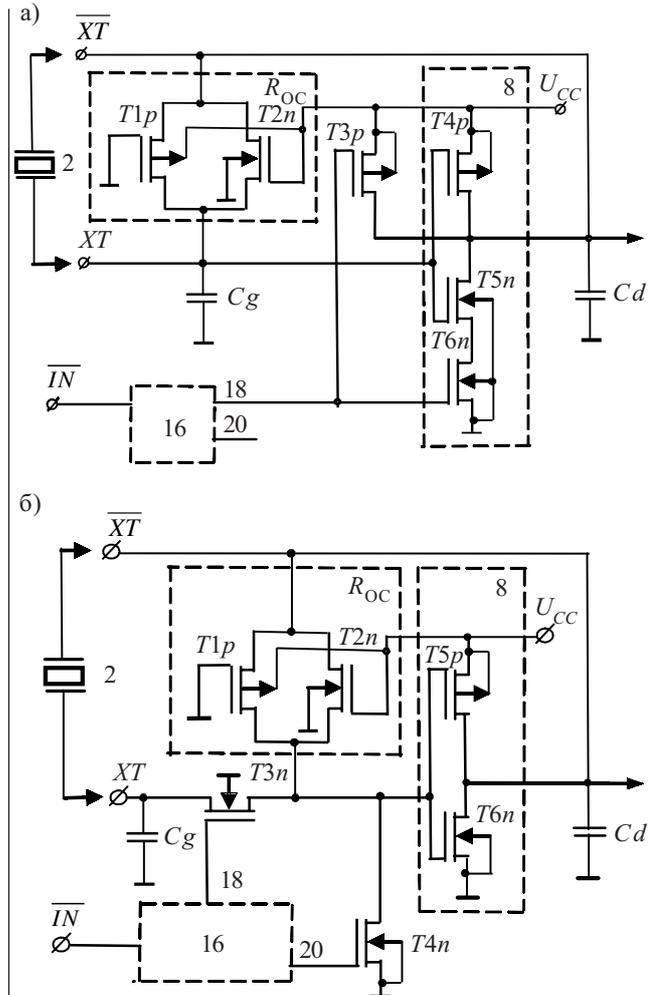


Рис. 3. Электрическая принципиальная схема блока генерации (блок 1 на рис. 1) для первого (а) и второго (б) вариантов исполнения (обозначения элементов соответствуют рис. 1)

скомпенсировав таким образом уменьшение коэффициента усиления входных каскадов.

Для обеспечения в обоих вариантах КМОП ИС высокой чувствительности входного каскада блока генерации к изменению напряжения на его входе в режиме генерации, а также с целью обеспечения благоприятных начальных условий для формирования наиболее симметричных импульсов необходимо, чтобы выбранная рабочая точка  $A$  на передаточной характеристике (рис. 4) каждого входного каскада в статическом режиме находилась посередине линейного участка на уровне  $U_{CC} / 2 = U_{\overline{XT}} = U_{XT}$ . Выполнение этого условия обеспечивается как наличием обратной связи ( $R_{OC}$ ) во входных каскадах по постоянному напряжению через два МОП-транзистора  $p$ - и  $n$ -типов проводимости (соответственно  $T1p$ ,  $T2n$ ) с низкой удельной крутизной их ВАХ, так и топологическими размерами транзисторов, выбранными исходя из равенства токов стока, протекающих через них в режиме  $U_{XT} = U_{\overline{XT}} = U_{CC} / 2$ , т. е.  $I_{cT4p} = I_{cT5n}$  (рис. 3, а) и  $I_{cT5p} = I_{cT6n}$  (рис. 3, б) для первого и второго вариантов, соответственно. При этом для 1-го варианта дополнительным условием нахождения рабочей точки

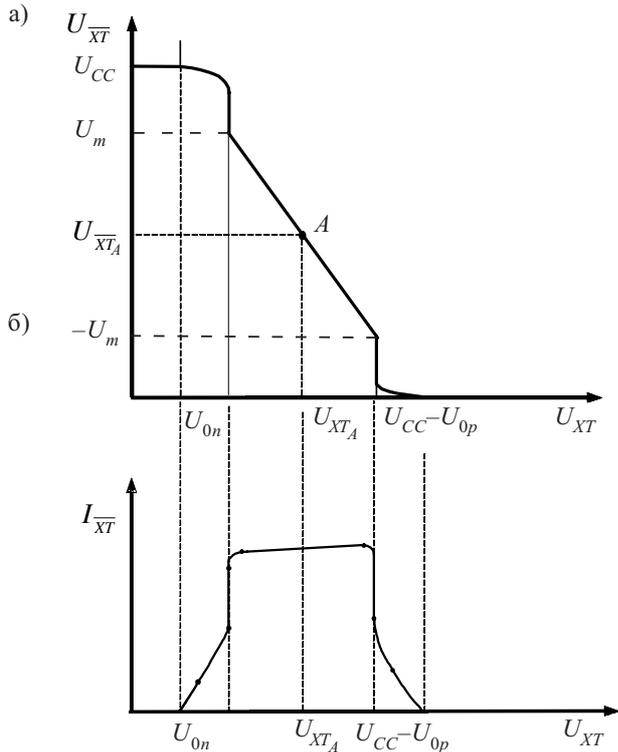


Рис. 4. Передаточная характеристика (а) и выходной ток в режиме генерации импульсов (б) входного усилительного инверсного каскада :

$U_{0n}$ ,  $U_{0p}$  — пороговое напряжение  $n$ - и  $p$ -канальных транзисторов, соответственно;  $U_{XT_A} = U_{\overline{XT}_A} = U_{CC}/2$  — напряжение рабочей точки  $A$

$A$  является равенство сопротивления  $p$ -канального транзистора  $T4p$  сумме сопротивлений  $n$ -канальных транзисторов  $T5n$  и  $T6n$ .

Из анализа экспериментальной передаточной характеристики входного усилительного каскада (рис. 4) видно, что в динамическом режиме, т. е. в режиме генерации импульсов, стабилизированных кварцевым резонатором, в КМОП ИС обоих вариантов абсолютное значение амплитуды импульсов положительного  $U_m - U_{\overline{XT}_A}$  и отрицательного  $U_m - | -U_{\overline{XT}_A} |$  перепадов напряжения относительно рабочей точки  $U_{\overline{XT}_A}$  значительно меньше величин  $U_{CC} - U_{CC}/2$  и  $U_{CC}/2 - 0$ , соответственно.

Уменьшение по сравнению с изделием [1] мощности рассеивания в кварцевом резонаторе генератора, достигнутое путем уменьшения отношения ширины канала к его длине  $W_{p1}/L_{p1}$  и  $W_{n1}/L_{n1}$  соответственно  $p$ - и  $n$ -канальных транзисторов каскада 8, привело к некоторому уменьшению чувствительности генератора к изменению входного напряжения в режиме генерации, т. е. к уменьшению динамического коэффициента усиления по напряжению входного каскада  $k_{U1}$ . Для компенсации уменьшения  $k_{U1}$  и сохранения при этом высокой чувствительности к изменению входного напряжения в режиме генерации КМОП интегральными схемами в целом, а значит, и для обеспечения требуемого верхнего диапазона генерируемых частот (до 75 МГц), необходимым техническим решением стало увеличение чувстви-

ности входного инвертора усилителя-формирователя импульсов 10 (см. рис. 1) к изменению выходного динамического напряжения каскада 8 путем увеличения отношения ширины канала к его длине  $W_{p2}/L_{p2}$  и  $W_{n2}/L_{n2}$  соответственно  $p$ - и  $n$ -канальных транзисторов входного инвертора усилителя-формирователя импульсов 10.

Для обеспечения нижнего диапазона генерируемых частот ( $F_g \leq 1,0$  МГц) оптимальным конструктивным и схемотехническим решением было введение в обоих вариантах в цепь обратной связи блока генерации 1 двух КМОП-транзисторов ( $T1p$  и  $T2n$ ) с низкой удельной проводимостью или, другими словами, с большим суммарным сопротивлением  $R_{OC}$ , которое вместе с реактивными элементами является частью колебательного контура, стабилизированного кварцевым резонатором.

Выходные буферы 11 трех стабильных состояний обоих представленных вариантов высокочастотных КМОП ИС идентичны и состоят, как и в изделии [1], из собственно выходного каскада, представленного двумя последовательно соединенными КМОП-транзисторами  $Tr$ ,  $Tn$ , а также из формирователей сигналов  $Fp$  и  $Fn$ , управляющих  $p$ - и  $n$ -канальными транзисторами, соответственно (рис. 5).

В изделии [1], с аналогичными формирователями, на затворы транзисторов  $Tr$ ,  $Tn$  в режиме генерации синхронно поступают симметричные управляющие сигналы одинаковой полярности и амплитуды (меандры). В обоих рассматриваемых вариантах ИС с выходов формирователей  $Fp$  и  $Fn$  соответственно на затворы транзисторов  $Tr$  и  $Tn$  мощного выходного каскада буфера 11 также поступают управляющие сигналы одинаковой полярности и амплитуды. Но с целью уменьшения тока потребления этого каскада и уменьшения фронтов нарастания и спада выходных импульсов на выходе  $F_{OUT}$  в режиме генерации сигналы поступают с временными задержками благодаря конструктивным отличиям в реализации формирователей  $Fp$ ,  $Fn$ . Задержку имеют как фронт спада сигнала с формирователя  $Fp$  по отношению к фронту спада сигнала с формирователя  $Fn$  ( $tzFp$ ), так и фронт нарастания сигнала с формирователя  $Fn$  по

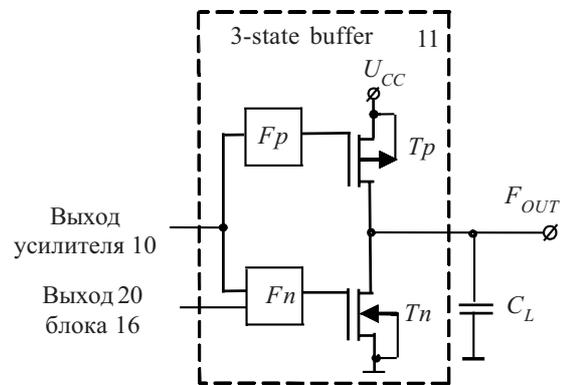


Рис. 5. Блок-схема выходного буфера трех стабильных состояний:

$Fp$ ,  $Fn$  — формирователи сигналов, управляющих  $p$ - и  $n$ -канальными транзисторами  $Tr$ ,  $Tn$ , соответственно

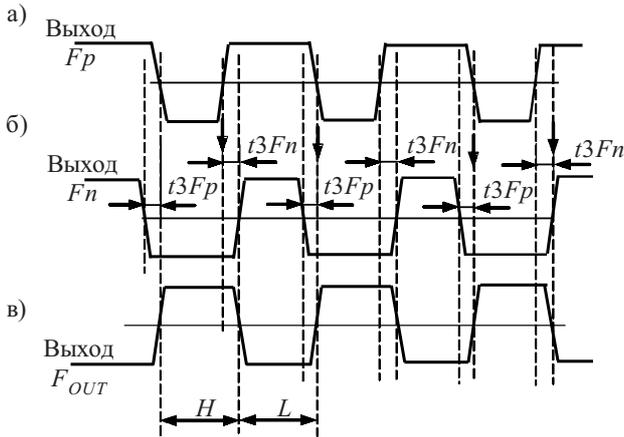


Рис. 6. Временные диаграммы формирования импульсов в режиме генерации в блоке выходного буфера: а — на выходе формирователя  $F_p$ ; б — на выходе формирователя  $F_n$ ; в — на выходе КМОП ИС  $F_{OUT}$

отношению к фронту нарастания сигнала с формирователя  $F_p$  ( $t_{3F_n}$ ) (рис. 6).

На рис. 6 показаны особенности формирования импульсов мощного выходного каскада  $T_p, T_n$  на выходе  $F_{OUT}$  в обоих представленных вариантах ИС. Формирование переднего положительного фронта (фронта нарастания) происходит следующим образом. Сначала с выхода формирователя  $F_n$  на затвор  $n$ -канального транзистора  $T_n$  поступает напряжение отрицательного перепада с амплитудой, равной величине  $U_{CC}$  после чего транзистор  $T_n$  начнет закрываться, причем раньше, чем начнет открываться  $p$ -канальный транзистор  $T_p$ , на затвор которого с выхода формирователя  $F_p$  поступает напряжение такого же отрицательного перепада и амплитуды, но с временной задержкой  $t_{3F_p}$ . После открывания транзистора  $T_p$  через него потечет ток заряда емкости нагрузки  $C_L$ , и на выходе  $F_{OUT}$  начнет формироваться фронт нарастания выходного импульса. Формирование заднего фронта импульса (отрицательного перепада) мощного выходного каскада  $F_p, F_n$  на выходе  $F_{OUT}$  происходит аналогичным образом. Сначала с выхода формирователя  $F_p$  на затвор  $p$ -канального транзистора  $T_p$  поступает напряжение положительного перепада с амплитудой, равной  $U_{CC}$ . После этого транзистор  $T_p$  начнет закрываться, причем раньше, чем начнет открываться  $n$ -канальный транзистор  $T_n$ , на затвор которого с выхода формирователя  $F_n$  с временной задержкой  $t_{3F_n}$  поступает напряжение такого же положительного перепада и амплитуды, равной  $U_{CC}$ . После открывания транзистора  $T_n$  через него потечет ток разряда емкости нагрузки  $C_L$ , и на выходе  $F_{OUT}$  сформируется фронт спада выходного импульса. Таким образом, фронт нарастания импульса выходного каскада  $T_p, T_n$  формируется фронтом спада импульса формирователя  $F_p$ , задержанным на время  $t_{3F_p}$  по отношению к фронту спада импульса формирователя  $F_n$ , а фронт спада импульса выходного каскада формируется фронтом нарастания импульса формирователя  $F_n$ , задержанным на время  $t_{3F_n}$  по отношению к фронту нарастания импульса формирователя  $F_p$ .

Следует отметить, что использование такого технического решения с соответствующими задержками  $t_{3F_p}, t_{3F_n}$  сигналов, поступающих с формирователей  $F_p, F_n$  для управления работой мощного выходного каскада  $T_p, T_n$  (рис. 5, 6), в условиях новейших технологических возможностей изготовления изделий (транзисторов с длиной каналов от 0,25 мкм до 35 нм) позволяет в широком диапазоне частот (сотни МГц) свести практически к нулю время одновременного пребывания в открытом состоянии  $p$ - и  $n$ -канальных транзисторов этого выходного каскада. Сквозной ток при таких условиях через транзисторы  $T_p, T_n$  будет отсутствовать, а время нарастания (спада) фронтов выходных импульсов на выходе  $F_{OUT}$  будет определяться соответственно током заряда (разряда) нагрузочной емкости  $C_L$  через сопротивление открытого транзистора  $T_p$  ( $T_n$ ). В условиях же ограниченных технологических возможностей изготовления из-за относительно больших значений конструктивной емкости одновременное пребывание в открытом состоянии транзисторов  $T_p, T_n$  возможно лишь при относительно низких частотах генерации — до 30 МГц. Но так как разработанные изделия предназначены для работы в более широком диапазоне генерируемых частот (до 75 МГц), максимально возможные задержки  $t_{3F_p}, t_{3F_n}$  пришлось уменьшить до значений, определяемых ограниченными технологическими возможностями изготовления КМОП ИС, максимальной частотой генерации  $F_g^{max} = 75$  МГц, а также минимальным напряжением питания  $U_{CC} = 3$  В. Такое вынужденное уменьшение временных задержек привело лишь к сокращению времени прохождения «сквозного» тока через мощные выходные транзисторы  $T_p, T_n$ , а не к полному его устранению. Однако даже при этом был значительно уменьшен ток потребления этого мощного выходного каскада, а значит, и всей высокочастотной КМОП ИС обоих вариантов исполнения.

Одним из важнейших параметров генератора, который зависит от схемотехнических решений и конструкции практически всех блоков высокочастотных КМОП ИС, является коэффициент симметрии  $K_c$  ( $SYM$ ) импульсов генератора на выходе  $F_{OUT}$ , который определяется как

$$K_c = \frac{T_w}{T} \cdot 100\%,$$

где  $T_w, T$  — соответственно длительность импульса и длительность цикла (периода) сигнала, измеренные на уровне  $U_{CC}/2$ .

Как отмечалось выше, для обеспечения требуемой симметрии выходных импульсов ( $50 \pm 5\%$ ), а также высокой чувствительности к изменению входных сигналов необходимо при проектировании входных каскадов 8 в обоих вариантах КМОП ИС обеспечить условие нахождения в статическом режиме рабочей точки  $A$  на уровне  $U_{CC}/2$  посередине линейного участка передаточной характеристики этого входного каскада. Поступающие в режиме генерации с выхода каскада близкие к синусоиде импульсы усиливаются и формируются в блоке 10 с учетом требований симметрии импульсов и далее поступают на входы формирователей управляющих сигналов  $F_p, F_n$  выходного буфера 11.

Параметры высокочастотных КМОП ИС

Наименование параметра, единица измерения	Обозначение	Разработанные изделия	Изделие [1]	Изделие [2]
Динамический ток потребления, мА/МГц	$I_{0CC}$	≤0,42	≤0,6	нет данных
Частота генерации при $C_L=15$ пФ, МГц	$Fg$	1,0—75	3,0—50	нет данных
Симметрия импульсов на уровне $U_{CC}/2$ , %	SYM	49—51	45—55	45—55
Время задержки перехода из рабочего режима генерации импульсов (при $C_L=15$ пФ и сопротивлении нагрузки $R_{UP}=10$ кОм) в режим «выключено», нс	$T_{PLZ}$	≤100	≤10*	≤150
Время задержки перехода из режима «выключено» в рабочее состояние генерации импульсов (при $C_L=15$ пФ, $R_{UP}=10$ кОм), нс	$T_{PZL}$	≤100	≤15*	≤150

\* Путь прохождения сигналов задержки укорочен

Как и в изделии [1], при равенстве топологической длины каналов транзисторов  $L_{\delta\delta} = L_{n\delta}$  и заданных значений порогового напряжения  $U_{0p} = U_{0n}$  для формирования выходных симметричных импульсов с проектируемыми одинаковыми фронтами нарастания и спада значения топологической ширины  $W_{\delta\delta}$ ,  $W_{n\delta}$  соответственно транзисторов  $Tr$ ,  $Tn$  выходного каскада выбраны такими, что нагрузочная емкость формирователя  $Fp$  в  $\mu_n/\mu_p$  раз больше нагрузочной емкости формирователя  $Fn$ . (Здесь  $\mu_n$ ,  $\mu_p$  — дрейфовые подвижности соответственно электронов в  $n$ -канальных и дырок в  $p$ -канальных транзисторах.) Это должно быть учтено при проектировании каскадов формирователей  $Fp$ ,  $Fn$ .

При формировании задержек  $tzFp$ ,  $tzFn$  с целью уменьшения тока потребления мощного выходного каскада, а следовательно и КМОП ИС в целом, одновременно решалась и задача формирования выходных импульсов симметричной формы. Для этого формирования и наращивание задержек  $tzFp$ ,  $tzFn$  до определенных величин проводилось таким образом, чтобы последовательно в каждой соответствующей паре каскадов, начиная с первых каскадов формирователей  $Fp$ ,  $Fn$ , длительность на уровне  $U_{CC}/2$  между фронтами спада импульса любого  $i$ -го каскада формирователя  $Fp$ , задержанного относительно фронта спада формирователя  $Fn$ , и фронтом нарастания импульса соответствующего ему  $i$ -го каскада формирователя  $Fn$ , задержанного относительно фронта нарастания импульса формирователя  $Fp$ , равнялась половине длительности цикла (периода)  $T$  импульса.

Аналогично при проектировании КМОП ИС в каждом из соответствующих  $i$ -х каскадов формирователей  $Fp$ ,  $Fn$  длительность на уровне  $U_{CC}/2$  между фронтами нарастания импульса формирователя  $Fn$  и фронтами спада импульса формирователя  $Fp$  также выдерживалась на уровне  $T/2$ .

При поступлении на вывод  $\overline{IN}$  сигнала низкого уровня (логический «0»), как и в изделии [1], на затворах  $p$ -канального ( $Tr$ ) и  $n$ -канального ( $Tn$ ) транзисторов устанавливается соответственно высокий ( $U_{CC}$ ) и низкий («Земля») уровни напряжения. Оба транзистора выходного каскада  $Tr$ ,  $Tn$  при этом будут закрыты — изделия в обоих вариантах исполнения перейдут в третье (высокоимпедансное) состояние, и генерации импульсов на выходе  $F_{OUT}$  не будет.

Особенности схемотехнических реализаций блока  $16$ , обеспечивающего выполнение функции трех

состояний выходного буфера  $11$  в обоих вариантах ИС, позволяют по сравнению с изделием [1] значительно (на 2 порядка) уменьшить статический ток потребления разработанных высокочастотных КМОП ИС после перехода их из режима генерации в третье (высокоимпедансное) состояние (режим «выключено»). Это обеспечивается тем, что выходы блоков управления  $16$  в них запрещают распространение импульсов генерации, начиная с входных каскадов  $\delta$ , в то время как в изделии [1] в высокоимпедансном состоянии продолжают переключаться с частотой генерации как входной усилительный каскад, так и усилитель-формирователь, т. к. управление переходом схемы в третье состояние начинается лишь с формирователей управляющих сигналов.

Кроме того, блоки  $16$  в обоих вариантах по схемотехническому решению отличаются и от лучших зарубежных образцов [2, с. 1]. Суть этих отличий состоит в гальванической развязке связанных между собой одного из входов каскада  $\delta$  и одного из входов выходного буфера  $11$  и подаче на каждый из них в отдельности сигналов с двух разных противофазных выходов ( $18$ ,  $20$ ) блока  $16$ . Это привело к уменьшению нагрузочных емкостей на каждый из этих выходов блока  $16$  по сравнению с нагрузочной емкостью выхода, управляющего функцией состояний в изделии [2], а значит позволило уменьшить значения времени задержки перехода из рабочего режима генерации в высокоимпедансное третье состояние режим «выключено и из режима третьего состояния — в рабочий режим генерации.

Сравнительные значения некоторых параметров высокочастотных КМОП ИС представлены в таблице.

\*\*\*

Таким образом, использование ряда схемотехнических и конструктивных решений при проектировании двух вариантов высокочастотных КМОП интегральных схем для генераторов с кварцевой стабилизацией частоты позволили значительно улучшить ряд параметров не только по сравнению с изделием [1], но и по сравнению с лучшими зарубежными образцами [2].

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Золотаревский В. И., Самотовка Л. И., Мазалецкий Ю. Д. и др. КМОП ИС задающего генератора с кварцевой стабилизацией частоты // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2003. — № 6. — С. 53—55. [Zolotarevskii V. I., Samotovka L. I., Mazaletskii Yu. D. i dr. // Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature. 2003. N 6. P. 53]
2. JRC, NJU6397 Series, New Japan Radio Co., Ltd, 2002/07/15 (4/5)

К. т. н. В. П. РЕВА, И. В. МАРЧИШИН, С. В. КОРИНЕЦ,  
д. ф.-м. н. Ф. Ф. СИЗОВ

Украина, г. Киев, ИФП им. В. Е. Лашкарёва НАНУ;  
Россия, г. Новосибирск, ИФП РАН  
E-mail: vpreva@isp.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
09.02 2011 г.

Оппонент д. ф.-м. н. Н. Н. БЕРЧЕНКО  
(НУ «ЛП», г. Львов)

## УСТРОЙСТВА СЧИТЫВАНИЯ ИНФОРМАЦИИ С КРУПНОФОРМАТНЫХ МАТРИЦ ИК-ФОТОДИОДОВ

*Спроектированы и изготовлены устройства считывания для матриц ИК-фотодиодов формата 320×256 и 640×512. Рассмотрена архитектура построения и влияние геометрических размеров элементов схем считывания на выходные параметры устройства.*

Область задач, которые решаются с применением систем технического зрения в тех областях спектра, где зрительная система человека невосприимчива к излучению, в настоящее время быстро расширяется. Решение таких задач базируется, прежде всего, на применении крупноформатных линеек и матриц фотоприемников, обеспечивающих работу систем в масштабе реального времени. Однако такие крупноформатные фотоприемные устройства (ФПУ) не могут функционировать без использования процессорной электроники (в данном случае — без устройств считывания), обеспечивающей выполнение функций накопления заряда, конверсии заряда в напряжение, усиления и мультимплексирования.

Среди нескольких технологий формирования ФПУ гибридная технология изготовления охлаждаемых многоэлементных ИК-фотоприемников и соединения их с устройствами считывания до настоящего времени является наиболее распространенной [см., напр., 1]. Прогресс в технологии изготовления ИК-фотодиодов позволяет реализовывать крупноформатные матрицы и требует новых решений в проектировании и изготовлении устройств считывания для них. В настоящее время основной технологией изготовления таких устройств для крупноформатных приемников излучения ИК-диапазона является кремниевая КМОП-технология с проектными нормами не более 1,0 мкм.

В настоящей работе рассматриваются конструкция и параметры кремниевых устройств считывания, спроектированных и изготовленных по проектным нормам 0,8 и 0,6 мкм, для матриц ИК-фотодиодов на основе узкощелевых полупроводников формата 320×256 и 640×512.

### Архитектура матричных устройств считывания ИК-диапазона

Большинство современных матричных ФПУ ИК-диапазона спроектировано для работы в режиме «мо-

ментального снимка» («snapshot» regime) [1], который позволяет получать информацию от всех пикселей в один и тот же момент. Существуют две разновидности данного режима — «интегрирование, затем считывание» (Integrate Than Read — ITR), применяемого, в основном, для длинноволнового диапазона, и «интегрирование с одновременным считыванием» (Integrate When Read — IWR), применяемого для средневолнового диапазона. В режиме ITR в течение одного кадра вначале производится накопление информационного фототока на емкости пиксела, затем процесс накопления останавливается и производится строчное считывание накопленного заряда. В режиме IWR интегрирование фототока текущего кадра и считывание предыдущего осуществляется одновременно.

При функционировании устройств считывания в первом режиме есть ограничение по времени накопления (интегрирования) фототока, которое можно считать как

$$T_{int} = T_{frame} - (t_{rate} \times n \times m + t_{service}),$$

где  $T_{frame}$  — длительность кадра;

$t_{rate}$  — период вывода одного пиксела информации;

$n \times m$  — формат матрицы;

$t_{service}$  — время, необходимое для срабатывания обрамляющих устройств.

Для частоты развертки  $f=50$  Гц в матрице на 320×256 элементов с одним выходом и в матрице на 640×512 элементов с четырьмя выходами, работающими на частоте 5 МГц, значение  $T_{int}$  составляет порядка 10% от длительности кадра (не более 3 мс). В обоих диапазонах длин волн этого времени достаточно, чтобы получить температурное разрешение не хуже 0,025 К. Для крупноформатных матриц применяется традиционная архитектура развертки либо столбцов, либо строк со строчными (столбцовыми) усилителями/преобразователями, сигналы из которых затем направляются на один или несколько выходов (рис. 1).

Управление матрицей считывания осуществляет цифровой контроллер, обеспечивающий все необходимые сигналы управления. С его помощью можно задавать нужный формат (320×256, 320×240 или 256×25 для матрицы на 320×256 элементов и 640×512, 640×480 или 512×512 для матрицы на 640×512 элементов или произвольное окно внутри матрицы), оптимизировать аналоговые параметры, вырабатывать

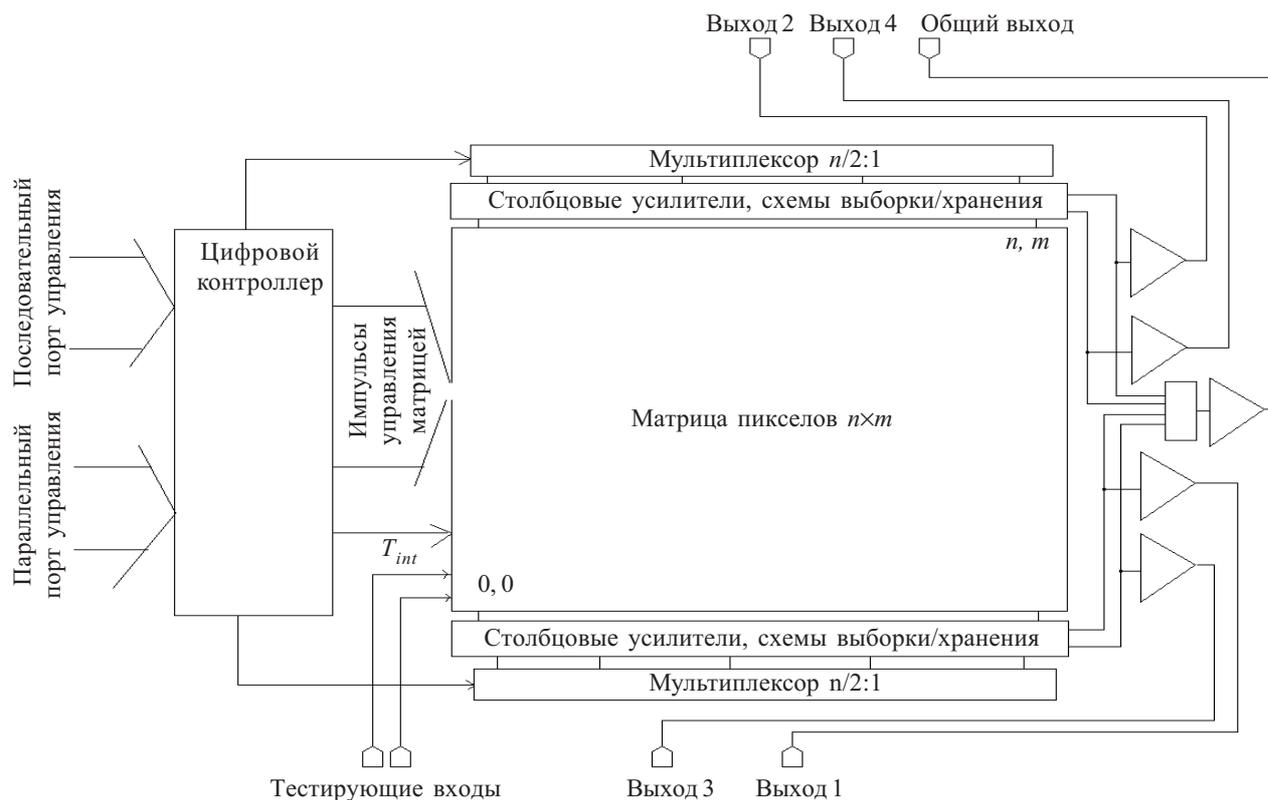


Рис. 1. Блок-схема матричного устройства считывания

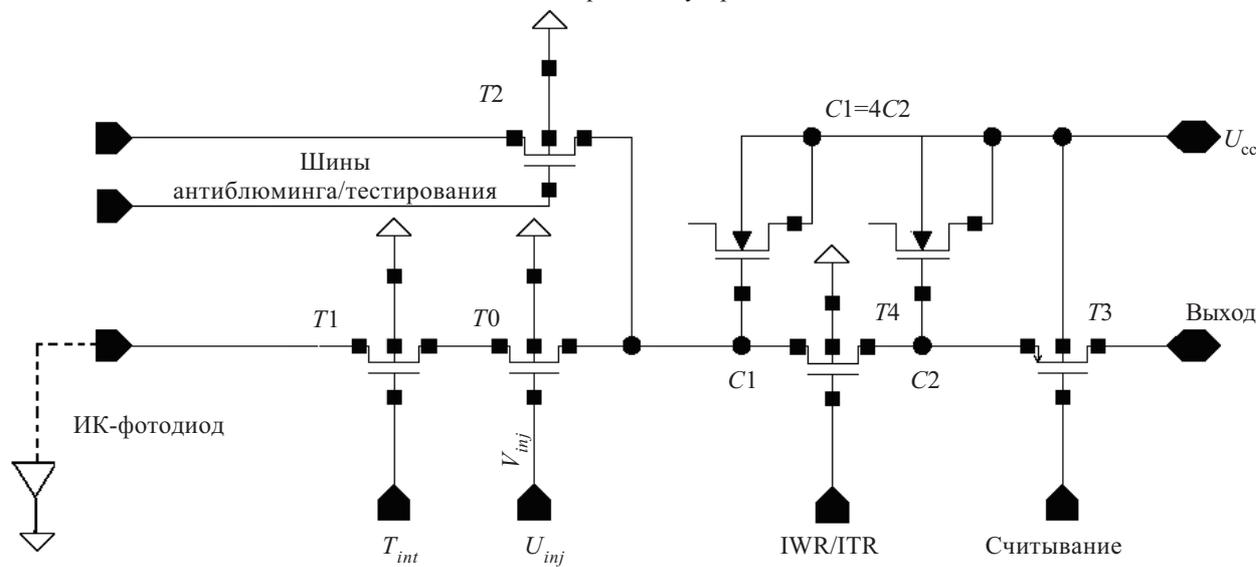


Рис. 2. Схема входной ячейки устройства считывания

синхронизирующие сигналы. Для крупноформатных устройств считывания, линейный размер которых может составлять около 20 мм, необходимо оптимизировать задержки прохождения импульсных сигналов, т. к. они могут составлять десятки наносекунд. Это достигается распараллеливанием сигналов, дублированием схем, применением дополнительных импульсных усилителей/формирователей.

#### Устройства сопряжения с ИК-фотодиодами

В целом параметры ФПУ во многом определяются оптимальностью конструкции входного устройства

сопряжения с ИК-фотодиодами. Достигнутые в настоящее время практически предельные параметры ИК-фотодиодов позволяют использовать наиболее простую и в то же время эффективную схему прямой инжекции [2]. В нее обычно включаются дополнительные элементы, позволяющие провести тестирование устройств считывания без подключения фотодиодов, и транзистор антиблуминга [3]. В случае реализации режима IWR накопительная емкость входной ячейки должна состоять из двух частей. В представленной же на рис. 2 схеме транзистор T1 используется для прерывания процесса накопления ин-

формационного заряда (режим «моментального снимка»);  $T2$  — как транзистор «антиблуминга», тестирующий транзистор и транзистор сброса в режиме IWR;  $T3$  — как считывающий адресный транзистор;  $T4$  — транзистор для соединения и разъединения емкостей  $C1$  и  $C2$  в режиме ITR и IWR. Величина максимальной зарядовой емкости в режиме IWR на 30% меньше, чем в режиме ITR. Для увеличения зарядовой емкости конденсаторы  $C1$  и  $C2$  реализованы как подзатворные емкости  $p$ -канальных транзисторов. Это дает возможность повысить величину максимальной зарядовой емкости до 5 пКл в режиме ITR и до 3 пКл в режиме IWR. Напряжение питания схемы считывания  $U_{cc}$  обычно составляет 3–5 В, подстраиваемое напряжение транзистора  $U_{inj}=0,7–1,4$  В.

**Устройства считывания информационного заряда**

Для считывания информации со столбцовых шин применяются либо балансные дифференциальные усилители, либо зарядочувствительные усилители, эквивалентные схемы которых представлены на рис. 3. Основным их элементом является операционный усилитель. К его входу (неинвертирующему в случае *a* и инвертирующему в случае *б*) подключается через транзистор выборки определенный пиксел. На второй вход подается напряжение смещения  $U_{см}$ . При этом оно может подаваться извне (рис. 3, *б*) либо формироваться внутри микросхемы с помощью делителя питающего напряжения  $U_{dd}$ . В случае *a* между входом и выходом операционного усилителя включена емкость  $C_a$ , определяющая коэффициент преобразования заряд/напряжение. Обе схемы имеют как достоинства, так и недостатки.

В разработанных устройствах используется зарядочувствительный усилитель, т. к. в нем отсутствует деление заряда между пиксельной и считывающей емкостями, благодаря чему не уменьшается динами-

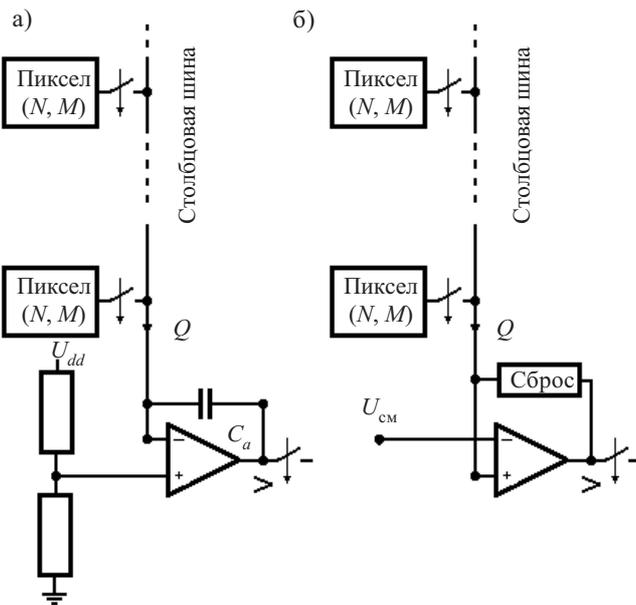


Рис. 3. Эквивалентные схемы зарядочувствительного (а) и балансного дифференциального (б) столбцовых усилителей

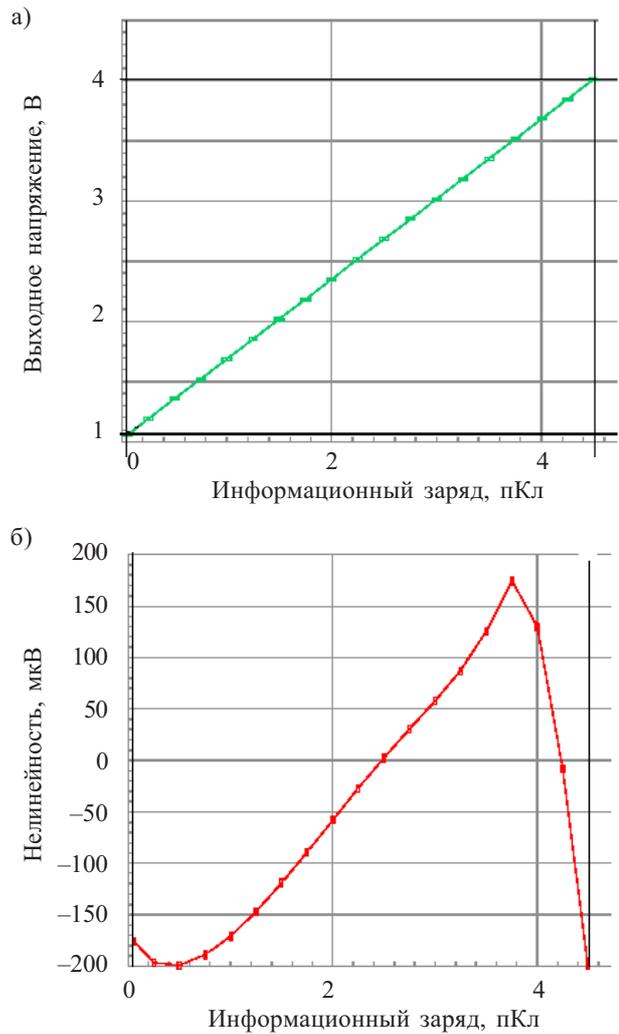


Рис. 4. Расчетная передаточная характеристика столбцового зарядочувствительного усилителя (а) и отклонение характеристики от линейности в реальном усилителе (б)

ческий диапазон; легко перестраивается коэффициент преобразования за счет изменения емкости обратной связи; не требуется дополнительного цикла перезаряда накопительной емкости и прецизионной подстройки опорного напряжения. Зарядочувствительный усилитель имеет лучшую, чем балансный дифференциальный усилитель, линейность при малых уровнях сигнала и позволяет использовать нелинейную подзатворную емкость в качестве накопительного конденсатора. Расчеты показывают, что при коэффициенте преобразования 1 пКл/В зарядочувствительный усилитель позволяет получить динамический диапазон более 80 дБ, максимальный выходной сигнал — не менее 3 В, интегральный шум — менее 250 мкВ (рис. 4).

**Сравнение полученных характеристик устройств считывания с результатами моделирования**

При изготовлении устройств считывания использовалась КМОП-технология с проектными нормами 0,8 и 0,6 мкм, двумя уровнями поликремния и тремя уровнями металла. Основные физико-технологиче-

Основные параметры устройств считывания на основе КМОП-структур, изготовленных по технологиям с разными проектными нормами

Параметры, обозначение, единицы измерения	Проектная норма	
	0,8 мкм	0,6 мкм
Пороговое напряжение МОП-транзисторов, В — <i>n</i> -канальных, $V_{in}$ — <i>p</i> -канальных, $V_{ip}$	0,70 ± 0,1 – (0,80 ± 0,12)	0,72 ± 0,12 – (0,80 ± 0,12)
Удельная емкость диэлектрика $C_{уд}$ , фФ/мкм <sup>2</sup> — подзатворного — конденсаторного	2,03 0,86	2,76 0,86

ские параметры структур, изготовленных в обоих процессах, представлены в **таблице**.

Большинство параметров соответствовало расчетным величинам как при комнатной, так и при азотной температуре. Для получения максимального быстродействия в схеме формата 320×256, изготовленной по 0,8-мкм технологии, в аналоговой части для дифференциальных каскадов были использованы полевые транзисторы минимальных размеров (с длиной канала 0,8 мкм). Это привело к значительному увеличению и межканального разброса значений параметров по сравнению с расчетным, и к повышению шума (**рис. 5, 6**). Измерения показали, что отклоне-

ние уровня постоянного выходного сигнала составляет более ±500 мВ при расчетном значении менее 100 мВ, а средний шум составляет порядка 2,2 мВ при расчетном 0,25 мВ. В результате этого полученный динамический диапазон был ниже расчетного более чем на 20% (снизился с 80 до 60 дБ). В схеме считывания для матрицы формата 640×512 для дифференциальных каскадов использовались транзисторы, длина канала которых превышала минимальную не менее чем втрое, с «мозаичным» топологическим расположением элементов. Это позволило приблизить реальные параметры к расчетным и получить совпадение более чем на 90%.

\*\*\*

Таким образом, при проектировании и изготовлении устройств считывания для крупноформатных фоточувствительных матриц ИК-диапазона необходимо учитывать многие технологические параметры, несущественные для устройств считывания меньшего формата, исследованных ранее [4, 5]. Для аналоговой части схем считывания это относится, в первую очередь, к отклонению от расчетных значений таких физических параметров, как пороговое напряжение, подвижность носителей, геометрические размеры. Такие отклонения наиболее сказываются на транзисторах минимальных размеров, поэтому применение транзисторов с минимальной длиной канала в балансных каскадах операционных усилителей нежелательно. Необходимо также учитывать, что результаты моделирования с учетом допустимых отклонений могут отличаться от реальных данных более чем в два раза, что указывает на необходимость тщательной проработки аналоговых схем.

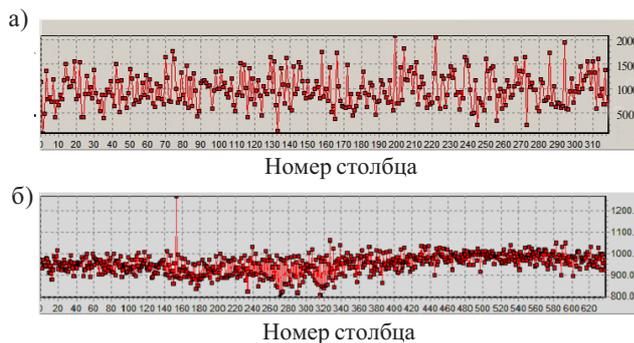


Рис. 5. Оцифрованная осциллограмма выходного сигнала  $U$  схемы считывания с матрицей формата 320×256 (а) и формата 640×512 (б) (в тестовом режиме измерения без подключения фотодиодов, при 20°C, частота считывания 5 МГц)

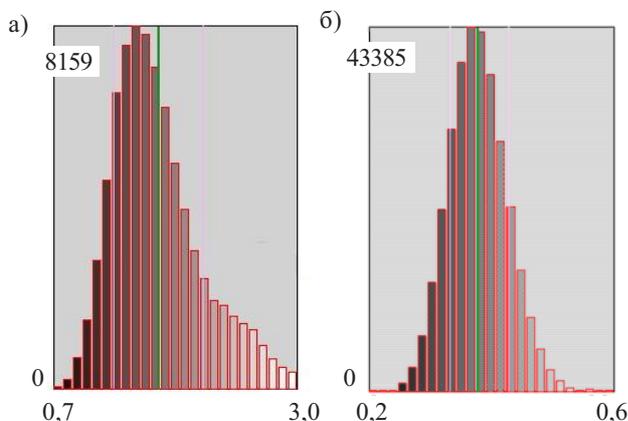


Рис. 6. Статистическое распределение шума схемы считывания для матриц формата 320×256 (а) и формата 640×512 (б) в тестовом режиме измерения

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Сизов Ф. Ф. Фотоэлектроника для систем видения в невидимых участках спектра.— К.: Академперіодика, 2008. [Sizov F. F. Foelektronika dlya sistem videniya v nevidimyykh uchastkakh spektra. Kiev. Akademperiodika. 2008]
2. Kozlowski L. J., Kosonocky. W. F. Infrared detector arrays/In book: Handbook of Optics // Ed. by M. Boss, W. Van Stryland, D. R. Williams, W. L. Wolfe.— New York, McGraw-Hill, 1995.
3. Fossum E., Pain B. Infrared readout electronics for space science sensors: State of the art and future directions // Proc. SPIE. — 1994.— Vol. 2020.— P. 262—285.
4. Рева В. П., Коринец С. В., Писаренко Л. А. и др. Сравнительный анализ технологий изготовления кремниевых схем считывания инфракрасной аппаратуре // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2007.— № 5.— С. 46—49. [Reva V. P., Korinets S. V., Pisarenko L. A. i dr. // Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature. 2007. N 5. P. 46]
5. Sizov F. F., Derkach Yu. P., Korinets S.V., Reva V. P. 576×6 ROIC for MCT LWIR Arrays // Proc. SPIE.— 2005.— Vol. 5726.— P. 140—145.

К. т. н. И. И. РУБЦЕВИЧ, к. т. н. Я. А. СОЛОВЬЕВ,  
к. т. н. В. Б. ВЫСОЦКИЙ, А. И. ДУДКИН, Н. С. КОВАЛЬЧУК<sup>1</sup>

Республика Беларусь, г. Минск, Филиал «Транзистор» ОАО «Интеграл»,  
<sup>1</sup>Белорусский гос. университет информатики и радиоэлектроники  
E-mail: 7033696@mail.ru

Дата поступления в редакцию  
26.10.2010 г.

Оппонент д. ф.-м. н. Н. И. КЛЮЙ  
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

## ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ПЛЕНОК НИТРИДА И ОКСИДА КРЕМНИЯ, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ ПЛАЗМОХИМИЧЕСКОГО ОСАЖДЕНИЯ НА КРЕМНИЕВУЮ ПОДЛОЖКУ

*Исследованы режимы осаждения пленок нитрида и оксида кремния методом PECVD. Установлена связь между ключевыми параметрами процесса осаждения и скоростью осаждения, а также уровнем внутренних механических напряжений в пленках.*

Нитрид и оксид кремния известны как материалы, используемые преимущественно в микроэлектронной промышленности, а также в микроэлектронных механических системах (МЭМС). Обычно они используются как пассивирующий материал либо как материал для изоляции в процессах микрообработки или монтажа микросхем благодаря отличным адгезионным свойствам. Пленка нитрида кремния обеспечивает защиту от коррозии во влажосодержащих средах [1—3]. Подтверждением таких свойств является широкое использование тонких слоев нитрида кремния и оксида кремния для пассивации алюминиевых контактных площадок и межсоединений в ИС. Кроме того, нитрид кремния широко используется для производства микроструктур благодаря своей хорошей механической стойкости и высокой износостойчивости [4]. В пленках оксида кремния имеются механические напряжения сжатия, которые могут частично или полностью компенсировать механические напряжения растяжения, привносимые металлическими пленками, используемыми в качестве проводящих слоев в ИС или резистивных слоях в изделиях класса МЭМС. Обзор литературных источников показал, что для разработки эффективной технологии изготовления исполнительных элементов устройств микро- и наносистемной техники на основе функциональных слоев нитрида и оксида кремния, осаждаемых низкотемпературным плазмохимическим методом (PECVD), наиболее важным и актуальным является установление зависимостей механических свойств пленок от режимов осаждения.

У PECVD-метода есть преимущества перед остальными: осаждение материала здесь происходит при температурах более низких, чем в случае чисто термических реакций, а скорость осаждения более высокая [5]. Кроме того, PECVD-методом при оптимальных параметрах осаждения создаются слои, практически свободные от внутренних механических напряжений [6, 7]. Это важно для пленок нитрида и оксида

кремния, поскольку они используются для защиты поверхности микросхемы, где предъявляются высокие требования к механической прочности покрытия. Уровень внутренних напряжений в пленках существенно зависит от условий получения пленок — состава газовой плазмы, общего давления в реакторе, мощности разряда, температуры подложки. Вследствие этого рекомендации по выбору режима осаждения в конкретном процессе могут быть даны только на основании результатов предварительных экспериментов, устанавливающих основные зависимости между параметрами этих режимов и характеристиками пленок.

В настоящей работе определяется связь между некоторыми параметрами процесса осаждения пленок нитрида и оксида кремния и уровнем внутренних механических напряжений, а также скоростью осаждения. Используя полученные зависимости, можно решать вопрос о получении таких пленок с внутренними механическими напряжениями заданной величины.

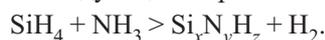
### Методика эксперимента

Формирование слоев нитрида и оксида кремния проводилось в промышленном реакторе с вертикальным расположением пластин в графитовой многоэлектродной системе методом стимулированного плазмой химического осаждения. В качестве подложек использовались пластины монокристаллического кремния КДБ-12 диаметром 100 мм с ориентацией (100). Для получения пленок нитрида кремния использовалась газовая смесь  $\text{SiH}_4 - \text{NH}_3 - \text{N}_2$ . Пленки оксида кремния были получены из газовой смеси  $\text{SiH}_4 - \text{N}_2\text{O} - \text{N}_2$ . Параметры включения и выключения ВЧ-мощности варьировали при помощи широтно-импульсного модулятора. Температура подложек для всех экспериментов поддерживалась на уровне 350°C. Давление в реакторе варьировали в диапазоне от 50 до 130 Па. Рабочая мощность разряда изменялась в пределах от 500 до 1000 Вт при частоте 13,56 МГц. При получении пленок нитрида кремния расход  $\text{SiH}_4$  варьировался от 3,0 до 7,2 л/ч, расход  $\text{NH}_3$  — от 5 до 15 л/ч, при получении пленок оксида кремния отношение расходов  $\text{SiH}_4$  и  $\text{N}_2\text{O}$  изменялось от 15 до 30, в то время как расход  $\text{N}_2$  оставался постоянным (100 л/ч). Механические напряжения измеряли по смещению дифракционного пика отражения от системы атомных плоскостей на рентгеновской двухкристалльной топографической установке типа РДТ.

Эксперимент можно разделить на три основные части: химическая очистка кремниевых пластин, осаждение слоя нитрида или оксида кремния на подложку и определение параметров тонкой пленки. Пластины очищали в растворе КАРО ( $H_2SO_4:H_2O_2$  в пропорции 2:1) при  $120^\circ C$  в течение 20 мин, промывали в деионизованной воде и затем высушивали в центрифуге. Затем измеряли исходную кривизну кремниевой пластины. После этого, используя соответствующие газы, на кремниевую подложку осаждали слой нитрида кремния или оксида кремния. Следует отметить, что во всех проведенных экспериментах осаждение проводилось сразу после предварительной очистки подложек в плазме азота, для того чтобы гарантировать чистоту осаждаемого слоя. Было исследовано влияние мощности ВЧ-разряда на уровень внутренних механических напряжений и скорость осаждения, а также влияние на них давления и расхода рабочих газов.

#### Исследование пленок нитрида кремния

Для получения пленок нитрида кремния  $SiN_x$  плазменным осаждением обычно используются исходные реагенты в виде силана и аммиака. Реакция протекает следующим образом:



Величина отношения расхода  $NH_3$  к расходу  $SiH_4$  (далее для краткости — отношение  $NH_3:SiH_4$ ) влияет на то, с каким элементом — кремнием или азотом — окажется преимущественно связан водород. Увеличение расхода  $SiH_4$  приводит к увеличению связей Si–H. Значение показателя преломления пленки нитрида кремния, осажденной при различных уровнях мощности, лишь незначительно отклоняется от 2,0. Снижение расхода силана до значения, при котором отношение  $NH_3:SiH_4$  равно 10, приводит к уменьшению показателя преломления до 1,95. Дальнейшее повышение отношения  $NH_3:SiH_4$  снижает скорость осаждения и может привести к ухудшению равномерности толщины пленки по длине рабочей зоны из-за обеднения смеси силаном.

Исследование зависимости скорости осаждения пленки  $v_{ос}$  и внутренних механических напряжений  $\sigma$  от расхода аммиака проводилось при давлении в камере осаждения 75 Па и температуре подложки  $350^\circ C$ . Как видно из **рис. 1, а**, скорость осаждения пленки и внутреннее механическое напряжение увеличиваются с увеличением расхода аммиака. Причиной этого является увеличение процентного содержания N в пленке нитрида кремния  $SiN_x$ . Это является следствием того, что существует обратная зависимость между расходом  $SiH_4$  и  $NH_3$  и скоростью осаждения, так же как и уровнем внутреннего механического напряжения. Увеличение расхода  $NH_3$  приводит к увеличению процента азотосодержащих веществ в плазме и, как следствие, к увеличению содержания азота в осажденной пленке. В результате состав осажденного слоя материала будет отличаться от состава подложки, что приведет к увеличению напряжений в пленке. Снизится количество точек нуклеации, ответственных за рост пленки нитрида, что в свою очередь снизит скорость осаждения.

Для исследования влияния расхода газа  $SiH_4$  на параметры пленок  $SiN_x$  расход  $NH_3$  поддерживали

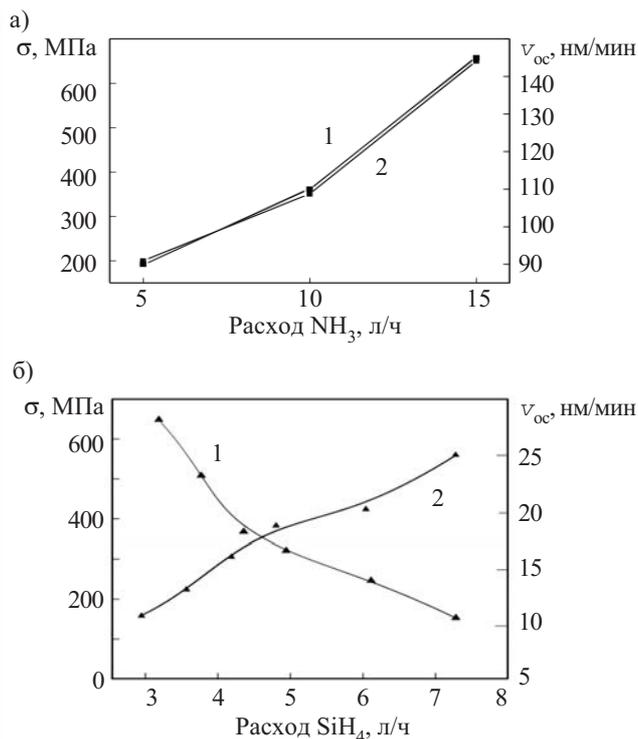


Рис. 1. Зависимость уровня внутренних механических напряжений в пленке  $SiN_x$  (1) и скорости ее осаждения (2) от расхода аммиака (а) и от расхода силана (б)

постоянными (15 л/ч), в то время как расход  $SiH_4$  изменяли в пределах от 3,0 до 7,2 л/ч. Как видно из **рис. 1, б** при увеличении расхода силана скорость осаждения пленки увеличивается, а уровень внутреннего механического напряжения в пленке падает. Скорость осаждения увеличивается, поскольку в плазме увеличивается концентрация кремнийсодержащих веществ, осаждаемых на подложку. Причиной снижения внутреннего напряжения является то, что процентное содержание Si в пленке  $SiN_x$  увеличивается, в результате чего состав осажденного слоя приближается к составу подложки. Следует отметить, что для изделий класса МЭМС, в частности для высокотемпературных мембранных датчиков, величина напряжений является очень важным параметром.

В ходе эксперимента было также исследовано влияние давления в камере на параметры осаждаемой пленки. Давление является важным фактором, поскольку все реагенты находятся в газообразном состоянии. Для этой части эксперимента была установлена мощность разряда 800 Вт. Давление варьировалось от 60 до 120 Па, в то время как расход газов был постоянным и поддерживался в соотношении  $SiH_4:NH_3:N_2=3,0:15:100$  (л/ч). Установленная зависимость показана на **рис. 2**, где видно, что при увеличении  $P$  растет  $\sigma$ . Это можно объяснить тем, что увеличение давления приводит к увеличению содержания в камере как  $NH_3$ , так и  $N_2$ , и, следовательно, к увеличению процентного содержания азота в слое. Это, в свою очередь, приводит к увеличению механического напряжения внутри осажденного слоя.

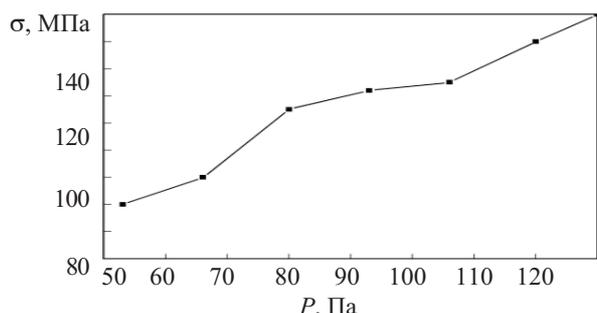


Рис. 2. Зависимость уровня внутренних механических напряжений в пленке SiN<sub>x</sub> от давления в рабочем объеме камеры

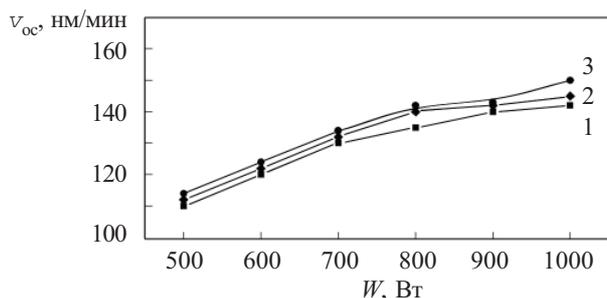


Рис. 3. Зависимость скорости осаждения пленки SiN<sub>x</sub> от мощности разряда в плазме при различном соотношении расхода газов SiH<sub>4</sub>:NH<sub>3</sub>:N<sub>2</sub> (в л/ч): 1 — 3,0:15:100; 2 — 3,6:15:100; 3 — 4,0:15:100

С увеличением мощности ВЧ-разряда скорость осаждения пленки также увеличивается (рис. 3), и это, вероятно, связано с тем, что с увеличением ВЧ-мощности достигается более высокая плотность высокоэнергичных электронов в плазме, и результатом может быть более высокая степень диссоциации и ионизации реагирующих газов.

Зависимость уровня внутренних механических напряжений от мощности ВЧ-разряда (рис. 4) была исследована при различном соотношении расхода газов SiH<sub>4</sub>:NH<sub>3</sub>:N<sub>2</sub>. Мощность на высоких частотах (13,56 МГц) изменялась от 500 до 1000 Вт.

Хотя пленки нитрида кремния, полученные в плазме, более проницаемы для ионов Na<sup>+</sup> и других примесей, чем пленки, полученные при температуре 800°С, они широко применяются в качестве пассивирующих слоев.

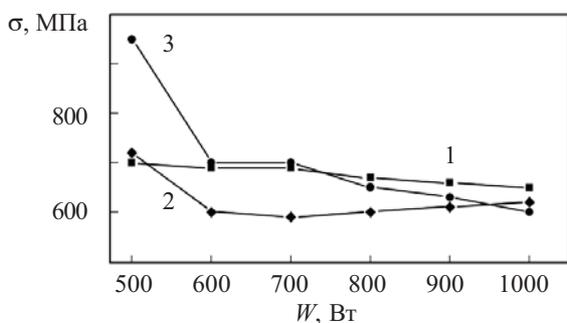


Рис. 4. Зависимость внутренних механических напряжений в пленке SiN<sub>x</sub> от мощности ВЧ-разряда при различном соотношении расхода газов SiH<sub>4</sub>:NH<sub>3</sub>:N<sub>2</sub> (в л/ч): 1 — 3,0:15:100; 2 — 3,6:15:100; 3 — 4,0:15:100

вирующих слоев. Низкая температура осаждения, хорошие диэлектрические и механические свойства делают их пригодными для применения в качестве межслойного диэлектрика.

### Исследование пленок оксида кремния

Для электрической изоляции уровней металлизации используется слой оксида кремния, получаемого методом PECVD в специальных трубчатых печах. Пленка оксида кремния обеспечивает такие свойства, как хорошая адгезия и конформность, поэтому ее можно использовать как межслойный диэлектрик.

В качестве исходных реагентов использовали силан и закись азота:



Закись азота, применяемая в качестве окислителя, препятствует зародышеобразованию в газовой фазе и связанной с этим дефектностью. Изменение отношения расхода газов SiH<sub>4</sub>:N<sub>2</sub>O влияет на показатель преломления. Так, при отношении SiH<sub>4</sub>:N<sub>2</sub>O от 20 до 30 показатель преломления достигает значения, равного 1,46. При меньших значениях отношения показатель преломления уменьшается из-за избытка азота, при больших — формируется пленка, обогащенная кремнием. Степень стехиометричности и плотность пленок оксида кремния можно оценивать по скорости их травления в растворах плавиковой кислоты. Скорость травления пленок, полученных методом PECVD, в несколько раз превышает скорость травления высокотемпературного оксида кремния.

Влияние общего рабочего давления в реакторе на скорость осаждения пленки и на уровень внутренних механических напряжений в ней показано на рис. 5. Как видно, при увеличении давления растет скорость осаждения пленки оксида кремния и увеличиваются напряжения сжатия в ней. По всей видимости, повышение давления в камере приводит к увеличению количества ионов, молекул и свободных радикалов. Следовательно, это увеличивает вероятность того, что реагенты в камере столкнутся с поверхностью подложки с такой энергией, которая будет достаточной для того, чтобы вызывать химическую реакцию, а значит можно ожидать более высокую скорость осаждения пленки.

На внутренние механические напряжения в пленке оксида кремния, полученной с плазменной акти-

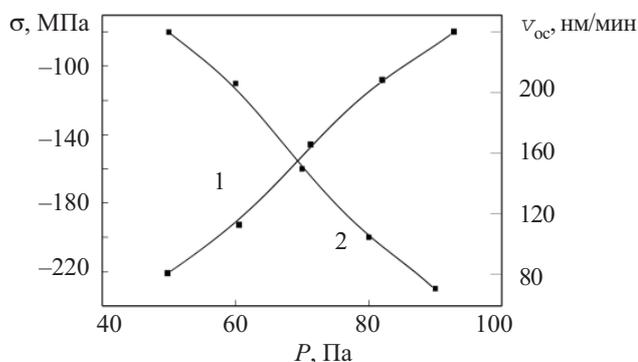


Рис. 5. Зависимость внутренних механических напряжений (1) в пленке SiO<sub>2</sub>, полученной методом PECVD, и скорости ее осаждения (2) от рабочего давления

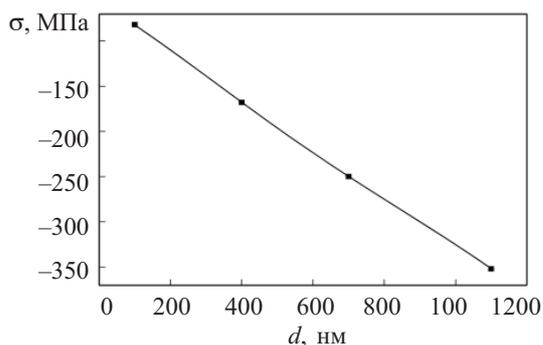


Рис. 6. Зависимость внутренних механических напряжений в пленке  $\text{SiO}_2$ , полученной методом PECVD, от ее толщины

вацией процесса, влияет и ее толщина  $d$ . Как видно из рис. 6, пленки имеют внутренние напряжения сжатия, величина которых с увеличением толщины увеличивается. При толщине пленки около 400 нм напряжение сжатия составляет порядка 160 МПа, а при толщине 1100 нм его значение уже достигает 350 МПа.

\* \* \*

Таким образом, в результате исследования характеристик пленок нитрида и оксида кремния, сформированных при температуре  $350^\circ\text{C}$  с активацией процесса осаждения плазмой, было установлено, что такие пленки целесообразно использовать для изоля-

ции и пассивации металлов с низкой температурой плавления (например, алюминия). Это связано с тем, что нитрид кремния эффективно препятствует проникновению ионов щелочных металлов и других примесей, а оксид кремния, имея напряжения сжатия, служит компенсирующим слоем для металлических пленок с напряжениями растяжения.

#### ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Rosler R. S. Low-pressure CVD production processes for poly nitride and oxide // Solid-State Technology.— 1977.— Vol. 20, N 4.— P. 63—70.
2. French P. J. Development of surface micromachining techniques compatible with on-chip electronics // J. Micromech. Microeng.— 1996.— N 6.— P. 197—211.
3. Penza M., Aversa P., Cassano G. et al. Thin-film bulk-acoustic-resonator gas sensor functionalized with a nanocomposite Langmuir-Blodgett layer of carbon nanotubes // IEEE Transactions on Electron Devices.— 2008.— Vol. 55, N 5.— P. 1237—1239.
4. Bhatt V., Chandra S., Kumar S. et al. Stress evaluation of RF sputtered silicon dioxide films for MEMS // Indian Journal of Pure & Applied Physics.— 2007.— Vol. 45.— P. 377—381.
5. Panizza M., Koehl S. The silicon solution // IEEE Spectrum.— 2005.— N 10.— P. 30—35.
6. Технология СБИС Т.2. / Под ред. С. Зи.— М.: Мир, 1986. [Pod red. S. Zi // Moscow. Mir. 1986]
7. Temple-Boyer P., Rossi C., Saint-Etienne E., Scheid E. Residual stress in low pressure chemical vapor deposition  $\text{SiN}_x$  films deposited from silane and ammonia // J. Vac. Sci. Technol. A 16 (4).— 1998.— N 7—8.— P. 2003—2007.

К. т. н. А. П. АЛИЕВА<sup>1</sup>, д. ф.-м. н. К. Ш. КАХРАМАНОВ,  
к. ф.-м. н. С. Ш. КАХРАМАНОВ

Азербайджан, г. Баку, <sup>1</sup>Азербайджанский технический университет,  
НПО «Селен» НАН АР  
E-mail: almaz46@mail.ru

Дата поступления в редакцию  
24.05 2011 г.

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

## ОСОБЕННОСТИ МОРФОЛОГИИ ФРАКТАЛЬНЫХ НАНООБЪЕКТОВ В КРИСТАЛЛАХ $A_2^V B_3^{VI}$ <ПРИМЕСЬ>

*Выявлены морфологические особенности в кристаллах  $A_2^V B_3^{VI}$  <примесь>, связанные с формированием межслоев различной толщины, которые играют принципиальную роль в аномалиях электронных свойств кристаллов.*

В последнее время свойства веществ в наноструктурном состоянии привлекают все большее внимание как исследователей, так и технологов. Физические свойства кристаллов  $A_2^V B_3^{VI}$  <примесь>, получаемых путем интеркалирования (внедрения примесей), существенно отличаются от свойств исходных соединений [1—3]. Так, например, диффузионная интеркаляция атомов Cu, Ni и др. позволяет формировать межслоевые структуры фрактального характера.

Межслоевые нанобразования оказывают существенное влияние на электронные свойства кристал-

лических систем [2—4]. В разбавленных магнитных полупроводниках  $\text{Sb}_{2-x}\text{Cr}_x\text{Te}_3$  ( $0 \leq x \leq 0,02$ ) обнаружена ферромагнитная фаза с точкой Кюри  $T_c = 5,8 \text{ K}$  при максимальном содержании Cr  $x = 0,02$ . При допировании хромом концентрация дырок в системе уменьшается. Такие кристаллы очень перспективны для использования в спинтронике. Для их получения выбираются такие условия термообработки, при которых атомы интеркалянта упорядоченно располагаются в ван-дер-ваальсовых щелях слоистого кристалла.

Целью настоящей работы являлось выявление фрактальных нанобъектов межслоевого характера в системах  $A_2^V B_3^{VI}$  <Cu, Ni, Cr, In>.

Интеркаляцию атомов Cu и Ni диффузией проводили при 500 К. Для этого термическим методом на очищенную поверхность кристаллов напыляли металлы (Cu или Ni) параллельно базовой плоскости (0001). Далее процесс внедрения примесей вдоль слоев (0001) проводили при значении градиента температу-

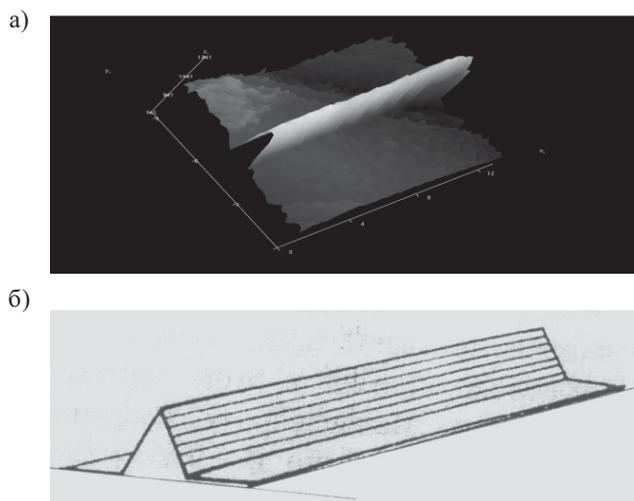


Рис. 1. АСМ-изображение нанофрагмента структуры  $Sb_2Te_3<In>$  (а) и триадная поверхность Кох в первой итерации (б)

ры  $\Delta T=30$  К/см, горячей стороной образца являлся торец с напылением меди или никеля. Отметим, что для Cu и Ni коэффициенты диффузии вдоль базовой поверхности (0001) очень велики, что способствует легкому их диффундированию в межслоевое пространство (МСП)  $Te^{(I)}-Te^{(I)}$  в течение нескольких часов.

Методом атомно-силовой микроскопии (АСМ) был проведен анализ структурного состояния базовой

поверхности (0001) кристалла  $Bi_2Te_3$ , являющейся одной из сторон МСП  $Te^{(I)}-Te^{(I)}$ , и рентгенодифрактометрические исследования состава материалов.

Среди легированных кристаллов  $A_2^V B_3^{VI}<примесь>$  наиболее характерными являются структуры  $Bi_2Te_3<Cu>$ ,  $Sb_2Te_3<Cr>$ ,  $Sb_2Te_3<In>$ , основания которых в двумерном изображении выглядят как островки. Их 3D-изображения похожи на «вискеры», расположенные перпендикулярно поверхности (0001). В настоящей работе при изучении профилограмм распределения примесей по определённому сечению для всех исследованных образцов были определены размеры (от 10 до 50 нм) наноструктурных элементов, служащих «генераторами» фрактальных межслоевых нанобъектов. Распределение таких нанообразований (наноостровков, параллельных террас-наноступеней) по поверхности (0001) указывает на фрактальный характер формирования рельефа в процессе интеркалирования. Анализ трехмерного АСМ-изображения фрагмента структуры  $Sb_2Te_3<In>$  (рис. 1, а) и сравнение его с триадной поверхностью Кох (с фрактальной размерностью  $D=2,26$ ) [5] показывает, что МСП  $Te^{(I)}-Te^{(I)}$  структур  $A_2^V B_3^{VI}<Ni, In>$  может служить нанореактором для формирования поверхностей Кох.

На АСМ-изображениях поверхности (0001) кристалла  $Sb_2Te_3<Cr>$ , интеркалированного хромом (рис. 2), видны макроступени (террасы) с максимальной длиной 2 мкм. Высота ступенек колеблется в пределах

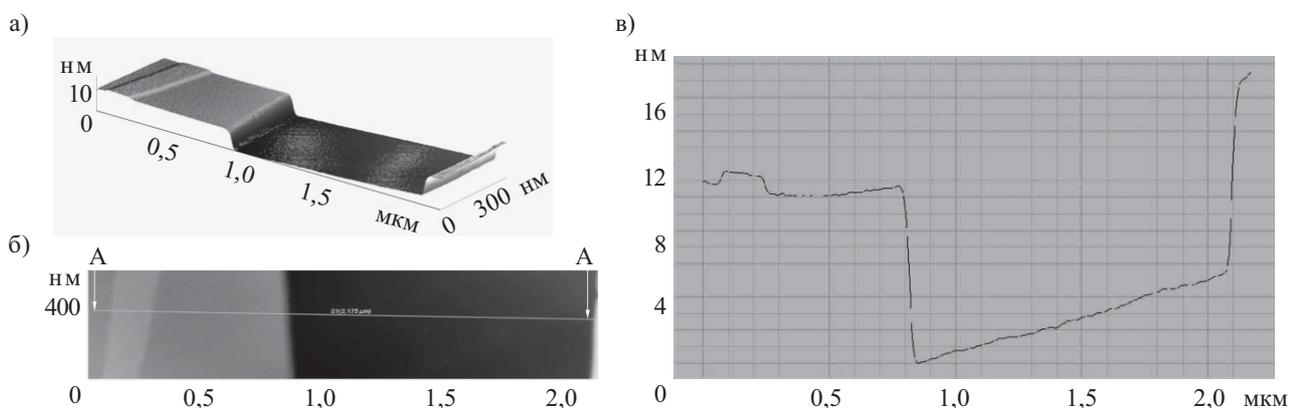


Рис. 2. Трехмерное (а) и двумерное (б) АСМ-изображение фрагмента поверхности  $Sb_2Te_3<Cr>$  и профилограмма распределения примеси по сечению АА наноступени (в)

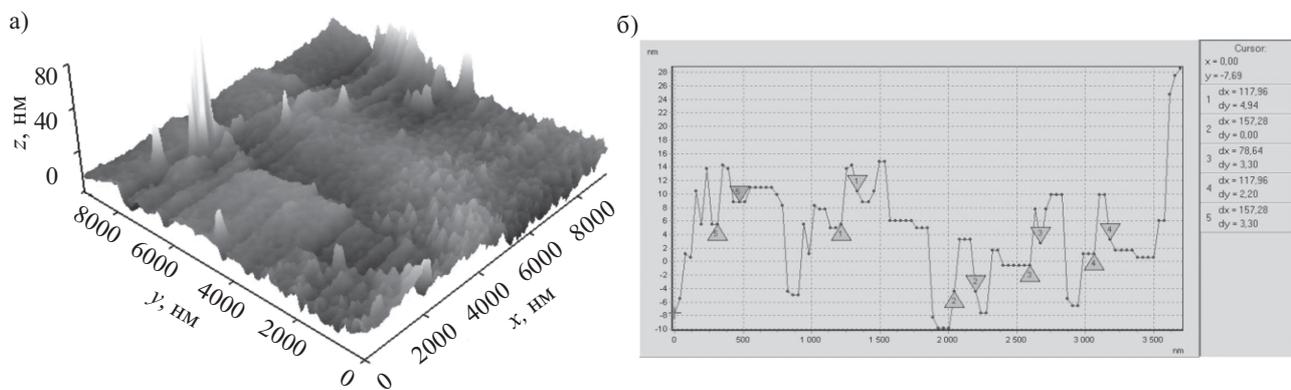


Рис. 3. АСМ-изображение (а) и профилограмма террасного распределения слоев (б) в  $Sb_2Te_3<Cr>$

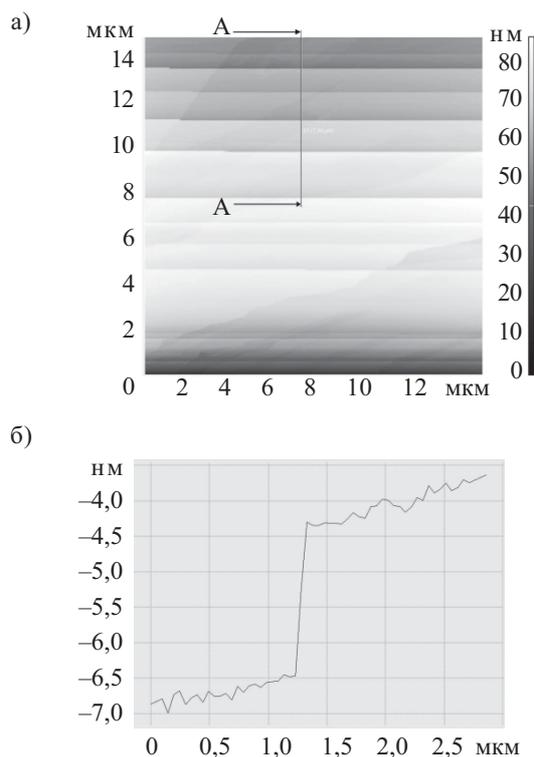


Рис. 4. Двумерное АСМ-изображение террас в  $\text{Bi}_2\text{Te}_3\langle\text{Ni}\rangle$  (а) и профилограмма по сечению AA (б)

от 0,8 до 1,5 нм; имеются области с террасами высотой до 10 нм (рис. 2, в). В отдельных областях профилограммы, не приведенных на рисунке, наблюдаются ступеньки высотой от 0,45 до 3 нм (террасы размещаются вдоль линий 160 нм) [3]. На наш взгляд, выявленные нанослои в виде террас (рис. 3) ответственны за проявление ферромагнетизма в системах  $A_2^V B_3^{VI}\langle\text{Cr}\rangle$ , однако это предположение требует дополнительных исследований.

Рентгенодифрактометрические исследования склолотой поверхности (0001)  $\text{Sb}_2\text{Te}_3\langle\text{Cr}\rangle$  подтвердили наличие не только хрома, но и  $\text{CrSb}$ .

Исследования морфологического строения и структуры межслоев в кристаллах  $\text{Bi}_2\text{Te}_3\langle\text{Cu}, \text{Ni}\rangle$  позволили объяснить многие электронные явления при формировании отдельных наностроек на их базовой поверхности (0001).

Экспериментальные данные для системы  $\text{Bi}_2\text{Te}_3\langle\text{Ni}\rangle$  приведены на рис. 4.

В процессе роста кристаллов  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ , а также при последующей интеркаляции атомов  $\text{Cu}$  и  $\text{Ni}$  в межслоевом пространстве  $\text{Te}^{(1)}\text{—Te}^{(1)}$  формируются нанобъекты с плоскости (0001) высотой 5—12 нм. Рентгенодифрактометрические исследования показали в системе  $\text{Bi}_2\text{Te}_3\langle\text{Cu}\rangle$  рефлексы от  $\text{Cu}$ , а в системе  $\text{Bi}_2\text{Te}_3\langle\text{Ni}\rangle$  рефлексы от  $\text{Ni}$  и  $\text{NiTe}_2$ .

\*\*\*

Таким образом, полученные результаты свидетельствуют о том, что при интеркалировании образуются различные наноформирования.

Межслоевые нанобъекты и формируемые ими террасные поверхности следует рассматривать как один из главных факторов, определяющих морфологию межслоевого пространства  $\text{Te}^{(1)}\text{—Te}^{(1)}$  и ответственных за проявляющиеся особенности в кинетических свойствах кристаллов  $A_2^V B_3^{VI}\langle\text{примесь}\rangle$ . Для системы  $\text{Bi}_2\text{Te}_3\langle\text{Cu}\rangle$  такие предварительные результаты опубликованы в [2].

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Тагиев Б. Г., Пашаев А. М., Алескеров Ф. К. и др. Наноступенчатые структуры в слоистых кристаллах  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$  // Сб. Трудов VII Междунар. конф. «Аморфные и микрокристаллические полупроводники». — Россия, г. Санкт-Петербург. — 2010. — С. 414. [Tagiev B. G., Pashaev A. M., Aleskerov F. K. i dr. // Sb. Trudov VII Mezhdunar. konf. «Amorfnye i mikrokrystallicheskie poluprovodniki». Russia, St. Petersburg. 2010. P. 414]
2. Кахраманов С. Ш. Самоинтеркаляция в  $\text{Bi}_2\text{Te}_3\langle\text{Cu}\rangle$  // Неорганические материалы РАН. — 2008. — Т. 44, № 1. — С. 1—9. [Kakhramanov S. Sh. Samointerkalyatsiya v  $\text{Bi}_2\text{Te}_3\langle\text{Cu}\rangle$  // Neorganicheskie materialy RAN. 2008. Vol. 44, N 1. P. 1]
3. Кульбачинский В. А., Тарасов П. М., Брюк Э. Аномальный эффект Холла и ферромагнетизм в новом разбавленном магнитном полупроводнике  $\text{Sb}_{2-x}\text{Cr}_x\text{Te}_3$  // Письма в ЖЭТФ. — 2005. — Т. 81, № 7. — С. 426—430. [Kul'bachinskii V. A., Tarasov P. M., Bryuk E. Pis'ma v ZhETF. Vol. 81, N 7. P. 426]
4. Алескеров Ф. К., Кахраманов С. Ш. Влияние межслоевых металлических нанофрагментов на кинетические свойства  $\text{Bi}_2\text{Te}_3\langle\text{Cu}, \text{Ni}\rangle$  // Металлофиз. новейшие технол. Институт металлофизики им. Г. В. Курдюмова НАНУ. — 2008. — Т. 30, № 11, С. 1465—1477. [Aleskerov F. K., Kakhramanov S. Sh. // Metallofiz. noveishie tekhnol. Institut metallofiziki im. G. V. Kurdyumova NANU. 2008. Vol. 30, N 11, P. 1465]
5. Федер Е. Фракталы. — М.: Мир, 1991. [Feder E. Fraktaly. Moscow. Mir, 1991]

О. Н. ПИГУР<sup>1</sup>, к. ф.-м. н. В. Д. ПОПОВИЧ<sup>1</sup>, Dr. P. POTERA<sup>3</sup>,  
 д. ф.-м. н. И. С. ВИРТ<sup>3</sup>, к. ф.-м. н. З. Ф. ЦИБРИЙ (ИВАСИВ)<sup>2</sup>

Украина, <sup>1</sup>Дрогобычский гос. педагогический университет  
 им. Ивана Франко; <sup>2</sup>ИФП им. В. Е. Лашкарева НАНУ;  
 Польша, <sup>3</sup>Жешувский университет  
 E-mail: tsybrii@isp.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
 29.03 2011 г.

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

## ВЛИЯНИЕ ОБРАБОТКИ ВОДОРОДОМ МОНОКРИСТАЛЛОВ Теллурида Кадмия НА ИХ СПЕКТРЫ ОПТИЧЕСКОГО ПРОПУСКАНИЯ

*Изменения в спектрах поглощения монокристаллов CdTe и CdTe:Cl p-типа объяснены пассивацией водородом мелких собственных дефектов акцепторного типа, в основе которых лежит вакансия кадмия и возникновением изолированных дефектов с участием водорода.*

Теллурид кадмия представляет значительный интерес с технологической точки зрения благодаря применению в оптоэлектронике (в качестве фоторефрактивного материала, материала для создания электрооптических модуляторов и регистрирующих сред оптических компьютеров), для конверсии энергии солнечного излучения, обнаружения X- и  $\gamma$ -радиации, а также в качестве подложек для нанесения тонких пленок методом эпитаксии для детекторных матриц инфракрасного излучения [1]. Из-за термодинамических особенностей этого соединения выращенные кристаллы CdTe обычно содержат вакансии кадмия со значительной концентрацией, которые являются доминирующим типом собственных акцепторных дефектов в данном материале [2, 3]. Чтобы компенсировать такие дефекты и достигнуть необходимого для датчиков высокоэнергетического излучения полупроводящего состояния, теллурид кадмия легируют донорными примесями, преимущественно хлором. Однако его введение может привести к возникновению дополнительных центров рассеивания — как локальных дефектов точечного типа [4], так и дефектов, связанных с неоднородным распределением примеси в объеме кристалла [5].

Уникальным элементом с точки зрения возможности уменьшения числа дефектов и их компенсации в CdTe является водород. Расчеты, проведенные в [6, 7] методом *ab initio*, указывают на его амфотерное поведение — в материале p-типа водород находится в положительно заряженном состоянии, нейтрализуя дырки, а в материале n-типа захватывает электроны, компенсируя действие доноров. Также водород образует комплексы с вакансиями кадмия, пассивируя их. Понижение уровня дефектности и улучшение оптических и электрических свойств образцов CdTe в результате имплантации водорода или отжига в водороде подтверждено экспериментально [8—11].

В настоящей работе представлены результаты исследования изменения спектров пропускания моно-

кристаллов CdTe и CdTe:Cl в областях прозрачности и краевого поглощения этого материала вследствие обработки в газовом водородном разряде. Было изучено влияние гидрогенизации на механизмы оптической экстинкции в теллуриде кадмия и установлены закономерности перестройки системы его точечных дефектов в результате введения водорода.

### Методика проведения эксперимента

Были исследованы монокристаллы теллурида кадмия — чистые, полученные методом Бриджмена, и легированные хлором (с концентрацией в навеске  $N_{Cl}=5 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ ), выращенные модифицированным методом физического транспорта через газовую фазу [12]. Кристаллы раскалывали вдоль плоскостей (110) на пластины, из которых струнной резкой вырезали образцы в форме параллелепипеда. Боковые срезы шлифовали водной суспензией микропорошка М-5, после чего образцы полировали химико-механическим способом в растворе брома в этиленгликоле и диметилформамиде. В завершение проводилась многократная промывка образцов в бидистиллированной воде и четыреххлористом углеводе марки ОСЧ.

После измерения спектров пропускания образцов их подвергали гидрогенизации в ампуле с выведенными электродами, наполненной водородом до давления 0,025 мм рт. ст. В результате приложения к электродам высокочастотного (3 кГц) напряжения в ампуле происходил газовый разряд. Образец находился в боковом отростке ампулы, и поэтому в течение обработки длительностью 2 ч его температура не превышала 60°C. Диффузионный профиль образца изучали методом масс-спектропии вторичных ионов, используя прибор марки IMS-4F. Анализ полученных спектров показал, что водород проникает в образец на глубину в несколько микрон, а его концентрация на поверхности образца приблизительно на порядок больше, чем внутри.

Спектры пропускания в области длинноволнового края полосы собственного поглощения были получены с помощью спектрометра модели UNICAM UV 300. Спектральная разрешающая способность составляла 0,5 нм, максимальная погрешность по пропусканию не превышала 1%. Спектры в средней и дальней инфракрасной области получали с помощью Фурье-спектрометра модели Spectrum BX-II (производства фирмы Perkin Elmer), который базируется на однолучевом сканирующем интерферометре Dynascan

с Ge/KBr-распределителем луча. Сигнал регистрировали с помощью DTGS-детектора. Спектральная разрешающая способность такого прибора не хуже чем  $0,8 \text{ см}^{-1}$ , отношение «полезный сигнал/шум» — более 15000.

Коэффициент поглощения  $\alpha$  рассчитывали через коэффициент пропускания  $T$ , используя известное выражение

$$\alpha = \left( (1-R)^2 + \sqrt{(1-R)^4 + 4T^2 R^2} \right) / (2Td). \quad (1)$$

Здесь

$$R = \left( (n-1)^2 + k^2 \right) / \left( (n+1)^2 + k^2 \right); \quad (2)$$

где  $d$  — толщина образца;

$R$  — коэффициент однократного отражения при нормальном падении луча;

$n$  — коэффициент преломления;

$k$  — главный показатель поглощения,  $k = \alpha / (4\pi\nu)$ ;

$\nu$  — частота падающего излучения.

Коэффициент преломления теллурида кадмия рассчитывали по формуле, приведенной в [13].

Исходные исследуемые образцы обладали дырочным типом проводимости. При комнатной температуре удельное сопротивление нелегированного материала составляло  $10^3$ — $10^4 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ , а легированного хлором превышало  $10^8 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ .

**Собственное поглощение в области длинноволнового края спектра**

Изменение коэффициента поглощения в области края фундаментальной полосы поглощения для образцов CdTe и CdTe:Cl вследствие их гидрогенизации

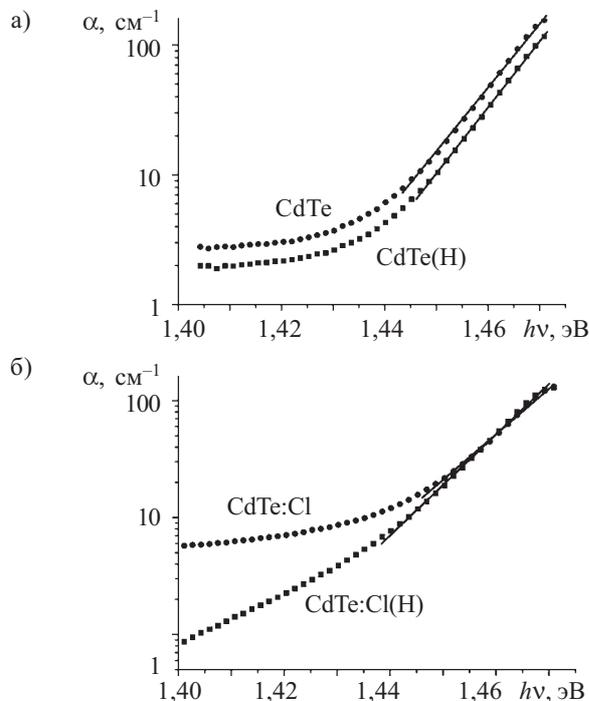


Рис. 1. Спектральная зависимость коэффициентов поглощения образцов CdTe (а) и CdTe:Cl (б) при температуре 300 К в области длинноволнового края спектра собственного поглощения до и после гидрогенизации

ции показано на рис. 1. В диапазоне больших значений коэффициента поглощения экспериментальные результаты хорошо описываются эмпирическим правилом Урбаха [14], которое для случая постоянной температуры можно записать в виде

$$\alpha = \alpha_0 \exp\left(-\left(E_g - h\nu\right)/\Delta_0\right), \quad (3)$$

где  $\alpha_0$  — значение коэффициента поглощения, экстраполированное к ширине запрещенной зоны;

$E_g$  — ширина запрещенной зоны CdTe, при комнатной температуре  $E_g = 1,513 \text{ эВ}$  [15];

$\Delta_0$  — постоянная, которую можно рассматривать как меру разупорядочения материала.

Значения  $\alpha_0$  и  $\Delta_0$  для исследуемых образцов до и после гидрогенизации приведены в таблице.

Результаты расчета параметров образцов CdTe по кривым поглощения в области края фундаментальной полосы поглощения при 300К

Образец	$\alpha_0, \text{ см}^{-1}$	$\Delta_0, \text{ мэВ}$	$\gamma, \text{ мэВ}$	$N_b, \text{ см}^{-3}$
CdTe	20107	8,76	—	—
CdTe(H)	19348	8,29	—	—
CdTe:Cl	6115	11,15	30,08	$1,12 \cdot 10^{18}$
CdTe:Cl(H)	10010	10,09	29,41	$1,02 \cdot 10^{18}$

Как видно из рис. 1, а, край полосы поглощения нелегированных кристаллов вследствие обработки в водород сдвигается в коротковолновую область с одновременным уменьшением коэффициента поглощения. В нелегированном материале поглощение в рассматриваемой области спектра, очевидно, связано с индуцированными освещением переходами электронов в зону проводимости с уровней собственных мелких акцепторных центров. Ими в теллуриде кадмия  $p$ -типа являются, прежде всего, дефекты решетки при участии катионной вакансии:  $V_{\text{Cd}}^-$  с энергетическим уровнем  $E_V + (0,065...0,069) \text{ эВ}$  [16, 17] и ассоциат вида  $(V_{\text{Cd}}^- 2D)$  (где  $D$  — мелкие неконтролируемые примеси донорного типа) с энергетическим уровнем  $E_V + (0,047...0,050) \text{ эВ}$  [16, 18].

Следует отметить, что аналогичное изменение спектра поглощения вызвал отжиг низкоомных кристаллов  $p$ -типа в парах кадмия, который уменьшает концентрацию катионных вакансий [19]. И наоборот, термообработка в вакууме сдвигает край спектра поглощения в сторону меньших значений энергии и увеличивает поглощение за счет роста числа дефектов этого типа [17].

Водород пассивирует вакансии кадмия, формируя комплекс вида  $H-V_{\text{Cd}}$ . Проведя расчеты из первых принципов (методом *ab initio*), авторы [7] установили, что наиболее стабильной является  $P_2$ -конфигурация этого ассоциата. Она образуется, когда водород занимает вакантное место в катионной подрешетке и связывается с одним из ближайших атомов теллура. При этом последний релаксирует в направлении от  $H_{\text{Cd}}$ , а три других ближайших атома — в направлении к атому водорода. Если уровень Ферми находится в диапазоне  $E_F = E_V + (0,069...0,38) \text{ эВ}$ , что соответствует

нашему случаю, то образование комплекса  $P_2$  является энергетически выгодным, поскольку энергия его формирования ниже, чем изолированной вакансии кадмия, и описывается реакцией  $V_{Cd}^- + H^+ + e^- \rightarrow P_2$ . Поскольку комплекс  $P_2^-$  является более глубоким акцептором, чем  $V_{Cd}^-$ , краевое поглощение уменьшается. Еще одним последствием такой пассивации должно быть снижение проводимости материала. Действительно, удельное сопротивление образца, спектры которого показаны на рис. 1, *a*, возросло с  $7 \cdot 10^3$  до  $4 \cdot 10^4$  Ом·см вследствие гидрогенизации.

Край полосы поглощения в образцах CdTe:Cl более пологий, и его наклон увеличивается после обработки в водороде (рис. 1, *b*). В [20] было показано, что характер спектральной зависимости коэффициента поглощения в таком материале может быть описан в рамках теории Шкловского и Эфроса [21]. Для сильно легированных компенсированных проводников такой характер воссоздает «хвосты» плотности электронных состояний, причиной существования которых являются локальные неоднородности в распределении легирующей примеси, и описывается выражением

$$\alpha = \alpha_0 \exp(-\Delta^2/\gamma^2), \quad (4)$$

где  $\Delta$  — дефицит энергии кванта излучения,  $\Delta = E_g - h\nu$ ;  $\gamma$  — энергетический размер флуктуаций примесного потенциала.

Последний определяется по формуле

$$\gamma = e^2 \sqrt{N_t R_0} / (2\sqrt{\pi} \epsilon_0 \epsilon), \quad (5)$$

где  $e$  — элементарный электрический заряд;  
 $\epsilon$  — коэффициент экстинкции,  $\epsilon = \alpha + \sigma$ ;  
 $\alpha$  и  $\sigma$  — коэффициенты соответственно поглощения и рассеивания;  
 $N_t$  — суммарная концентрация заряженных доноров и акцепторов,  $N_t = N_D + N_A$ ;  
 $R_0$  — радиус экранирования.

В сильно компенсированном высокоомном материале в качестве радиуса экранирования выступает характерная длина корреляции в размещении примесей, которая определяется как [22]

$$R_0 = \sqrt{\epsilon_0 \epsilon k T_0} / (2N_t e^2), \quad (6)$$

где  $T_0$  — температура «замораживания» диффузии, оцененная в [20] на уровне 500 К.

Результаты расчетов значений  $\gamma$  и  $N_t$  по формулам (4)—(6) представлены в таблице. Видно, что концентрация мелких заряженных центров, ответственных за появление «хвостов» плотности состояний в легированном хлором CdTe, немного уменьшается. Значительный спад поглощения в области меньших значений энергии фотонов свидетельствует о снижении концентрации и более глубоких акцепторных уровней. Таким образом, подтверждаются выводы предыдущего исследования [23], в котором было обнаружено уменьшение интенсивности свечения связанных с комплексами  $V_{Cd}^- 2Cl$  полос краевой люминесценции в образцах CdTe:Cl ( $N_{Cl} = 5 \cdot 10^{18}$  см<sup>-3</sup>) с поверхностями, полированными химико-механическим способом, после их обработки в разряде водорода. По нашему мнению, наблюдаемые изменения в

спектрах поглощения объясняются тем, что часть катионных вакансий вследствие гидрогенизации образцов образует комплексы с атомами водорода. Такая перестройка дефектной структуры, тем не менее, существенно не меняет степень компенсации и удельное сопротивление легированного материала.

### Экстинкция в области прозрачности CdTe

Типичные спектры оптической экстинкции исследованных при температуре 300 К образцов CdTe и CdTe:Cl в том диапазоне спектра, который является областью прозрачности теллурида кадмия, показаны на рис. 2. Наблюдается рост поглощения в длинноволновой области для нелегированных образцов, подвергнутых гидрогенизации (рис. 2, *a*). Поскольку при исследовании спектров краевого поглощения обнаружено уменьшение числа мелких акцепторных примесей, поглощение в диапазоне энергий  $h\nu < 0,1$  эВ, очевидно, связано с донорами. В теоретической работе [6] показано, что когда уровень Ферми находится в нижней половине запрещенной зоны, примесь H располагается преимущественно на связях Cd–Te ближе к атому теллура. Для низкоомных кристаллов *p*-типа энергия формирования такого дефекта самая низкая из всех других энергий формирования изолированных дефектов с участием водорода, в том числе и энергии образования комплекса  $P_2$ , полученной в [7] с использованием того же метода расчета. Водород выступает в качестве донора, образуя уровни вблизи дна зоны проводимости теллурида кадмия. По нашему мнению, именно индуцированные освещением переходы электронов из этих центров в зону проводимости являются причиной наблюдаемого роста поглощения. Кроме того, освобожденные элект-

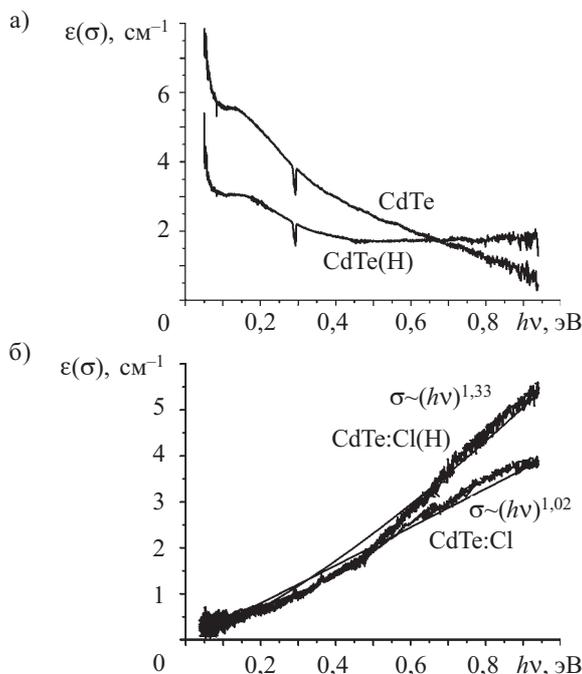


Рис. 2. Спектральная зависимость коэффициента экстинкции  $\epsilon$ , определяемого поглощением образца CdTe (*a*) и рассеиванием на гетерогенных частицах легированного образца CdTe:Cl (*b*) до и после гидрогенизации (линии на *b*) — аппроксимация)

троны компенсируют акцепторные уровни в материале *p*-типа, внося вклад в снижение его проводимости. Расположенные на 0,06 эВ ниже дна зоны проводимости донорные уровни изолированного водорода были обнаружены методом фотоэлектрической нестационарной спектроскопии в подвергнутых протонной имплантации пленках CdTe:І *n*-типа [24].

Полоса в области 0,15 эВ связана с переходами электронов в зону проводимости из А-центра ( $V_{\text{Cd}}-D$ ) или с ионизацией акцепторных центров меди, которая является обычной неконтролируемой примесью в CdTe [25]. Более коротковолновое поглощение вызвано оптическими переходами с более глубокими уровнями примесей, собственных дефектов или комплексов, которые могут присутствовать в объеме материала образцов [26].

Ход и форма спектров экстинкции легированных хлором образцов указывает на то, что доминирующим механизмом экстинкции является рассеивание на частицах другой фазы. В этом случае коэффициент рассеивания  $\sigma$  изменяется в соответствии с зависимостью вида  $\sigma \sim (h\nu)^m$ , причем значение показателя степени *m* и спектральные границы выполнения степенной зависимости соответствуют рассеиванию на гетерогенных частичках субмикронных размеров [5, 27]. Исследования методом масс-спектроскопии вторичных ионов показали, что в случае сильно легированного CdTe:Cl такие частички обогащены хлором, который выделяется вследствие превышения границы его растворимости в теллуриде кадмия [12]. Из рис. 2, б видно, что гидрогенизация при температуре 50–60°C не приводит к «рассасыванию» этих частиц (т. е. к уменьшению их размера и концентрации). Для улучшения однородности исследуемых образцов необходимо проводить кратковременный отжиг материала при более высокой температуре [5].

### Выводы

Проведенные исследования подтверждают правомочность теоретической модели компенсации водородом собственных дефектов в теллуриде кадмия. Установлено, что вызванная гидрогенизацией перестройка структуры дефектов приводит к росту степени компенсации и повышению удельного сопротивления номинально чистого CdTe, но не повышает однородность сильно легированного CdTe:Cl. Полученные экспериментальные результаты имеют практическое значение, так как показывают возможное направление совершенствования технологии улучшения качества материала.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Triboulet R., Siffert P. CdTe and related compounds; physics, defects, hetero- and nano-structures, crystal growth, surface and applications. Part II: crystal growth, surface and applications.— Elsevier Ltd., 2010.
2. Hage-Ali M., Siffert P. Status of semi-insulating cadmium telluride for nuclear radiation detectors // Nucl. Instr. Meth. A.— 1992.— Vol. 322.— P. 313—323.
3. Brebrick R. F. CdTe I: Defect chemistry // J. Phys. Chem. Sol.— 1996.— Vol. 57.— P. 451—460.
4. Shin H.-Y., Sun C.-Y. Temperature-gradient-solution grown CdTe crystals for  $\gamma$ -ray detectors // J. Cryst. Growth.— 1998.— Vol. 186.— P. 67—78.
5. Popovych V. D., Sizov F. F., Parfenjuk O. A. et al. The effect of inhomogeneous dopant distribution on the electrical transport properties and thermal stability of CdTe:Cl single crystals // Semicond. Sci. Techn.— 2010.— Vol. 25.— P. 0305001 1—6.
6. Rak Z. S., Mahanti S. D., Mandal K. C. Ab initio studies of hydrogen defects in CdTe // J. Electr. Mater.— 2009.— Vol. 38.— P. 1539—1547.
7. Qu X. D., Sun L. Z., Chen Y. P. et al. Binding energy of hydrogen-Cd vacancy complex in CdTe // Phys. Lett. A.— 2009.— Vol. 373.— P. 791—794.
8. Svob L., Heurtel A., Marfaing Y. Neutralization of acceptor and donor impurities in hydrogenated CdTe // J. Cryst. Growth.— 1990.— Vol. 86.— P. 815—818.
9. Kim M. D., Kang T. W., Kim T. W. Hydrogenation and annealing effects on the deep levels and acceptor neutralization in *p*-CdTe // Appl Surf. Sci.— 1999.— Vol. 137.— P. 57—60.
10. Reislohner U., Achtziger N., Hulsen C. et al. Passivation and reactivation of shallow level defects in *p*-CdTe after low-energy hydrogen implantation // J. Cryst. Growth.— 2000.— Vol. 214/215.— P. 979—982.
11. Sitharaman S., Raman R., Durai L. et al. Effect of hydrogenation on the electrical and optical properties of CdZnTe substrates and HgCdTe epitaxial layers // J. Cryst. Growth.— 2005.— Vol. 285.— P. 318—326.
12. Popovych V. D., Virt I. S., Sizov F. F. et al. The effect of chlorine doping concentration on the quality of CdTe single crystals grown by the modified physical vapor transport method // J. Cryst. Growth.— 2007.— Vol. 308.— P. 63—70.
13. Hlidek P., Bok J., Grill R. Refractive index of CdTe: spectral and temperature dependence // J. Appl. Phys.— 2001.— Vol. 90.— P. 1672—1674.
14. Urbach F. The long-wavelength edge of photographic sensitivity and of the electronic absorption of solids // Phys. Rev.— 1953.— Vol. 92.— P. 1324.
15. Fonthal G., Tirado-Mejia L., Marin-Hurtado J. I. et al. Temperature dependence of the band gap energy of crystalline CdTe // J. Phys. Chem. Solids.— 2000.— Vol. 61.— P. 579—583.
16. Агринская Н. В., Матвеев О. А., Никитин А. В. и др. Особенности спектров краевой люминесценции кристаллов CdTe<Cl> // Физика и техника полупроводников.— 1987.— Т. 21, № 4.— С. 676—679. [Agrinskaya N. V., Matveev O. A., Nikitin A. V. i dr. // Fizika i tekhnika poluprovodnikov. 1987. Vol. 21, N 4. P. 676]
17. Агринская Н. В., Матвеев О. А. Спектр локализованных состояний вблизи края собственного поглощения и возможный механизм компенсации в кристаллах CdTe<Cl> // Физика и техника полупроводников.— 1983.— Т. 17, № 3.— С. 394—397. [Agrinskaya N. V., Matveev O. A. // Fizika i tekhnika poluprovodnikov. 1983. Vol. 17, N 3. P. 394]
18. Shin H.-Y., Sun C.-Y. The exciton and edge emission in CdTe crystals // Mater. Sci. Eng. B.— 1998.— Vol. 52.— P. 78—83.
19. Киреев П. С., Волкова Л. В., Волков В. В. и др. Спектр поглощения теллурида кадмия в области длинноволнового края фундаментальной полосы // Физика и техника полупроводников.— 1972.— Т. 6, № 1.— С. 135—139. [Kireev P. S., Volkova L. V., Volkov V. V. i dr. // Fizika i tekhnika poluprovodnikov. 1972. Vol. 6, N 1. P. 135]
20. Попович В. Д., Потера Р., Вирт И. С. и др. Влияние примеси хлора на длинноволновую крайнюю полосу поглощения монокристаллов CdTe // Физика и техника полупроводников.— 2009.— Т. 43, № 6.— С. 759—763. [Popovich V. D., Potera P., Virt I. S. i dr. // Fizika i tekhnika poluprovodnikov. 2009. Vol. 43, N 6. P. 759]
21. Шкловский Б. И., Эфрос А. Л. Межзонное поглощение света в сильно легированных полупроводниках // Журнал экспериментальной и теоретической физики.— 1970.— Т. 59, № 10.— С. 1343—1352. [Shklovskii B. I., Efros A. L. // Zhurnal eksperimental'noi i teoreticheskoi fiziki. 1970. Vol. 59, N 10. P. 1343]
22. Гальперн Ю. С., Эфрос А. Л. Электронные свойства компенсированных полупроводников с коррелированным распределением примесей // Физика и техника полупроводников.— 1972.— Т. 6, № 6.— С. 1081—1088. [Gal'pern Yu. S., Efros A. L. // Fizika i tekhnika poluprovodnikov. 1972. Vol. 6, N 6. P. 1081]
23. Пігур О. М., Цюцюра Д. І., Попович В. Д., та ін. Вплив обробки поверхні на електричні та люмінесцентні властивості напівізолюючого CdTe, легованого хлором // Український фізический журнал.— 2006.— Т. 51, № 11—12.— С. 1105—1108. [Pigur O. M., Tsyutsyura D. I., Popovich V. D., ta in. // Ukrainskii fizicheskii zhurnal. 2006. Vol. 51, N 11—12. P. 1105]
24. Kolkovsky V.I., Kolkovsky V., Nielsen K. B. et al. Donor level of interstitial hydrogen in CdTe // Phys. Rev. B.— 2009.— Vol. 80.— P. 165205 1—6.
25. Hofmann D. M., Omling P., Grimmeiss H. G. et al. Identification of the chlorine A center in CdTe // Phys. Rev. B.— 1992.— Vol. 45.— P. 6247—6250.
26. Mathew X. Photo-induced current transient spectroscopic study of the traps in CdTe // Sol. Energ. Mat. Sol. Cells.— 2003.— Vol. 76.— P. 225—242.
27. Becker U., Rudolph P., Boyn R. et al. Characterization of *p*-type CdTe Bridgman crystals by infrared extinction spectra // Phys. Stat. Sol. A.— 1990.— Vol. 120.— P. 653—660.

Д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ, к. ф.-м. н. О. Н. МАНИК,  
Т. О. МАНИК, В. Р. БИЛИНСКИЙ-СЛОТЫЛО

Украина, Черновицкий национальный университет  
имени Юрия Федьковича  
E-mail: AshcheulovAA@rambler.ru, manykto@rambler.ru

Дата поступления в редакцию  
04.05 2011 г.

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

## ОСОБЕННОСТИ ХИМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ СУРЬМЫ. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ

*Выявлена тонкая структура химической связи сурьмы. Определены границы полиморфизма сурьмы, что открывает новые технологические возможности создания материалов разного рода для элементов электронной техники.*

Большую актуальность в настоящее время приобретают исследования полупроводниковых материалов на основе сурьмы и разработка новых технологий их получения [1—6], поскольку этот элемент входит в состав многих соединений, в том числе полупроводниковых (например, групп  $A^2B^5$ ,  $A^3B^5$ ,  $A^5B^5$ ,  $A^5B^6$ ). Кроме того, сурьма широко используется в качестве лигатуры.

Повышенный интерес к сурьме обусловлен еще и свойственными ей полиморфными превращениями. Поскольку каждой из модификаций соответствует определенное поле устойчивости диаграммы состояния, это вызывает некоторые технологические трудности.

Решение этой проблемы позволяет найти новые технологические подходы к получению различных материалов с заданными свойствами, повысить процент выхода годных изделий. В связи с этим, целью настоящей работы было исследование особенностей химической связи сурьмы, знание которых позволило бы определить температуру формирования ее неэквивалентных составляющих и соответствующих им полиморфных модификаций, а также раскрыть технологические возможности для ее применения.

### Кристаллическая структура сурьмы

Сурьма — элемент V группы Периодической системы химических элементов. Это серебристо-серый металл с большой отражательной способностью. В соединениях проявляет степень окисления –3, +3 и +5. Известны четыре металлических аллотропные модификации, существующие при различных давлениях, и три аморфные. При обычных условиях устойчива лишь кристаллическая, имеющая ромбоэдрическую структуру с параметрами решетки  $a = 4,5064 \text{ \AA}$ ,  $\alpha = 57,1^\circ$  и наименьшими расстояниями между атомами  $3,3892 \text{ \AA}$  и  $2,8775 \text{ \AA}$ . Существует также гексагональная модификация сурьмы с параметрами решетки  $a = 4,307 \text{ \AA}$ ,  $c = 11,27 \text{ \AA}$  ( $c/a = 2,62$ ) [7]. Физическая природа их возникновения в настоящее время не известна. Высокочистые монокристаллы сурьмы

пластичны при температуре 293 К и хрупки при 233 К. В зависимости от технологии получения эти материалы характеризуются различными значениями физико-химических параметров.

Исследование особенностей химических связей и полиморфных модификаций сурьмы проводилось с использованием многофакторного подхода [4, 5, 8], а также с помощью математических моделей, позволяющих рассчитывать компоненты силовых матриц микроскопической теории кристаллических решеток путем решения обратной задачи теории упругости.

### Теория химической связи сурьмы

Теория упругости [9] рассматривает кристалл как континуум с постоянной плотностью  $\rho$  в недеформированном равновесном состоянии. При этом состояние кристалла описывается векторным полем смещения  $S(R, t)$ , задающим в момент  $t$  смещение некоторой точки, имеющей в равновесии координату  $R$ . Деформацию континуума при этом определяет симметричный тензор деформации

$$\epsilon_{mn} = \frac{1}{2}(S_{m/n} + S_{n/m}), \quad (1)$$

где  $S_{m/n} = \partial S_m / \partial x_n$  характеризует изменение  $x_n$ -компонент вектора смещения.

Напряжения и деформации, согласно [9], связываются тензором четвертого ранга

$$\sigma_{ik} = \sum_{m,n} C_{ik, mn} \epsilon_{mn}, \quad (2)$$

где  $\sigma_{ik}$  — тензор напряжений;

$C_{ik, mn}$  — тензор упругих постоянных.

Уравнение движения в рамках теории упругости

$$\rho \ddot{S}_i = \sum_{k, mn} C_{ik, mn} S_{m/nk}, \quad (3)$$

при условии равенства сил инерции и сил, вызванных напряжениями, сравним с уравнением движения в рамках теории решетки [10]

$$M \ddot{S}_i^m = - \sum_{n,k} \Phi_{ik}^{mn} S_i^n, \quad (4)$$

где  $\Phi_{ik}^{mn} = \left. \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x_i^m \partial x_k^n} \right|_{R=R_0}$  — сила, действующая на атом

$m$  в направлении  $i$ , когда атом  $n$  смещен на расстоя-

ние  $S$  в направлении  $k$ , в то время как все другие атомы находятся в состоянии равновесия ( $R=R_0$ ).

Заменим в уравнении (4)  $S_i^n$  полем смещений  $S_i(R,t)$  [10]:

$$S_i^n = S(An,t). \quad (5)$$

Затем, разлагая  $S_i^n$  в ряд возле точки  $R=An$ , где  $A$  — матрица, задающая положение ядра в решетке, а также вводя плотность  $\rho=M/V_z$ , где  $M$  — усредненная масса, а  $V_z$  — объем элементарной ячейки, получим

$$\rho \ddot{S}_i = \sum_{kmn} \tilde{C}_{ik, mn} S_{k/mn}, \quad (6)$$

где

$$\tilde{C}_{ik, mn} = -\frac{1}{2V_z} \sum_h \Phi_{ik}^h (Ah)_m (Ah)_n. \quad (7)$$

Здесь  $\tilde{C}_{ik, mn}$  — тензор упругих постоянных, отражающий взаимосвязь между теорией упругости и теорией кристаллической решетки;  $\Phi_{ik}^h$  — силовые матрицы для различных  $h$  направлений кристалла;  $A$  — матрица базисных векторов, задающая структуру элементарной ячейки и операции симметрии, оставляющие  $h$  инвариантным.

Для описания упругих свойств сурьмы использовалась модель пружинной связи, согласно которой колебания вдоль межатомных связей характеризуются коэффициентом упругости  $f^{(\ell)}$ , где  $\ell$  принимает

значения, соответствующие неэквивалентным межатомным расстояниям элементарной ячейки. Результаты расчета межатомных расстояний для сурьмы гексагональной и ромбоэдрической симметрии приведены в **таблице**. В случае модели пружинной связи величины  ${}^{(\ell)}\Phi_{ik}^{(h)}$  выражаются через  $f^{(\ell)}$  следующим образом:

$$\|{}^{(\ell)}\Phi_{ik}^{(h)}\| = f^{(\ell)} \|{}^{(\ell)}\alpha_{ik}^{(h)}\|, \quad (8)$$

где  ${}^{(\ell)}\alpha_{ik}^{(h)} = \cos \varphi_{\ell i}^h \cos \varphi_{\ell k}^h$  — произведение направляющих косинусов межатомных связей  $\varphi_{\ell}$  с осями координат  $x_i$  и  $x_k$  ( $1 \leq i, k \leq 3$ ) элементарной ячейки.

Следует также отметить, что приведенные в таблице координаты атомов получены с учетом наименьших межатомных расстояний. При этом реальные структуры отличаются от идеальных (гексагональной и ромбоэдрической) наличием неэквивалентных расстояний между первыми и вторыми «соседями» (см. **рисунок**).

Исходя из полученных результатов были найдены соотношения, характеризующие взаимосвязь между силовыми матрицами и упругими постоянными для кристаллов сурьмы. Подставляя в (7) различные значения индексов  $i, k, m, n$ , допускаемые характеристиками группы симметрии кристалла, была получена система алгебраических уравнений, отражающих зависимость тензора упругих постоянных  $\tilde{C}_{ik, mn}$  от коэффициента упругости  $f^{(\ell)}$ , как для гексагональной,

Параметры сурьмы

$\ell$	Гексагональная модификация				Ромбоэдрическая модификация			
	$r_{\text{гекс}}^{(\ell)*}$ , Å	$f_{\text{гекс}}^{(\ell)}$ , Н/м	$\omega_{\text{гекс}}^{(\ell)} \cdot 10^{13}$ , с <sup>-1</sup>	$T_{\text{гекс}}^{(\ell)}$ , К	$r_{\text{ромб}}^{(\ell)**}$ , Å	$f_{\text{ромб}}^{(\ell)}$ , Н/м	$\omega_{\text{ромб}}^{(\ell)} \cdot 10^{13}$ , с <sup>-1</sup>	$T_{\text{ромб}}^{(\ell)}$ , К
1	2,8779	52	4,737	903	2,8775	55	4,872	928,735
2	3,38924	37,5	4,023	767	3,3892	39,645	4,136	790
3	3,8	29,8255	3,587	684	4,5064	22,406	3,11	597
4	3,92935	27,886	3,47	660	4,6958	20,74	3	576,4
5	4,307	23,2	3,164	603	5,637	14,33	2,49	474,66
6	5,18	16,046	2,63	501,35	6,4433	11	2,18	415,57
7	5,48	14,34	2,4875	474,24	7,9213	7,26	1,77	337,41
8	6,26	11	2,18	415,56	8,662	6,07	1,62	308,82
9	6,68	9,65	2,04	388,9	9,1884	5,4	1,53	291,66
10	—	—	—	—	9,7034	4,84	1,445	275,456
11	—	—	—	—	12,81	2,78	1,1	209,69

\*  $r_{\text{гекс}}^{(1)} = R_{01'} = R_{02'} = R_{03'} = R_{1'2'} = R_{2'3'} = R_{1'3'}$ ;  $r_{\text{гекс}}^{(2)} = R_{01''} = R_{02''} = R_{03''} = R_{1''2''} = R_{2''3''} = R_{1''3''}$ ;  $r_{\text{гекс}}^{(3)} = R_{1'1} = R_{1'2} = R_{2'3} = R_{2'4} = R_{3'5} = R_{3'6}$ ;  $r_{\text{гекс}}^{(4)} = R_{1''1} = R_{1''6} = R_{2''2} = R_{2''3} = R_{3''4} = R_{3''5}$ ;  $r_{\text{гекс}}^{(5)} = R_{01} = R_{02} = R_{03} = R_{04} = R_{05} = R_{06}$ ;  $r_{\text{гекс}}^{(6)} = R_{1'3} = R_{1'6} = R_{2'2} = R_{2'5} = R_{3'4} = R_{3'1}$ ;  $r_{\text{гекс}}^{(7)} = R_{1''2} = R_{1''5} = R_{2''1} = R_{2''4} = R_{3''3} = R_{3''6}$ ;  $r_{\text{гекс}}^{(8)} = R_{1'4} = R_{1'5} = R_{2'6} = R_{2'1} = R_{3'2} = R_{3'3}$ ;  $r_{\text{гекс}}^{(9)} = R_{1''3} = R_{1''4} = R_{2''6} = R_{2''5} = R_{3''2} = R_{3''1}$ .

\*\*  $r_{\text{ромб}}^{(1)} = R_{23} = R_{24} = R_{34}$ ;  $r_{\text{ромб}}^{(2)} = R_{11'} = R_{12'} = R_{13'} = R_{14'} = R_{15'} = R_{16'}$ ;  $r_{\text{ромб}}^{(3)} = R_{12} = R_{13} = R_{14}$ ;  $r_{\text{ромб}}^{(4)} = R_{21'} = R_{22'} = R_{23'} = R_{33'} = R_{34'} = R_{35'} = R_{36'}$ ;  $r_{\text{ромб}}^{(5)} = R_{23'} = R_{26'} = R_{32'} = R_{35'} = R_{41'} = R_{44'}$ ;  $r_{\text{ромб}}^{(6)} = R_{24'} = R_{25'} = R_{31'} = R_{36'} = R_{42'} = R_{43'}$ ;  $r_{\text{ромб}}^{(7)} = R_{15} = R_{16} = R_{17}$ ;  $r_{\text{ромб}}^{(8)} = R_{52'} = R_{53'} = R_{64'} = R_{65'} = R_{71'} = R_{76'}$ ;  $r_{\text{ромб}}^{(9)} = R_{51'} = R_{54'} = R_{63'} = R_{66'} = R_{72'} = R_{75'}$ ;  $r_{\text{ромб}}^{(10)} = R_{56'} = R_{55'} = R_{61'} = R_{62'} = R_{73'} = R_{74'}$ ;  $r_{\text{ромб}}^{(11)} = R_{18}$ .

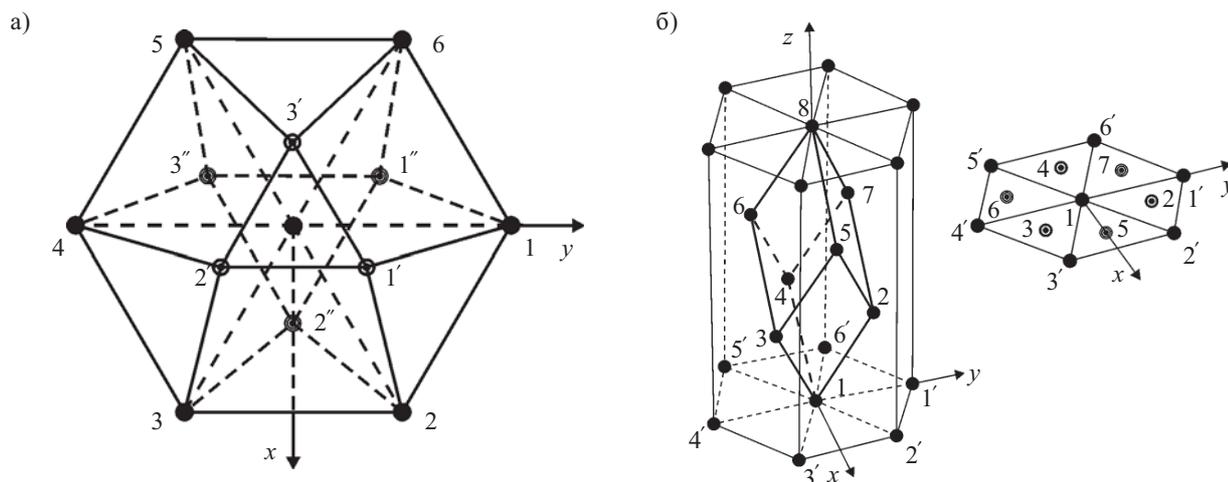


Схема реальной элементарной ячейки гексагональной (а) и ромбоэдрической (б) модификации сурьмы

так и для ромбоэдрической структуры сурьмы. При решении относительно  $f^{(l)}$  полученной системы уравнений с учетом значений  $\tilde{C}_{ik,mn}$  [11] были получены значения силовых постоянных, соответствующих неэквивалентным межатомным расстояниям этих кристаллов (см. таблицу). В дальнейшем эти значения использовались для оценки энергетических параметров химических связей сурьмы — характеристических частот. Их расчет для гексагональной модификации сурьмы проводился согласно [8, 10] и сводился к расчету динамической матрицы  $D_{ij}$  и секулярных уравнений вида

$$|D_{ij} - \delta_{ij} \omega^2| = 0, \quad (9)$$

$$\text{где } \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{для } i = j; \\ 0 & \text{для } i \neq j. \end{cases}$$

В процессе решения секулярных уравнений девятого порядка для гексагональной модификации сурьмы (рис. 1) и одиннадцатого — для ромбоэдрической (рис. 2), были определены характеристические частоты колебаний атомов  $\omega^{(l)}$  неэквивалентных химических связей в приближении первых и вторых «соседей». Результаты проведенных расчетов (см. таблицу) использовались для оценки характеристических температур  $T^{(l)}$  неэквивалентных химических связей сурьмы. Пользуясь моделью колебаний решетки с единственной характеристической частотой  $\nu_E$ , Линдемэнн получил уравнение, связывающее характеристическую частоту колебаний кристалла с температурой колебательного плавления  $T_{\text{кол}}^{(l)}$ , молярным объемом  $V_n$  и атомной массой  $M$  [12]:

$$T_{\text{кол}} = c \nu_E^2 V_n^{2/3} M, \quad (10)$$

где  $c$  — константа, определяемая температурой плавления вещества.

В нашем случае эта модель была обобщена для нескольких характеристических частот  $\omega^{(l)}$ , соответствующих неэквивалентным химическим связям сурьмы [13]. Это позволило определить «эффективные» характеристические температуры неэквивален-

тных химических связей  $T_{\text{гекс}}^{(l)}$ ,  $T_{\text{ромб}}^{(l)}$ , численные значения которых также приведены в таблице.

### Полученные результаты и их практическое применение

Анализ данных таблицы показывает, что в температурном интервале 200—1000 К рассматриваемые модификации сурьмы характеризуются наличием индивидуальных тонких структур химической связи, содержащих соответственно девять и одиннадцать составляющих. При этом, если для гексагональной модификации сурьмы значения температуры формирования первой составляющей химической связи  $T_{\text{гекс}}^{(1)}$  и температуры плавления  $T_{\text{пл}}$  совпадают ( $T_{\text{пл}} = T_{\text{гекс}}^{(1)} = 903 \text{ K}$ ), то в случае ромбоэдрической структуризации первой составляющей начинается при температуре  $T_{\text{ромб}}^{(1)}$ , превышающей температуру  $T_{\text{пл}}$ , т. е. ее образование происходит в жидкой фазе. Наличие этой специфической особенности ведет, с одной стороны, к изменению представления о современной «энергетической» технологии, основанной на изменении термодинамических состояний полупроводниковых материалов, с другой — обуславливает появление новых возможностей формирования необходимой полиморфной модификации, акцентируя внимание на требуемых параметрах создаваемых кристаллов.

Весьма перспективным технологическим аспектом найденной тонкой структуры химической связи сурьмы является возможность использования селективности ее составляющих для воздействия на нее при помощи явления резонанса [14]. Это приводит к появлению новых технологий создания материалов для элементов электронной техники, а также к возможности бесконтактной прецизионной коррекции их параметров. Такое воздействие на материал внешним источником лучистой энергии, частота которого совпадает с характеристической частотой выбранной химической связи этого материала, открывает реальную возможность создания как объемных кристаллов, так и различных микро-, нано- и пикоструктур с заданной симметрией и геометрией ее рас-

пределения при необходимом качестве составляющих химической связи.

Полученные результаты указывают на перспективность использования тонкой структурой химической связи для создания различных оптических, фотоэлектрических, термоэлектрических и многих других материалов электронной техники.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Хилсум К., Роуз-Инс А. Полупроводники типа  $A^{III}B^V$ .— М.: Изд-во иностр. лит., 1963. [Khilsum K., Rouz-Ins A. Moscow. Izd-vo inostr. lit. 1963]
2. Баранский П. И., Клочков В. П., Потыкевич И. В. Полупроводниковая электроника. Справочник.— К.: Наукова думка, 1975. [Baranskiy P. I., Klochkov V. P., Potykevich I. V. Kiev. Naukova dumka. 1975]
3. Ashcheulov A. A., Manik O. N., Marenkin S. F. Cadmium Antimonide: Chemical Bonding and Technology // Inorganic Materials.— 2003.— V. 39. Suppl. 2.— P. S59—S67.
4. Ащеулов А. А., Гуцул И. В., Маник О. Н. и др. Химическая связь в низкосимметричных кристаллах  $CdSb$ ,  $ZnSb$ ,  $Cd_{1-x}Zn_xSb$  и особенности их технологии // Неорг. матер.— 2010.— Т. 46, № 6.— С. 649—655. [Ashcheulov A. A., Gutsul I. V., Manik O. N. i dr. // Neorg. mater. 2010. Vol. 46. N 6. P. 649]
5. Ащеулов А. А., Гуцул И. В., Маник О. Н., Маник Т. О. Математические модели формирования химической связи твердых растворов  $CdSb-ZnSb$  // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2009.— №. 6.— С. 56—59. [Ashcheulov A. A., Gutsul I. V., Manik O. N., Manik T. O. // Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature. 2009. N 6. P. 56]

6. Пат. на корисну модель № 50923 Україна. Процес створення об'ємних мікро- та наноструктур на основі низькосиметричних кристалів напівпровідникових сполук групи  $A^{III}B^V$  / А. А. Ащеулов, О. М. Маник, Т. О. Маник.— 25.06.2010. [Pat. na korisnu model' № 50923 Ukraine. / A. A. Ashcheulov, O. M. Manik, T. O. Manik. 25.06.10.]
7. Дриц Н. Е. Свойства элементов.— М.: Металлургия, 1985. [Drits N. E. Moscow. Metallurgiya. 1985]
8. Маник О. М. Багатофакторний підхід в теоретичному матеріалознавстві.— Чернівці: Прут, 1999. [Manik O. M. Bagatofaktornii pidkhid v teoretichnomu materialoznavstvi. Chernivtsi. Prut. 1999.]
9. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Теория упругости.— М.: Наука, 1965. [Landau L. D., Lifshits E. M. Moscow. Nauka. 1965]
10. Лейбфрид Г. Микроскопическая теория механических и тепловых свойств кристаллов.— М.-Л.: Госиздат, 1963. [Leibfrid G. M.-L. Gosizdat. 1963]
11. Францевич И. Н., Воронов Ф. Ф., Бакута С. А. Упругие постоянные и модули упругости металлов и неметаллов. Справочник.— К.: Наукова думка, 1982. [Frantsevich I. N., Voronov F. F., Bakuta S. A. Kiev. Naukova dumka. 1982]
12. Уббелодде А. Р. Расплавленное состояние вещества.— М.: Металлургия, 1982. [Ubbelode A. R. Moscow. Metallurgiya. 1982]
13. Ashcheulov A. A., Manyk O. N., Manyk T. O. et al. Chemical Bonding in Cadmium // Inorganic Materials.— 2011.— V. 47, suppl. 9.— P. 952—956.
14. Пат. на корисну модель № 60530 Україна. Процес корекції характеристик напівпровідникових матеріалів / А. А. Ащеулов, О. М. Маник.— 25.06.11. [Ashcheulov A. A. // Pat. 60530 Ukraine. 25.06.2011]

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



**Ащеулов А. А., Горобец Н. В., Добровольский Ю. Г., Романюк И. С. Термоэлектрические модули Пельтье на основе кристаллов твердых растворов  $Bi-Te-Se-Sb$ .— Черновцы: Прут, 2011.**

Описаны результаты экспериментальных исследований, посвященные разработке оригинального технологического метода получения кристаллов твердых растворов  $Bi-Te-Se-Sb$ , на основе которых созданы термоэлектрические модули Пельтье повышенной надежности с улучшенными параметрами и уменьшенной себестоимостью. Большое внимание уделено исследованию этих ТЭМ, что привело к появлению ряда новых результатов, интересных как с научной, так и с практической точки зрения.

Для научных и инженерно-технических работников в области термоэлектричества и физики полупроводников, а также преподавателей, аспирантов, магистрантов и студентов соответствующих специальностей вузов.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



**Рошин В. М., Силибин М. В. Технология материалов микро-, опто- и наноэлектроники. Часть 2.— М.: Бинум. Лаборатория знаний, 2010 г.— 184 с.**

Учебное пособие посвящено технологии получения основных компонентов микро-, опто- и наноэлектроники: металлов, легирующих элементов, диэлектрических материалов, углеродных материалов, металлоорганических соединений и вспомогательных материалов.

Для студентов, обучающихся по направлению "Электроника и микроэлектроника". Полезно также специалистам, работающим в соответствующей области.



Д. т. н. В. Я. НОСКОВ, К. А. ИГНАТКОВ, д. т. н. С. М. СМОЛЬСКИЙ<sup>1</sup>

Россия, Уральский федеральный университет (УПИ),  
<sup>1</sup>Московский энергетический институт – ТУ (МЭИ–ТУ)  
 E-mail: noskov@oko-ek.ru, SmolskiySM@mail.ru

Дата поступления в редакцию  
 18.07 2011 г.

Оппонент к. ф.-м. н. Г. П. ЕРМАК  
 (ИРЭ им. Усикова НАНУ, г. Харьков)

## ВЛИЯНИЕ ВНУТРЕННИХ ПАРАМЕТРОВ СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ СВЧ-ГЕНЕРАТОРОВ НА ФОРМИРОВАНИЕ АВТОДИННОГО ОТКЛИКА ПРИ СИЛЬНОМ ОТРАЖЕННОМ СИГНАЛЕ

*Проведен анализ автодинного отклика в стабилизированных СВЧ-генераторах в случае сильного сигнала, когда амплитуда отраженной волны соизмерима с амплитудой собственных колебаний генератора.*

Одной из важнейших проблем систем ближней радиолокации (СБРЛ) как при гомодинном, так и при автодинном построении приемопередатчика является обеспечение их максимального динамического диапазона по уровню входного сигнала. Данная проблема связана с широким диапазоном изменения эффективной площади рассеяния (ЭПР) целей и изменения расстояния до отражающих объектов. Эти расстояния в реальных условиях работы СБРЛ могут изменяться от максимально возможных, определяемых энергетическим потенциалом системы, до непосредственного соприкосновения контролируемого объекта и СБРЛ [1—9]. В первом случае уровень отраженного излучения весьма мал и часто соизмерим с уровнем собственных шумов приемника, а во втором — он высок и сопоставим с уровнем зондирующего излучения передатчика. При этом во многих приложениях, например в радиовзрывателях для снарядов и ракет, радиоволновых датчиков охранной сигнализации, измерителях параметров изделий при их аэробаллистических испытаниях и пр., продолжительность нахождения цели в зоне контроля СБРЛ и время обработки принимаемых сигналов для выдачи команд, как правило, ограничены [6—9]. Поэтому в таких случаях для расширения динамического диапазона радиолокационных систем применение различных систем автоматики (типа АРУ) практически невозможно, поскольку они обладают известной инерционностью.

Особенно остро проблема динамического диапазона стоит в автодинных СБРЛ. Это связано с обнаруженными на рубеже 1970—1980-х годов специфическими искажениями автодинных сигналов у диодных СВЧ-генераторов миллиметрового диапазона, которые наблюдаются даже при малом уровне отраженного излучения [10, 11]. Природа этих искажений, как показано в [11], имеет принципиальный характер и связана с неравномерностью набега фазы отраженной волны вследствие автодинных изменений частоты генерации под воздействием отраженного излучения. Данные искажения, свойственные как

обычным автодинам с немодулированным излучением, так и автодинным генераторам с различными видами модуляции излучения (амплитудной, частотной, импульсной и смешанной) [11—16], в большинстве применений являются нежелательными, поскольку нарушают нормальную работу устройств обработки сигналов радиолокаторов, особенно в случае взаимодействия автодинного генератора с отраженным излучением от распределенного объекта [17].

Изучению проблемы искажений автодинных сигналов в различных автогенераторах и поиску методов борьбы с ними посвящено большое число работ. Среди этих методов были такие, где предлагалось использовать бигармонические генераторы [18], в том числе со стабилизацией частоты на второй гармонике [19], автодинные генераторы с внешней и взаимной синхронизацией [20, 21], радиоимпульсную модуляцию излучения генератора [22], а также различные варианты приемопередающих модулей [23—25].

Одно из наиболее эффективных решений проблемы было найдено при использовании в автодинных генераторах внешнего высокодобротного резонатора [13, 26, 27]. Стабилизация частоты с помощью этого резонатора не только значительно уменьшает степень искажения сигнала и улучшает спектр излучения СВЧ-генератора, но и повышает некоторые другие тактико-технические и эксплуатационные показатели автодинных СБРЛ [28, 29]. Однако такое техническое решение оказалось недостаточно радикальным. При увеличении уровня отраженного сигнала выше определенного значения в стабилизированном автодине также появляются искажения сигналов, вызванные автодинными изменениями частоты. Природа их появления связана не столько с неравномерностью набега фазы отраженного излучения (эти искажения могут быть пренебрежимо малы), сколько с внутренними свойствами самого генератора. Как показано в [30], в данном случае при автодинных изменениях частоты автоколебаний происходит дополнительная модуляция амплитуды генерации на нелинейном участке частотной зависимости резистивной проводимости колебательной системы. Эта модуляция, накладываемая на обычные автодинные изменения амплитуды колебаний, обусловленные изменениями фазы отраженной волны, вызывает дополнительные искажения сигнала, которые также создают трудности при их обработке.

В настоящей работе представлены результаты исследований стабилизированной автоколебательной системы для представляющего практический интерес случая сильного сигнала, когда амплитуда отраженной волны соизмерима с амплитудой собственных колебаний генератора. В случае сильного отраженного сигнала условия генерации автоколебаний в значительной степени определяются влиянием отраженной волны, и это влияние оказывается преобладающим над внутренними условиями генерации автономного генератора. Поэтому в этом случае локальная модель генератора трансформируется в принципиально иную, в которой собственно генератор и отражающий объект представляют собой распределенную колебательную систему, в которой генератор непосредственно работает на длинную линию [31]. Данную модель генератора можно трактовать также несколько иначе — как генератор с запаздывающей обратной связью, в которой время запаздывания определяется временем пробега излучения до отражателя и обратно [32, 33]. Сложная динамика таких систем, включая стохастическую, исследовалась теоретически и экспериментально в большом количестве работ, например в [31—38]. Как и любая распределенная система, данная система в общем случае обладает бесконечным числом степеней свободы и бесконечным набором собственных частот. В реальных СВЧ-генераторах количество состояний равновесия определяется как произведение коэффициента отражения на длину линии [38]. При изменении длины этой линии, что эквивалентно перемещению отражателя, в такой системе в зависимости от типа генератора можно наблюдать такие явления, как периодический срыв и возбуждение колебаний (в виде прерывистой генерации), регулярные и хаотические перескоки частоты и амплитуды колебаний.

Анализ общего случая произвольного времени запаздывания отраженного излучения в условиях большого сигнала, несомненно, представляет научный интерес, но в настоящей работе ограничимся исследованиями особенностей формирования автодинного отклика в условиях, когда отсутствуют срывы генерации и скачкообразные изменения режима автоколебаний во всем диапазоне изменения уровня отраженного излучения. Такие условия, представляющие нам наиболее привлекательными для практики, обеспечиваются в случае применения в генераторах так называемых неустойчивых активных элементов (АЭ) [39] и малого расстояния до отражателя (в зоне первой моды генерации), где и наблюдается обычно в автодинных СБРЛ сильный отраженный сигнал [13, 40]. В этом случае при анализе искажений в стабилизированном генераторе существенное значение имеет учет не только нелинейности частотной зависимости резистивной составляющей проводимости колебательной системы, но и нелинейности ее реактивной составляющей. Аналитические исследования при этом весьма затруднены, поэтому в настоящей работе такой анализ выполнен численными методами на основе разработанной математической модели автодинного генератора.

Численные методы, как известно, обладают известной степенью формализма. Для выявления закономерностей протекания каких-либо процессов в сложных системах они требуют выполнения достаточно большого объема вычислений с вариациями исходных данных. С целью минимизации объема этих вычислений авторами выбраны только «стандартные» варианты параметров автогенераторов (изохронный — неизохронный, изодромный — неизодромный<sup>1</sup>) и характерные условия работы автодинных систем.

### Основные уравнения для анализа автодинных генераторов при сильном отраженном сигнале

Для получения уравнений, описывающих процесс формирования автодинного отклика в условиях сильных отраженных сигналов, а также учитывающих внутренние параметры и основные особенности конструкции стабилизированных автодинных СВЧ-генераторов, рассмотрим эквивалентную схему, представленную на **рис. 1**. На ней  $Y_3$  — средняя за период колебаний электронная проводимость АЭ, которая в общем случае является зависимой от напряжения смещения  $E$ , амплитуды  $A$  и частоты  $\omega$  колебаний и имеет резистивную  $G_3$  и реактивную  $B_3$  составляющие:  $Y_3 = Y_3(E, A, \omega) = G_3(E, A, \omega) + jB_3(E, A, \omega)$ . АЭ непосредственно связан на СВЧ с основным (рабочим) резонатором, представленным на схеме эквивалентными емкостью  $C_1$ , индуктивностью  $L_1$  и проводимостью потерь  $G_{п1}$ , имеющим комплексную проводимость  $Y_p$ .

Стабилизирующий резонатор, представленный на схеме **рис. 1** аналогичными элементами  $C_2$ ,  $L_2$  и  $G_{п2}$ , связан посредством резистивной проводимости  $G_c$  и отрезка линии с волновой проводимостью  $\rho_d$  с основным резонатором. Длина  $l$  этой линии кратна половине длины волны излучения:  $l = n\lambda/2$ .  $C_0$  — емкость блокировочного конденсатора, обеспечивающего режим короткого замыкания по СВЧ.

Возникающие в генераторе при подаче от источника питания ИП смещения на АЭ колебания, имеющие амплитуду  $A$  и частоту  $\omega$ , выделяются на проводимости внешней нагрузки  $Y_n$  и излучаются в пространство в виде электромагнитного излучения через приемопередающую антенну. Воздействие на ге-

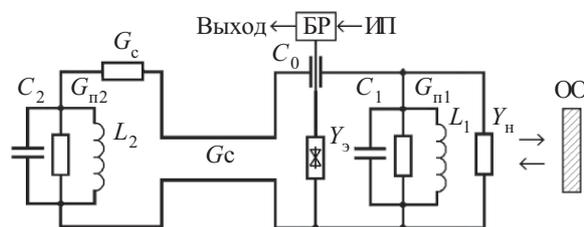


Рис. 1. Эквивалентная схема стабилизированного автодинного генератора

<sup>1</sup> **Изодромный** (isodromic, от греческого isos — одинаковый, равный и dromos — бег) **генератор** — автогенератор, у которого амплитуда колебаний не зависит от изменений частоты генерации. **Неизодромный** генератор предполагает такую зависимость [41].

нератор отраженного от объекта ОО излучения вызывает автодинный эффект, который заключается в изменениях амплитуды  $\Delta A$  и частоты  $\Delta \omega$  автоколебаний, а также среднего значения тока  $\Delta I_3$  АЭ. Последние в цепи питания АЭ преобразуются в напряжение выходного сигнала (сигнал «автотектирования») с помощью специальной схемы блока регистрации БР [42]. В некоторых конструкциях автодинных радиолокаторов полезный сигнал выделяется с помощью дополнительной схемы «внешнего детектирования», которая преобразует автодинные изменения амплитуды или частоты автоколебаний в напряжение выходного сигнала [17].

В соответствии с общей теорией СВЧ-генераторов уравнение автоколебаний для схемы рис. 1, приведенной к плоскости АЭ, имеет вид [28]

$$Y_{cp} + Y_3 + Y_p + Y_n = 0, \quad (1)$$

где  $Y_{cp}$ ,  $Y_p$  — комплексные проводимости стабилизирующего и рабочего резонаторов, приведенные к плоскости АЭ;  $Y_n$  — проводимость внешней нагрузки генератора, отображающая также воздействие отраженного от объекта излучения:

$$Y_n(t, \tau) = G_n(t, \tau) + jB_n(t, \tau); \quad (2)$$

$$G_n(t, \tau) = \frac{G_n [1 - \Gamma(t, \tau)^2]}{1 + \Gamma^2(t, \tau) + 2\Gamma(t, \tau)\cos\delta(t, \tau)};$$

$$B_n(t, \tau) = \frac{2G_n \Gamma(t, \tau) \sin\delta(t, \tau)}{1 + \Gamma^2(t, \tau) + 2\Gamma(t, \tau)\cos\delta(t, \tau)};$$

$$\Gamma(t, \tau) = \Gamma[U(t, \tau)/U(t)];$$

$$\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau).$$

Здесь  $\Gamma(t, \tau)$  и  $\delta(t, \tau)$  — модуль и фаза мгновенного коэффициента отражения [13, 43];  $U(t)$ ,  $U(t, \tau)$  и  $\Psi(t)$ ,  $\Psi(t, \tau)$  — амплитуда и фаза напряжения на нагрузке  $Y_n$ , создаваемого генератором в текущий момент времени  $t$  и в момент  $(t - \tau)$  из предыстории системы, соответственно. Величина  $\Gamma$  характеризует затухание излучения при его распространении до объекта и обратно, а  $\delta(t, \tau)$  — полный набег фазы отраженной волны за время  $\tau = 2s/c$  распространения излучения до отражающего объекта и обратно,  $s$  — расстояние до отражателя,  $c$  — скорость распространения излучения.

Выражение (1) после подстановки в него (2) и выражения для комплексной проводимости колебательной системы  $Y_{kc} = Y_{cp} + Y_p$  из [30] и выделения вещественной и мнимой частей примет вид

$$G_3 + G_1 \left[ 1 + \frac{\beta_1(1 + \beta_2 + 4Q_{c2}^2 v_{c2}^2)}{(1 + \beta_2)^2 + 4Q_{c2}^2 v_{c2}^2} + 2\Gamma(t, \tau)\eta g_n(t, \tau) \right] = 0; \quad (3)$$

$$B_3 + 2G_1 \left[ Q_{n1} v_{c1} + \frac{\beta_1 \beta_2 Q_{c2} v_{c2}}{(1 + \beta_2)^2 + 4Q_{c2}^2 v_{c2}^2} + \Gamma(t, \tau)\eta b_n(t, \tau) \right] = 0, \quad (4)$$

где  $G_1 = G_{n1} + G_n$ ;  $\eta = G_n/G_1 = Q_{n1}/Q_{вн}$  — кпд рабочего резонатора,  $Q_{n1} = \omega_{c1} C_1/G_1$ ,  $Q_{вн} = \omega_{c1} C_1/G_n$  — его нагруженная и внешняя добротности, соответственно;  $\beta_1 = G_c/G_1$ ,  $\beta_2 = G_c/G_{n2}$  — коэффициенты, характеризующие степень связи рабо-

чего и стабилизирующего резонаторов с линией передачи между ними;  $v_{c1} = (\omega - \omega_0)/\omega_{c1}$ ,  $v_{c2} = (\omega - \omega_{c2})/\omega_{c2}$  — относительные расстройки текущих частот соответственно первого и второго (стабилизирующего) резонаторов, имеющих собственные частоты  $\omega_{c1} = 1/(L_1 C_1)^{1/2}$ ,  $\omega_{c2} = 1/(L_2 C_2)^{1/2}$  и собственные добротности  $Q_{c1} = \omega_{c1} C_1/G_{n1}$ ,  $Q_{c2} = \omega_{c2} C_2/G_{n2}$ ;  $g_n(t, \tau)$ ,  $b_n(t, \tau)$  — нормированные изменения резистивной и реактивной проводимостей нагрузки в окрестности стационарного режима генератора:

$$g_n(t, \tau) = -\frac{\Gamma(t, \tau) + \cos\delta(t, \tau)}{1 + \Gamma(t, \tau)^2 + 2\Gamma(t, \tau)\cos\delta(t, \tau)}; \quad (5)$$

$$b_n(t, \tau) = \frac{\sin\delta(t, \tau)}{1 + \Gamma(t, \tau)^2 + 2\Gamma(t, \tau)\cos\delta(t, \tau)}. \quad (6)$$

Для облегчения анализа системы уравнений (3), (4) заменим нелинейные члены электронной проводимости  $Y_3 = G_3 + jB_3$  их квазилинейной аппроксимацией в окрестности режима стационарных колебаний и будем рассматривать происходящие в генераторе процессы, вызванные воздействием отраженного излучения, в относительных (безразмерных) вариациях параметров автоколебаний относительно этого режима. Такой подход вполне обоснован, поскольку составляющие проводимости  $Y_3$  являются более «медленными» функциями частоты, чем проводимость колебательной системы  $Y_{kc}$ . Кроме того, ограничим настоящие исследования случаем выделения автодинного отклика по изменению амплитуды колебаний с помощью внешнего детектирования при фиксированном напряжении смещения на АЭ:  $E = E_0$ .

Следуя изложенной логике анализа, из системы уравнений (3) и (4) с учетом условий стационарного режима (см. (13), (14) в [30]) автономного генератора (при  $\Gamma(t, \tau) = 0$ ), близости значений частот  $\omega_{c1}$ ,  $\omega_{c2}$  и  $\omega_0$  и разложения функций  $G_3$  и  $B_3$  в ряды Тейлора (см. (15) — (18) в [30]) получим систему линейризованных уравнений для определения относительных изменений амплитуды  $a_1 = \Delta A/A_0$  и частоты  $\chi = \Delta\omega/\omega_0$  колебаний для генератора, стабилизированного внешним резонатором:

$$\alpha_{11} a_1 + \varepsilon_{11} \chi + g_{kc}(\chi) + \Gamma(t, \tau)\eta g_n(t, \tau) = 0; \quad (7)$$

$$\beta_{11} a_1 + \xi_{11} \chi + b_{kc}(\chi) + \Gamma(t, \tau)\eta b_n(t, \tau) = 0, \quad (8)$$

где  $\alpha_{11} = (A_0/2G_{30})(\partial G_3/\partial A)_0$  — приведенная крутизна инкремента генератора, обуславливающая степень ре- генерации и прочность его предельного цикла;  $\varepsilon_{11} = (\omega_0/2G_{30})(\partial G_3/\partial \omega)_0$  — параметр, определяющий неизодромотность генератора, учитывающий влияние изменений частоты на амплитуду колебаний через электронную проводимость АЭ;  $\beta_{11} = (A_0/2B_{30})(\partial B_3/\partial A)_0 \text{tg}\theta$  — параметр, определяющий неизохронность генератора;  $\xi_{11} = (\omega_0/2B_{30})(\partial B_3/\partial \omega)_0 \text{tg}\theta$  — параметр стабилизации частоты учитывающий частотную крутизну реактивной проводимости АЭ;  $g_{kc}(\chi)$ ,  $b_{kc}(\chi)$  — нормированные изменения резистивной и реактивной составляющих проводимости колебательной системы в окрестности стационарного режима генератора:

$$g_{kc}(\chi) = \frac{\beta_1}{2} \left[ \frac{(1 + \beta_2) + (2Q_{c2}\chi + \vartheta)^2}{(1 + \beta_2)^2 + (2Q_{c2}\chi + \vartheta)^2} - \frac{(1 + \beta_2) + \vartheta^2}{(1 + \beta_2)^2 + \vartheta^2} \right], \quad (9)$$

$$b_{\text{кк}}(\chi) = Q_{\text{н1}}\chi + \frac{1}{2} \left[ \frac{\beta_1\beta_2(2Q_{\text{с2}}\chi + \vartheta)}{(1+\beta_2)^2 + (2Q_{\text{с2}}\chi + \vartheta)^2} - \frac{\beta_1\beta_2\vartheta}{(1+\beta_2)^2 + \vartheta^2} \right]; \quad (10)$$

$v = v_{02}/v_{\text{гр}}$  — нормированная расстройка частоты стабилизирующего резонатора относительно его граничного значения  $v_{\text{гр}} = 1/(2Q_{\text{с2}})$ ;  $v_{02} = (\omega_0 - \omega_{\text{с2}})/\omega_{\text{с2}}$  — относительная расстройка собственной частоты  $\omega_{\text{с2}}$  второго резонатора от частоты  $\omega_0$  стационарных колебаний автономного генератора. Дифференциальные параметры АЭ  $\alpha_{11}$ ,  $\varepsilon_{11}$ ,  $\beta_{11}$  и  $\xi_{11}$  в формулах (7), (8) могут быть рассчитаны для конкретной реализации генератора или определены экспериментально.

Полученная система уравнений (7), (8) описывает стационарные значения и квазистатические изменения амплитуды и частоты автодинных генераторов как при малых, так и при больших уровнях отраженного излучения, а также при произвольной величине времени его запаздывания. Отметим, что при  $\beta_1 = 0$  данные выражения соответствуют случаю одноконтурного автодина, рассмотренного в [11, 13, 40].

В реальных условиях функционирования СБРЛ большой уровень отраженного излучения, соизмеримый с амплитудой собственных колебаний генератора, наблюдается на сравнительно малых расстояниях до отражателя. При таких условиях работы автодина, несмотря даже на значительные изменения параметров колебаний, вполне допустимо для упрощения дальнейшего анализа установившихся значений автодинного отклика разложить параметры запаздывающего воздействия  $\Gamma(t, \tau)$  и  $\delta(t, \tau)$  в ряды Тейлора по малому времени запаздывания  $\tau$  по сравнению с текущим временем  $t$ :  $\tau \ll t$  [13, 32]. Ограничиваясь при этом двумя первыми членами разложений, получим решения первого приближения для модуля и фазы коэффициента отражения в виде  $\Gamma(t, \tau) = \Gamma$ ,  $\delta(t, \tau) = \omega\tau$ .

С учетом данного разложения получим окончательные выражения для дальнейшего численного анализа автодинного генератора. Для этого совместным решением (6) и (7), исключая из первого выражения переменную  $\chi$ , а из второго —  $a_1$ , после элементарных преобразований, полагая  $\eta = 1$ , получим

$$a_1/K_a + g_{\text{кн}}(\eta) + \Gamma g_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}}) = 0; \quad (11)$$

$$\chi/L_a + b_{\text{кн}}(\chi) + \Gamma b_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}}) = 0, \quad (12)$$

где  $K_a = 1/[\alpha_{11}(1-\gamma\rho)]$ ,  $L_a = 1/[\xi_{11}(1-\gamma\rho)]$  — коэффициенты автодинного усиления и девиации частоты генерации;  $g_{\text{кн}}(\chi) = g_{\text{кк}}(\chi) - \rho b_{\text{кк}}(\chi)$ ,  $b_{\text{кн}}(\chi) = b_{\text{кк}}(\chi) - \gamma g_{\text{кк}}(\chi)$  — нормированные резистивная и реактивная составляющие проводимости колебательной системы с учетом неизохронности и неизодромности генератора;  $g_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}}) = g_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}) - c b_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$ ,  $b_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}}) = b_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}) - \gamma g_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$  — то же самое для нагрузки;  $\gamma = \beta_{11}/\alpha_{11}$ ,  $\rho = \varepsilon_{11}/\xi_{11}$  — коэффициенты неизохронности и неизодромности генератора.

При этом выражение для фазы  $\delta(t, \tau)$ , которая входит в формулы (5), (6) для вычислений проводимостей  $g_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}})$  и  $b_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}})$ , примет вид

$$\delta(t, \tau) = \delta(\chi, \tau_{\text{н}}) = 2\pi(1+\chi)(N+\tau_{\text{н}}), \quad (13)$$

где  $N = 2s/\lambda$  — целое число полуволн, укладываемых между отражающим объектом и генератором;  $\tau_{\text{н}} = \omega_0\tau$  — нормированное (безразмерное) время.

Решение системы уравнений (11), (12) с учетом (13) позволяет проводить анализ особенностей формирования автодинного отклика по изменению амплитуды  $a_1$  и частоты  $\chi$  колебаний при изменении  $\tau_{\text{н}}$  на отдельных фрагментах расстояния  $s$  до отражателя.

#### Анализ влияния нагрузки генератора на процесс формирования автодинного отклика

Суть автодинного эффекта состоит в реакции генератора на воздействие собственного отраженного излучения. Это воздействие, эквивалентное изменению удаленной на некоторое расстояние нагрузки, вносит в колебательную систему генератора вариации резистивной и реактивной проводимости, которые приводят к соответствующим автодинным изменениям амплитуды и частоты колебаний. В случае слабого отраженного излучения амплитуда автодинного отклика генератора обычно прямо пропорциональна уровню отраженного излучения, а форма его близка к гармонической. Однако в случае большого уровня отраженного излучения такая пропорциональность отклика нарушается. Кроме того, на процесс формирования отклика оказывают влияние характеристики колебательной системы и АЭ генератора и величина расстояния до отражающего объекта. В определенных условиях в автодинном генераторе при перемещении отражателя могут возникать скачкообразные изменения амплитуды и частоты колебаний, связанные с нарушением условий устойчивости режима.

Для выяснения влияния отмеченных факторов на особенности формирования автодинного отклика рассмотрим на основании системы уравнений (11), (12) с учетом (5), (6) поведение относительных составляющих проводимостей  $g_{\text{нн}}$  и  $b_{\text{нн}}$  нагрузки в зависимости от относительных изменений безразмерного времени  $\tau_{\text{н}}$  с учетом вносимых АЭ параметров неизохронности  $\gamma$  и неизодромности  $\rho$  генератора. При этом величину времени запаздывания отраженного излучения учитывать не будем, полагая в (13)  $N=0$ .

Результаты расчетов представлены на рис. 2 и 3. Из анализа полученных результатов видно, что при малом уровне отраженного излучения, когда  $\Gamma < 0,1$ , изменения реактивной  $b_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}})$  и резистивной  $g_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}})$  проводимостей практически гармонические (см. рис. 2), неизохронность генератора и его неизодромность вызывают лишь их относительные фазовые смещения. Из анализа выражений (13) и графиков рис. 2, а следует также, что в случае изохронного и изодромного генератора  $g_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}})$  является четной функцией времени  $\tau_{\text{н}}$ , а  $b_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}})$  — нечетной. Это означает, что при смене направления перемещения отражателя (знака при  $\tau_{\text{н}}$ ) вид графиков  $g_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}})$  не изменяется, а графики  $b_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}})$  зеркально переворачиваются относительно оси абсцисс. При этом в случае заметных искажений характеристик, когда  $\Gamma > 0,1$ , порядок следования пологих и крутых участков функции  $b_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}})$  при изменении  $\tau_{\text{н}}$  меняется на обратный, чего нельзя отметить в отношении функции  $g_{\text{нн}}(\tau_{\text{н}})$ . В случае неизохронного генератора ( $\gamma \neq 0$ ) при сильном отраженном сигнале (см. кривые 2 на рис. 2, а, б) смена знака при коэффициенте  $\gamma$  вызывает изменение не только порядка следования крутых и пологих участков на гра-

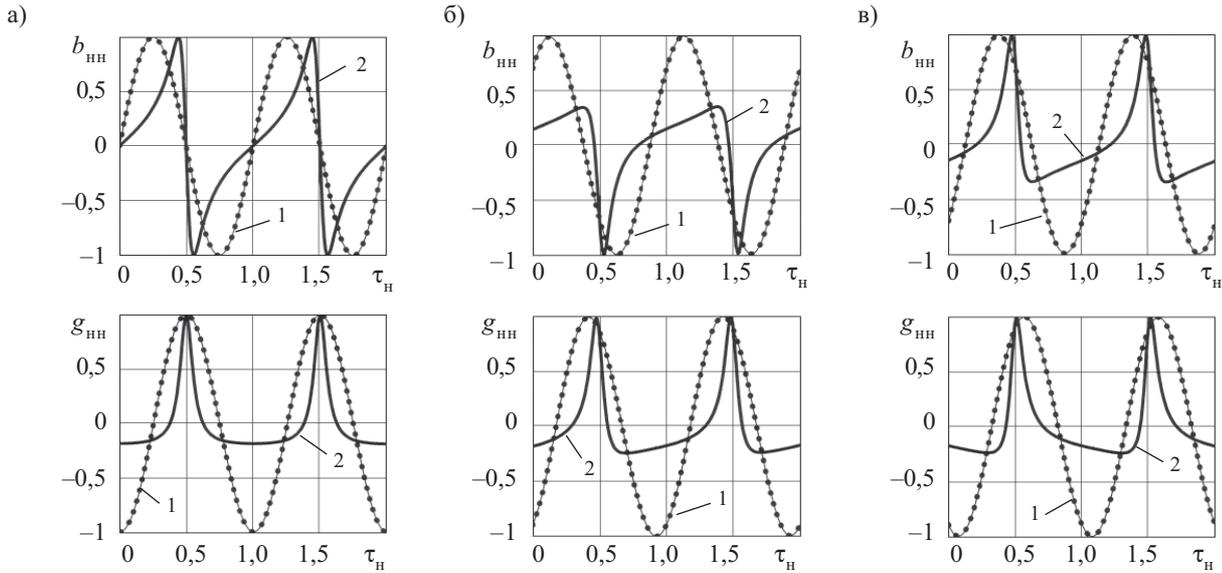


Рис. 2. Зависимости  $b_{nn}$  и  $g_{nn}$  от нормированного времени  $\tau_n$ , рассчитанные при  $\Gamma=0,01$  (кривые 1) и  $\Gamma=0,5$  (кривые 2) и различных значениях коэффициентов  $\gamma$  и  $\rho$ :  
 а —  $\gamma=\rho=0$ ; б —  $\gamma=-0,5$ ,  $\rho=0,5$ ; в —  $\gamma=0,5$ ,  $\rho=-0,5$

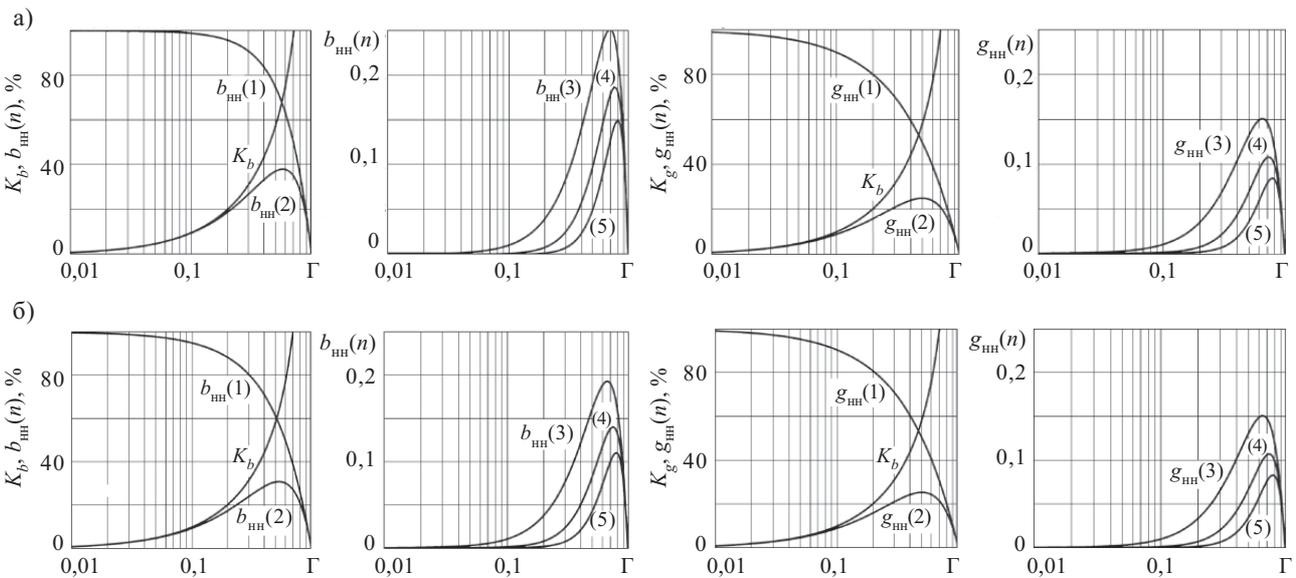


Рис. 3. Зависимости коэффициентов гармоник  $K_b$  и  $K_g$ , а также уровней первых пяти гармоник реактивной  $b_{nn}(n)$  и резистивной  $g_{nn}(n)$  проводимостей от величины модуля коэффициента отражения  $\Gamma$ , рассчитанные при  $\gamma=\rho=0$  (а) и  $\gamma=\pm 1$ ,  $\rho=\pm 0,5$  (б) ( $n = 1, 2, \dots, 5$  — порядковый номер гармоники,  $F_n=1/T_n$  — нормированная частота изменений проводимости,  $T_n$  — нормированный период))

фиках зависимости  $b_{nn}(\tau_n)$ , но и полярности следования острых и плоских полувольт. В случае же неиздромного генератора ( $\rho \neq 0$ ) смена знака при коэффициенте  $\rho$  вызывает изменение только порядка следования крутых и пологих участков на графиках зависимости  $g_{nn}(\tau_n)$ .

Сравнивая графики зависимостей  $b_{nn}(\tau_n)$  и  $g_{nn}(\tau_n)$  с экспериментальными графиками соответственно частотной и амплитудной характеристик, представленными в [13, 40], можно увидеть, что последние практически повторяют первые, но с инверсией мгновенных значений. Это позволяет заключить, что искаже-

ния автодинного отклика в случае большого отраженного сигнала обусловлены преимущественно влиянием «нелинейности» нагрузки генератора, а не ограничением сигнала электронной проводимостью АЭ, как предполагалось в [40].

В целом, как видно из графиков рис. 3, характер зависимостей  $K_b$  и  $K_g$ , а также гармонических составляющих реактивной  $b_{nn}(n)$  и резистивной  $g_{nn}(n)$  проводимостей одинаков; есть небольшие отличия графиков гармоник реактивной проводимости издромного и неиздромного генератора (см. рис. 3, а). При величине модуля коэффициента отражения  $\Gamma=0,1$

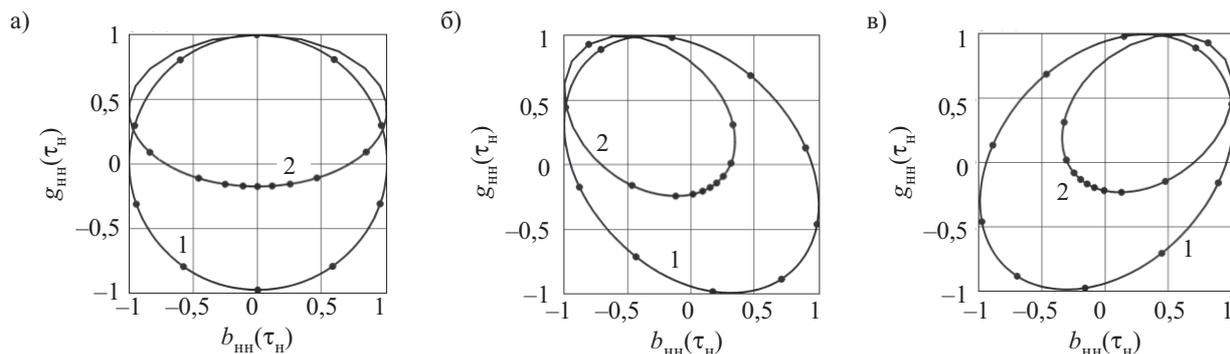


Рис. 4. Диаграммы резистивной  $g_{nh}(\tau_n)$  и реактивной  $b_{nh}(\tau_n)$  проводимостей нагрузки на комплексной плоскости, рассчитанные при  $\Gamma=0,01$  (кривые 1) и  $\Gamma=0,7$  (кривые 2) и различных значениях коэффициентов  $\gamma$  и  $\rho$ :  
 а —  $\gamma=\rho=0$ ; б —  $\gamma=1, \rho=-0,5$ ; в —  $\gamma=-1, \rho=0,5$

коэффициенты гармоник  $K_b$  и  $K_g$  не превышают 10%, и для качественных исследований рассматриваемых процессов в автодинных СВЧ-генераторах таким уровнем гармоник можно пренебречь. Поэтому в случае когда  $\Gamma < 0,1$ , при анализе автодинных СВЧ-генераторов вполне допустимо использование приближенных выражений для вычисления проводимости нагрузки [11, 13, 26—29].

При увеличении модуля коэффициента отражения, когда  $\Gamma > 0,1$ , как видно из графиков рис. 2 и 3, наблюдается значительное увеличение искажений изменений проводимостей  $b_{nh}(\tau_n)$  и  $g_{nh}(\tau_n)$ , резкий рост уровня высших гармоник этих функций и существенное уменьшение уровня первых гармонических составляющих  $g_{nh}(1)$  и  $b_{nh}(1)$ . Коэффициенты гармоник  $K_b$  и  $K_g$  достигают 100% на всех графиках при  $\Gamma=0,7$ . В окрестности этого значения  $\Gamma$  отмечается наибольший подъем уровня высших гармоник, а при дальнейшем росте коэффициента отражения — резкий спад до нуля при  $\Gamma=1$ .

На рис. 4 представлены результаты расчетов нормированных относительно максимальных абсолютных значений характеристик  $b_{nh}(\tau_n)$  и  $g_{nh}(\tau_n)$  в виде годографов на комплексной плоскости, повернутой на угол  $\pi/2$ . Точками на этих годографах выделены значения, которые принимают проводимости  $b_{nh}(\tau_n)$  и  $g_{nh}(\tau_n)$  через интервалы времени  $\Delta\tau_n$ , равные изменениям нормированного времени на одну десятую от времени полного оборота годографа:  $\Delta\tau_n=0,1$ . В случае  $\Gamma \ll 1$  (см. кривые 1) годографы имеют форму окружности, полностью заполняющей квадрат нормированной комплексной плоскости, для изохронного генератора (см. рис. 4, а) и эллипса для неизохронного генератора (см. рис. 4, б, в). При этом длина интервалов между точками на годографах практически одинакова, что указывает на равномерность движения изображающей точки по годографам при изменении  $\tau_n$ . При большом же коэффициенте отражения  $\Gamma$  (см. кривые 2) движение изображающей точки по годографу является неравномерным, что хорошо видно по интервалам между точками. При этом эллипсы не полностью заполняют квадрат нормированной комплексной плоскости из-за смещения средних значений величин  $b_{nh}(\tau_n)$  и  $g_{nh}(\tau_n)$  за период изменения  $\tau_n$ . Углы наклона эллипсов годографов проводи-

мости нагрузки совпадают с углами наклона эллипсов амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) автодинного отклика генератора, построенных для одних и тех же коэффициентов  $\gamma$  и  $\rho$ . В случае одинаковых знаков при коэффициентах  $\gamma$  и  $\rho$  эллипсы годографов и АЧХ уменьшают размер малой оси, а в случае разных знаков — увеличивают. Причем, при условии  $\gamma = -\rho$  эллипс годографа проводимости нагрузки вырождается в окружность.

Радиус-вектор годографов на комплексной плоскости представляет собой модуль нормированной комплексной проводимости  $y_{nh}(\tau_n) = \{[g_{nh}(\tau_n)]^2 + [b_{nh}(\tau_n)]^2\}^{1/2}$ , а угол между этим вектором и осью резистивной проводимости  $g_{nh}(\tau_n)$  находится как  $\varphi(\tau_n) = \arctg[b_{nh}(\tau_n)/g_{nh}(\tau_n)]$ . Результаты расчетов величин  $y_{nh}(\tau_n)$  и производной  $\Omega_{nh}(\tau_n) = d\varphi(\tau_n)/d\tau_n$ , характеризующей угловую скорость вращения радиус-вектора, для случаев слабого и сильного отраженного сигнала представлены на рис. 5.

Радиус-вектор  $y_{nh}(\tau_n)$  для изохронного и изодромного генератора ( $\gamma=\rho=0$ ) имеет постоянную величину, равную единичному радиусу окружности (см. кривые 1 на рис. 5, а), и вращается с постоянной скоростью ( $2\pi$ ) только при малом отраженном сигнале, когда  $\Gamma \ll 1$ . Во всех остальных случаях наблюдается изменение его длины и неравномерность вращения при изменении величины  $\tau_n$ . В случае слабого отраженного сигнала вариации скорости вращения обусловлены эллипсовидностью формы годографа проводимости (см. рис. 4, б и в), когда  $\gamma \neq 0$  и  $\rho \neq 0$ . В случае сильного сигнала кроме этого существенное влияние оказывает также «деформация» этого годографа вследствие изменений длины радиус-вектора. Из сравнения характеристик рис. 5, б и в видно, что в случае когда знаки при коэффициентах  $\gamma$  и  $\rho$  одинаковы, амплитуда этих изменений больше, чем при их различии.

Для рассмотрения процесса преобразования изменений нагрузки в автодинный отклик генератора в «чистом виде», без влияния посторонних факторов, необходимо чтобы в выражениях (11) и (12) слагаемые  $g_{кн}(\chi)$  и  $b_{кн}(\chi)$  были линейными функциями частоты. Такими свойствами обладает одноконтурная колебательная система в окрестности собственной частоты  $\omega_{c1}$ , для которой  $b_{кн}(\chi) = Q_{н1}\chi$ ,  $g_{кн}(\chi) = 0$ .

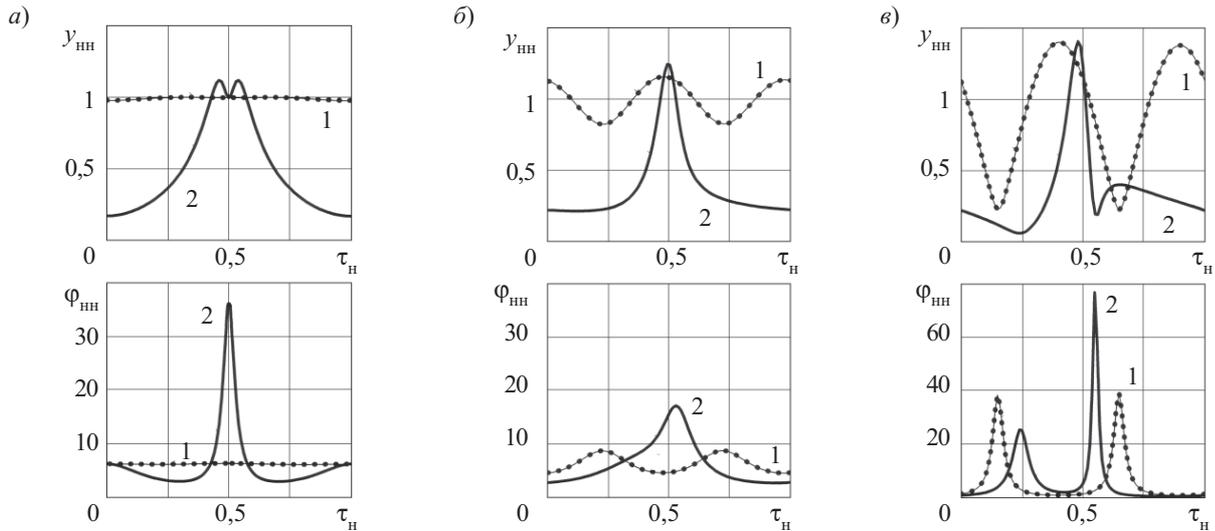


Рис. 5. Характеристики радиус-векторов  $y_{nn}(\tau_n)$  и угловой скорости его вращения  $\Omega_{\omega 1}(\tau_n)$ , рассчитанные при  $\Gamma = 0,01$  (кривые 1),  $\Gamma = 0,5$  (кривые 2) и различных значениях коэффициентов  $\gamma$  и  $\rho$ :  
 а —  $\gamma = \rho = 0$ ; б —  $\gamma = 1, \rho = -0,5$ ; в —  $\gamma = 1, \rho = 0,5$

Тогда в результате расчетов согласно уравнений (11) и (12), которые в данном случае разрешаются независимо, получаем зависимости нормированных изменений частоты  $\chi_n(\tau_n)$  и амплитуды  $a_{n1}(\tau_n)$  колебаний, которые имеют аналогичный зависимостям  $b_{nn}(\tau_n)$  и  $g_{nn}(\tau_n)$  вид, соответственно, но с инверсией. Аналогичным образом инвертируются диаграммы комплексной проводимости нагрузки (см. рис. 4) в АЧХ автодинного генератора с сохранением эксцентриситета и ориентации осей эллипсов. При этом графики зависимостей коэффициентов  $K_b$  и  $K_g$ , а также уровней первых пяти гармоник реактивной  $b_{nn}(n)$  и резистивной  $g_{nn}(n)$  проводимостей от величины модуля коэффициента отражения  $\Gamma$ , представленные на рис. 3, полностью соответствуют таким же зависимостям для коэффициентов гармоник отклика по изменениям частоты  $K_{\chi}$  и амплитуды  $K_{\Gamma}$  колебаний и относительного уровня гармоник  $\chi_n(n)$  и  $a_{n1}(n)$ , соответственно. Полученные результаты говорят о том, что в автодинах с одноконтурной колебательной системой формирование автодинного отклика полностью определяется поведением реактивной  $b_{nn}(n)$  и резистивной  $g_{nn}(n)$  составляющих проводимости нагрузки.

Из выполненных исследований можно сделать вывод, что основной причиной искажений автодинного отклика СВЧ-генераторов в случае большого отраженного сигнала при равномерном изменении фазы коэффициента отражения является негармоничность изменения резистивной и реактивной составляющих комплексной проводимости нагрузки генератора. Дополнительным фактором, вызывающим искажения при этом, является влияние внутренних свойств (неизохронность и неизодромность) генератора.

**Анализ влияния составляющих проводимости колебательной системы генератора на процесс формирования автодинного отклика**

Для выяснения влияния характеристик колебательной системы и параметров АЭ стабилизированного генератора на особенности формирования автодин-

ного отклика рассмотрим сначала поведение составляющих относительных проводимостей  $g_{kn}$  и  $b_{kn}$  колебательной системы генератора в зависимости от относительных изменений частоты  $\chi$  в окрестности стационарного режима колебаний, а затем — сам процесс формирования отклика.

Рассчитанные согласно (11) и (12) с учетом (9) и (10) графики частотных зависимостей нормированных проводимостей  $g_{kn}(\chi)$  и  $b_{kn}(\chi)$  представлены на рис. 6. При их расчете было учтено условие согласования линии связи со стабилизирующим резонатором, когда  $\beta_2 = 1$ , и принимались различные значения параметра  $\beta_1$ , определяющего степень связи резонаторов, а также изменялись коэффициенты неизохронности  $\gamma$  и неизодромности  $\rho$  генератора. Отметим здесь, что характеристики, полученные при  $\beta_1 = 0$  (см. кривые 1), соответствуют случаю автодина с одноконтурной колебательной системой.

Анализируя графики рис. 6, а, полученные для изохронного ( $\gamma = 0$ ) и изодромного ( $\rho = 0$ ) генератора, отметим, что характеристики частотной зависимости реактивной  $b_{kn}(\chi)$  составляющей проводимости колебательной системы при условии точной настройки стабилизирующего резонатора, когда  $\nu = 0$ , обладают центральной симметрией, а характеристики резистивной  $g_{kn}(\chi)$  составляющей — осевой. При этом в случае слабой связи между резонаторами, когда  $\beta_1 \leq \beta_{кр}$ , характеристики  $b_{kn}(\chi)$  являются однозначными функциями частоты (см. кривые 1—3), а при сильной связи, когда  $\beta_1 \geq \beta_{кр}$ , на графиках появляются прогибы (см. кривые 4), что было отмечено также в [30]. Участки графиков этих зависимостей, где их производные имеют отрицательный знак, являются неустойчивыми [44]. В первом случае рабочая точка на характеристиках  $b_{kn}(\chi)$  вследствие автодинных изменений частоты перемещается непрерывно, без разрывов траектории. Во втором же случае в движении рабочей точки наблюдается качественно иная картина: в процессе перемещения она минует неустойчи-

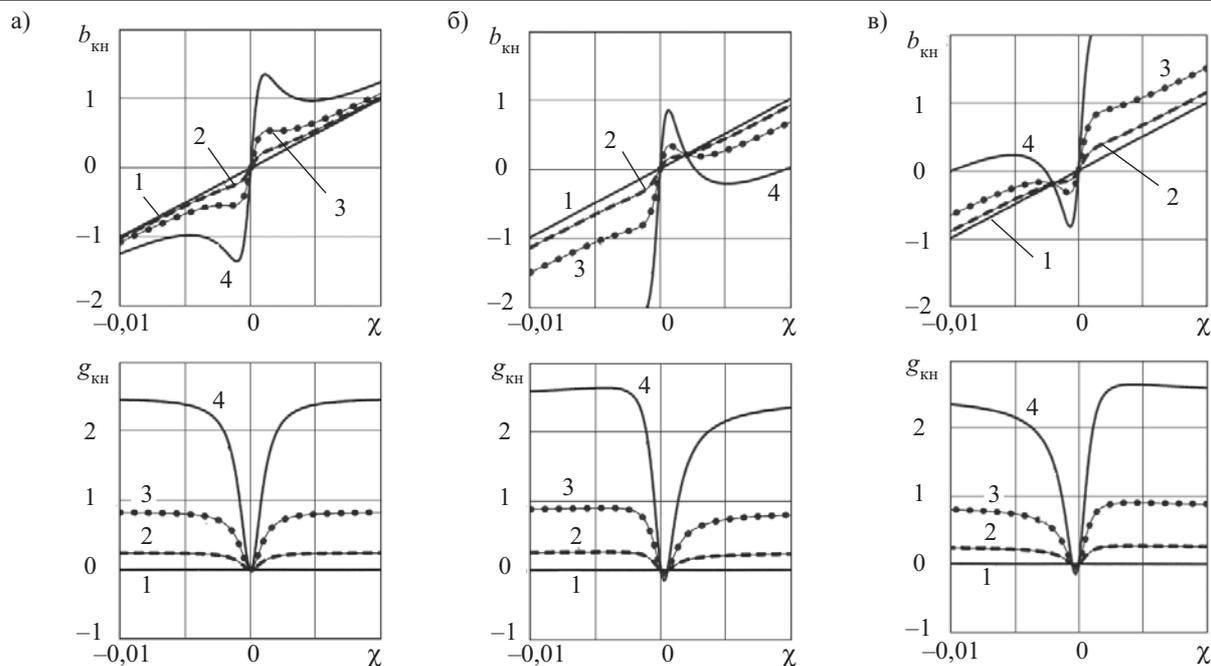


Рис. 6. Зависимости  $b_{кн}$  и  $g_{кн}$  от относительных изменений частоты  $\chi$ , рассчитанные при  $Q_{н1}=100$ ;  $Q_{с2}=1000$ ;  $\nu=0$  и различных значениях параметра  $\beta_1$  и коэффициентов  $\gamma$  и  $\rho$ :

1 —  $\beta_1=0$ ; 2 —  $\beta_1=1$ ; 3 —  $\beta_1=3,4$ ; 4 —  $\beta_1=10$ ;  
 а —  $\gamma=\rho=0$ ; б —  $\gamma=0,5$ ,  $\rho=0,5$ ; в —  $\gamma=-0,5$ ,  $\rho=-0,5$

вые участки с отрицательной производной скачком с гистерезисными явлениями.

Наличием острого провала на характеристике  $g_{кн}(\chi)$  объясняется резкий рост активной проводимости колебательной системы при автодинных изменениях частоты генерации в любую сторону — как при ее увеличении, так и при уменьшении относительно  $\chi=0$ . При этом возникает дополнительная модуляция амплитуды колебаний с удвоенной частотой. Данное явление, как установлено в [30], является причиной нелинейности автодинного генератора по «амплитуде».

Как видно из графиков, на рис. 6, б и в, в случае когда АЭ вносит в резонансную систему дополнительную зависимость  $b_{кн}$  и  $g_{кн}$  от изменений амплитуды (неизохронность) и частоты (неизодромность) колебаний, наблюдается как центральная, так и осевая асимметрия характеристик. При этом при одном знаке ухода частоты  $\chi$  графики зависимости  $b_{кн}(\chi)$  неизохронного генератора получают увеличения прогиба, а при другом знаке — спрямление. В значение  $g_{кн}(\chi)$  за счет неизодромности генератора вносится величина  $\rho b_{кн}(\chi)$ , вследствие чего изменяется наклон и высота скатов графиков зависимости  $g_{кн}(\chi)$ . Очевидно, что отмеченные здесь особенности характеристик  $g_{кн}(\chi)$  и  $b_{кн}(\chi)$  оказывают существенное влияние на формирование автодинного отклика генератора при сильном отраженном сигнале.

Процесс формирования автодинного отклика для случая изохронного и изодромного генератора рассмотрим с помощью рассчитанных на основании уравнений (11) и (12) диаграмм, представленных на рис. 7. В качестве «пробного» сигнала приняты гармонические изменения реактивной и активной про-

водимостей нагрузки с единичной амплитудой:  $b_{нн}(\tau_n)=b_n(\tau_n)=\sin 2\pi\tau_n$ ;  $g_{нн}(\tau_n)=g_n(\tau_n)=-\cos 2\pi\tau_n$  (см. диаграммы 1 и б). Величину параметра  $\beta_1$  примем равной граничному значению 3,4.

Проводимость  $b_{нн}(\tau_n)$  вызывает, в соответствии с (12), смещение графика результирующей характеристики на  $b_{кн}(\chi)+b_{нн}(\tau_n)$  (см. диаграмму 2) по оси ординат. При этом точки пересечения графиком оси абсцисс дают текущие значения автодинного отклика по изменению частоты  $\chi(\tau_n)$ , которые в теории автодинов для краткости принято называть частотной характеристикой автодина (ЧХА). Эти изменения  $\chi(\tau_n)$ , как видно из диаграммы 3, получаются в целом инвертированными относительно «входного» воздействия  $b_{нн}(\tau_n)$ .

Крутизна центрального участка характеристики  $b_{кн}(\chi)$ , обусловленного действием стабилизирующего резонатора, (см. диаграмму 2) равна эквивалентной добротности  $Q_{эқв}$  рассматриваемой колебательной системы

$$Q_{эқв} = \omega_0 \left( \frac{db_{кн}(\omega)}{d\omega} \right)_0 = Q_{н1} + \frac{\beta_1\beta_2}{(1+\beta_2)^2} Q_{с2},$$

а за его пределами крутизна характеристики определяется добротностью рабочего резонатора  $Q_{н1}$ , для которой выполняется сильное неравенство  $Q_{н1} \ll Q_{эқв}$ . Поэтому при малых изменениях проводимости  $b_{нн}(\tau_n)$  частота колебаний сильнее привязана к колебательной системе, чем при больших отклонениях  $b_{нн}(\tau_n)$ . Этим объясняется наличие излома частотного отклика  $\chi(\tau_n)$  на диаграмме 3.

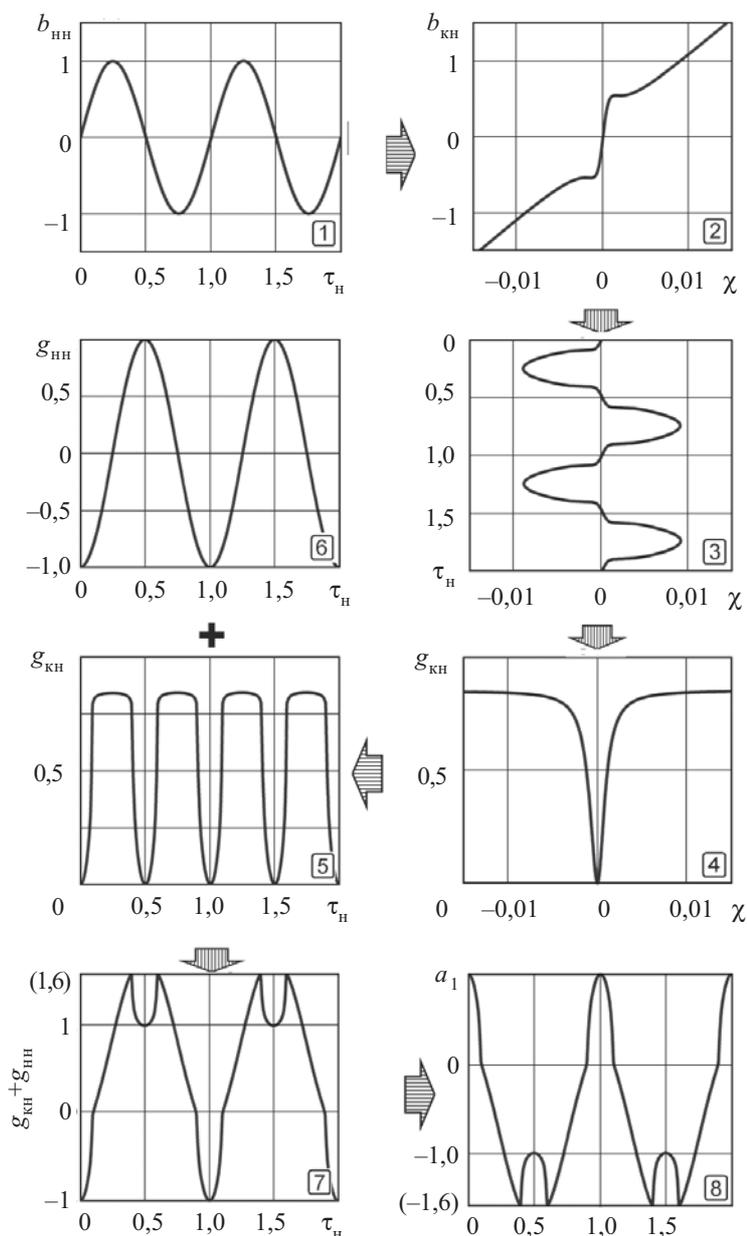


Рис. 7. Процесс формирования автодинного отклика стабилизированного изохронного генератора при сильном отраженном сигнале (порядковые номера диаграмм показаны в нижнем правом углу, стрелками указано функциональное направление процессов преобразования, знак «+» означает их сложение)

Сформированные в соответствии с диаграммой 3 автодинные изменения частоты  $\chi(\tau_h)$  вызывают перемещения рабочей точки по характеристике  $g_{kh}(\chi)$  (диаграмма 4). При этом текущие изменения проводимости  $g_{kh}(\tau_h)$  происходят с удвоенной частотой (диаграмма 5). Сумма гармонических изменений резистивной проводимости  $g_{nh}(\tau_h) = g_n(\tau_h) = -\cos 2\pi\tau_h$ , как отмечалось выше, (диаграмма 6) и сформировавшихся изменений проводимости  $g_{kh}(\tau_h)$  (диаграмма 5) дает закон изменения результирующей проводимости  $g_{nh}(\tau_h) + g_{kh}(\tau_h)$ , показанный на диаграмме 7. Инверсия этого закона в соответствии с (11) при принятой величине прочности предельного цикла  $\alpha_{11} = 1$  дает

для рассматриваемой колебательной системы автодинный отклик по изменению амплитуды колебаний  $a_{h1}(\tau_h)$  (диаграмма 8), который в теории автодинов принято называть амплитудной характеристикой автодина (АХА). Как видим из диаграмм 3 и 8, из-за нелинейности частотных зависимостей резистивной  $g_{kc}(\chi)$  и реактивной  $b_{kc}(\chi)$  проводимостей колебательной системы форма отклика стабилизированного генератора даже при синусоидальных изменениях проводимости нагрузки весьма далека от гармонической. Из анализа результатов разложения функций  $\chi(\tau_h)$  и  $a_{h1}(\tau_h)$  в гармонический ряд Фурье, представленных на рис. 8 в виде спектральных диаграмм  $\chi(F_h)$  и  $a_{h1}(F_h)$ , видно, что в отклике по изменению частоты  $\chi(F_h)$  появляются нечетные гармоники основной частоты, а по изменению амплитуды — постоянная составляющая и четные гармоники. На этих спектрограммах  $F_h = 1/T_h$  — нормированная частота автодинного отклика,  $T_h$  — его период.

Для удобства представления свойств неавтономных автоколебательных систем и автодинов широко используется упоминавшаяся выше амплитудно-частотная характеристика, которая строится в декартовой системе координат  $a_1(\tau_h), \chi(\tau_h)$ . По своей сути АЧХ  $a_1(\chi)$  представляет собой «фазовый портрет» автодинной системы, поскольку любая (изображающая) точка на этих кривых отображает ее состояние. Для построения АЧХ  $a_1(\chi)$  необходимо в (13) задать требуемое значение  $N$  и рассмотреть особенности формирования отклика по  $a_1(\tau_h)$  и  $\chi(\tau_h)$  на интервале  $0 < \tau_h < 1$ . Данная характеристика для слабого отраженного сигнала обычно имеет форму эллипса. Поэтому в теории явления затягивания генераторов внешней нагрузкой она известна как «эллипс затягивания» [45]. Для рассматриваемого на рис. 7 случая при  $N = 0$  и при использовании частотной  $\chi(\tau_h)$  и амплитудной  $a_1(\tau_h)$  характеристик (см. диаграммы 3 и 8) получена представленная на рис. 9 АЧХ  $a_1(\chi)$ , которая, как видим, по форме весьма далека от эллипса.

Выполненные расчеты показали, что в случае неизохронного и неизодромного генератора, когда у частотных зависимостей реактивной  $b_{kh}(\chi)$  и резистивной  $g_{kh}(\chi)$  составляющих проводимости колебательной системы появляются отмеченные выше асимметрии (см. рис. 6, б и в), в компонентах автодинного отклика  $\chi(\tau_h)$  и  $a_1(\tau_h)$  (см. рис. 7) возникают дополнительные искажения, а также асимметрия представленной на рис. 9 АЧХ. При этом в спектрограммах автодинного отклика (см. рис. 8) появляется постоянная составляющая в спектре  $\chi(F_h)$  и увеличивается уровень как четных, так и нечетных гармоник

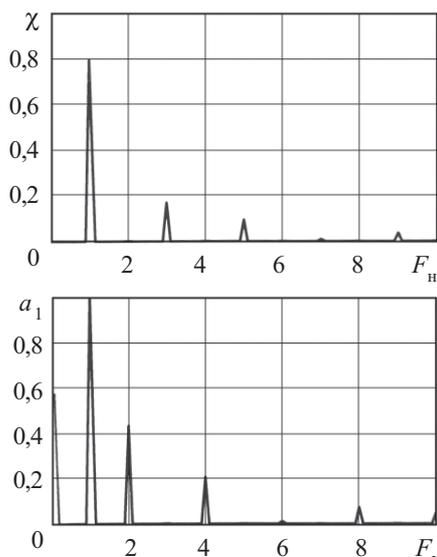


Рис. 8. Спектрограммы автодинного отклика по изменению частоты  $\chi(F_H)$  и амплитуды  $a_1(F_H)$

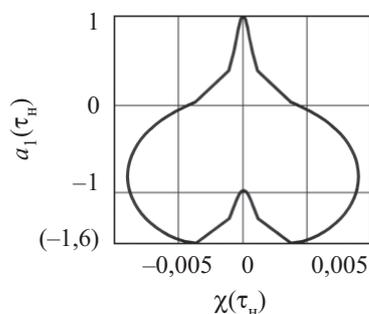


Рис. 9. АЧХ стабилизированного изохронного генератора при слабой связи

в спектрах отклика по изменению частоты  $\chi_n(F_H)$  и амплитуды  $a_1(F_H)$  колебаний.

### Заключение

Таким образом, разработанная математическая модель стабилизированного автодинного генератора позволила установить, что нелинейность частотных зависимостей реактивной и резистивной проводимостей колебательной системы, а также внутренние свойства генератора (неизохронность и неизодромность) являются, наряду с «нелинейностью» нагрузки, причинами искажений автодинного отклика при сильном отраженном сигнале в стабилизированном автодинном генераторе. Эта модель может использоваться для численного анализа основных характеристик как при слабом, так и при сильном отраженном сигнале с учетом внешних условий работы автодина и внутренних свойств СВЧ-генератора.

Полученные результаты являются основой для дальнейших исследований стабилизированных автодинов на предмет изучения их характеристик и интерпретации экспериментальных данных.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Huntoon R. D., Miller B. J. Generator-powered proximity fuze // *Electronics*.— 1945.— № 12.— P. 98—103.

2. Page C. H. and Astin A. V. Survey of Proximity Fuze Development // *American Journal of Physics*.— 1947.— V. 15, № 2.— P. 95—110.

3. Коган И. М. Ближняя радиолокация. Теоретические основы.— М.: Сов. радио, 1973. [Kogan I. M. Moscow. Sov. radio. 1973]

4. Носков В. Я. Радиолокационный датчик для автономной системы управления грузовым парашютом // Тезисы докладов конф. «Радиотехнические системы (навигации, связи), средства измерения и новые информационные технологии».— Россия, Красноярск, 1992.— Ч. 2.— С. 56—57. [Noskov V. Ya. // Tezisy dokladov konf. «Radiotekhnicheskie sistemy (navigatsii, svyazi), sredstva izmereniya i novye informatsionnye tekhnologii». Russia, Krasnoyarsk, 1992. Part 2. P. 56]

5. Усанов Д. А., Скрипаль Ал. В., Скрипаль Ан. В. Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов.— Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2003. [Usanov D. A., Skripal' Al. V., Skripal' An. V. Saratov. Izd-vo Sarat. un-ta. 2003.]

6. Комаров И. В., Смольский С. М. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний.— М.: Горячая линия. Телеком, 2010. [Komarov I. V., Smol'skii S. M. Moscow. Goryachaya liniya. Telekom. 2010]

7. Закарлюк Н. М., Носков В. Я., Смольский С. М. Бортовые автодинные датчики скорости для аэробаллистических испытаний // Тр. 20-й Междунар. крымской микроволновой конфер. «КрыМиКо-2010».— Украина, Севастополь, 2010.— С. 1065—1068. [Zakarlyuk N. M., Noskov V. YA., Smol'skii S. M. // Tr. 20-i Mezhdunar. krymskoi mikrovolnovoi konfer. «KryMiKo-2010». Ukraine, Sevastopol'. 2010. P. 1065]

8. Бузыкин В. Т., Носков В. Я. Автодины. Области применения и перспективы развития // Радиотехнические системы миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн.— Харьков: Институт радиофизики и электроники АН Украины, 1991. [Buzykin V. T., Noskov V. YA. Avtodiny. // Radiotekhnicheskie sistemy millimetrovogo i submillimetrovogo diapazonov voln. Khar'kov: Institut radiofiziki i elektroniki AN Ukrainy. 1991]

9. Закарлюк Н. М., Носков В. Я., Смольский С. М. Автодинные датчики для железнодорожных поездов // Тр. 20-й Междунар. крымской микроволновой конфер. «КрыМиКо-2010».— Украина, Севастополь, 2010.— С. 1072—1076. [Zakarlyuk N. M., Noskov V. YA., Smol'skii S. M. Avtodinnye datchiki dlya zheleznodorozhnykh perezhdov // Tr. 20-i Mezhdunar. krymskoi mikrovolnovoi konfer. «KryMiKo-2010». Ukraine. Sevastopol'. 2010. P. 1072]

10. Lazarus M. J., Pantoja F. P., Somekh M. et al. New direction-of-motion Doppler detector // *Electron. Lett.*— 1980.— V. 16, № 25.— P. 953—954.

11. Гершензон Е. М., Туманов Б. М., Бузыкин В. Т. и др. Общие характеристики и особенности автодинного эффекта в автогенераторах // Радиотехника и электроника.— 1982.— Т. 27, № 1.— С. 104—112. [Gershenzon E. M., Tumanov B. M., Buzykin V. T. i dr. // Radiotekhnika i elektronika. 1982. Vol. 27. N 1. P. 104]

12. Носков В. Я., Смольский С. М. Автодинный эффект в генераторах с амплитудной модуляцией // Радиотехника.— 2011.— № 2.— С. 21—36. [Noskov V. Ya., Smol'skii S. M. // Radiotekhnika. 2011. N 2. P. 21]

13. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 2. Теоретические и экспериментальные исследования // Успехи современной радиоэлектроники.— 2007.— № 7.— С. 3—33. [Votoropin S. D., Noskov V. Ya., Smol'skii S. M. // Uspekhi sovremennoi radioelektroniki. 2007. N 7. P. 3]

14. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 4. Исследования многочастотных автодинов // Успехи современной радиоэлектроники.— 2008.— № 5.— С. 65—88. [Votoropin S. D., Noskov V. Ya., Smol'skii S. M. // Uspekhi sovremennoi radioelektroniki. 2009. N 3. P. 3]

15. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 5. Исследования автодинов с частотной модуляцией // Успехи современной радиоэлектроники.— 2009.— № 3.— С. 3—50. [Votoropin S. D., Noskov V. YA., Smol'skii S. M. 2009. N 3. P. 3]
16. Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 6. Исследования радиоимпульсных автодинов // Успехи современной радиоэлектроники.— 2009.— № 6.— С. 3—51. [Noskov V. YA., Smol'skii S. M. // Uspekhi sovremennoy radioelektroniki. 2009. N 6. P. 3]
17. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 3. Функциональные особенности автодинов // Успехи современной радиоэлектроники.— 2007.— № 11.— С. 25—49. [Votoropin S. D., Noskov V. YA., Smol'skii S. M. // Uspekhi sovremennoy radioelektroniki. 2007. N 11. P. 25]
18. Носков В. Я. Исследование особенностей автоколебаний бигармонического автодина при воздействии отраженного излучения // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 1991.— № 10.— С. 44—50. [Noskov V. Ya. // Izv. vuzov. Radioelektronika. 1991. N 10. P. 44]
19. Носков В. Я. Стабилизированный бигармонический автодин // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 1991.— № 11.— С. 61—64. [Noskov V. Ya. // Izv. vuzov. Radioelektronika. 1991. N 11. P. 61]
20. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Применение внешней синхронизации для исследования внутренних СВЧ генераторов по их автодинным характеристикам // Изв. вузов. Физика.— 2008.— Т. 51, № 9/2.— С. 159—163. [Votoropin S. D., Noskov V. YA., Smol'skii S. M. // Izv. vuzov. Fizika. 2008. Vol. 51, N 9/2. P. 159]
21. Носков В. Я., Смольский С. М. Основные свойства двухдиодных автодинов и их применение // Тр. 20-й Междунар. крымской микроволновой конф.— «КрыМиКо-2010».— Украина, Севастополь, 2010.— С. 1055-1054. [Noskov V. YA., Smol'skii S. M. // Tr. 20-i Mezhdunar. krymskoi mikrovolnovoi konfer. «CriMiCo-2010». Ukraine, Sevastopol', 2010. P. 1055]
22. Носков В. Я., Смольский С. М. Связь нелинейных искажений сигналов и процесса установления автодинного отклика СВЧ генераторов // Радиотехника.— 2010.— № 1.— С. 55—66. [Noskov V. YA., Smol'skii S. M. // Radiotekhnika. 2010. N 1. P. 55]
23. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 1. Конструкторско-технологические достижения // Успехи современной радиоэлектроники.— 2006.— № 12.— С. 3—30. [Votoropin S. D., Noskov V. YA., Smol'skii S. M. // Uspekhi sovremennoy radioelektroniki. 2006. № 12. S. 3]
24. Соловьев Ю. Л., Ковтуненко Г. Ф., Рудаков А. В. Модуль Доплера и антенна с фазокорректирующими зонными пластинами Френеля // Тр. 17-й Междунар. крымской микроволновой конф.— «КрыМиКо-2007».— Украина, Севастополь, 2007.— С. 51. [Solov'ev Yu. L., Kovtunenکو G. F., Rudakov A. V. // Tr. 17-i Mezhdunar. krymskoi mikrovolnovoi konfer. «CriMiCo-2007». Ukraina, Sevastopol', 2007. P. 51]
25. Егунов М. С., Воторопин С. Д. Приемно-передающий модуль 5-мм диапазона длин волн с частотной модуляцией для систем ближней радиолокации // Техника и приборы СВЧ.— 2008.— № 1.— С. 18—22. [Egunov M. S., Votoropin S. D. // Tekhnika i pribory SVCh. 2008. N 1. P. 18]
26. Туманов Б. Н., Бузыкин В. Т. Особенности автоколебаний в автодинных генераторах СВЧ // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1983.— № 2.— С. 3—9. [Tumanov B. N., Buzhkin V. T. // Elektronnaya tekhnika. Ser. Elektronika SVCh. 1983. N 2. P. 3]
27. Туманов Б. Н., Закарлюк Н. М. Фазовые портреты и особенности автоколебаний автодина на диоде Ганна // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1985.— № 10.— С. 6—13. [Tumanov B. N., Zakarlyuk N. M. // Elektronnaya tekhnika. Ser. Elektronika SVCh. 1985. N 10. P. 6]
28. Игнатков К. А., Носков В. Я., Смольский С. М. Основные соотношения для анализа особенностей автодинных сигналов СВЧ генераторов, стабилизированных внешним резонатором // Сб. трудов III ВНТК «Радиовысотометрия-2010».— Россия, Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2010.— С. 139—143. [Ignatkov K. A., Noskov V. YA., Smol'skii S. M. // Sb. trudov III VNTK «Radiovysotometriya-2010». Russia, Ekaterinburg: Fort Dialog-Iset', 2010. P. 139]
29. Игнатков К. А., Носков В. Я., Смольский С. М. Исследования особенностей автодинных сигналов СВЧ генераторов, стабилизированных внешним резонатором // Сб. трудов III ВНТК «Радиовысотометрия-2010».— Россия, Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2010.— С. 144—149. [Ignatkov K. A., Noskov V. YA., Smol'skii S. M. // Sb. trudov III VNTK «Radiovysotometriya-2010». Rossiya, Ekaterinburg: Fort Dialog-Iset', 2010. P. 144]
30. Носков В. Я., Игнатков К. А., Смольский С. М. Нелинейные искажения сигналов в стабилизированных автодинных СВЧ генераторах // Техника и приборы СВЧ.— 2011.— № 1.— С. 31—39. [Noskov V. YA., Ignatkov K. A., Smol'skii S. M. // Tekhnika i pribory SVCh. 2011. N 1. P. 31]
31. Ланда П. С. Автоколебания в распределенных системах.— М.: Наука, 1983. [Landa P. S. Moscow. Nauka. 1983]
32. Рубаник В. П. Колебания квазилинейных систем с запаздыванием.— М.: Наука, 1969. [Rubanik V. P. Moscow. Nauka. 1969]
33. Минакова И. И. Неавтономные режимы автоколебательных систем.— М.: Изд-во МГУ.— 1987. [Minakova. I. I. Moscow. Izd-vo MGU. 1987]
34. Кузнецов С. П. Динамический хаос.— М.: Физматлит, 2001. [Kuznetsov S. P. Moscow: Fizmatlit. 2001]
35. Рыскин Н. М., Шигаев А. М. Сложная динамика простой модели распределенной автоколебательной системы с запаздыванием // Журнал технической физики.— 2002.— Т. 72, № 7.— С. 1—8. [Ryskin N. M., Shigaev A. M. Slozhnaya dinamika prostoii modeli raspredelennoi avtokolebatel'noi sistema s zapazdyvaniem // Zhurnal tekhnicheskoi fiziki. 2002. Vol. 72, N 7. P. 1]
36. Дамгов В. Н., Ланда П. С., Перминов С. М., Шаталова Г. Г. Стохастические колебания в генераторе с дополнительной обратной связью // Радиотехника и электроника.— 1986.— Т. 31, № 4.— С. 730—733. [Damgov V. N., Landa P. S., Perminov S. M., Shatalova G. G. // Radiotekhnika i elektronika. 1986. Vol. 31, N 4. S. 730]
37. Kulik V. V., Lukin K. A., Rakityansky V. A. Autodyne effect in the Weak-Resonant BWO with chaotic dynamics // Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves.— 1998.— Vol. 19, N 3.— P. 427—440.
38. Новожилова Ю. В., Сергеев А. С. параметрическая неустойчивость в автогенераторе с отражением от удаленной нагрузки // Тр. 19-й Междунар. крымской микроволновой конф.— «КрыМиКо-2009».— Украина, Севастополь, 2009.— С. 675—676. [Novozhilova Yu. V., Sergeev A. S. // Tr. 19-i Mezhdunar. krymskoi mikrovolnovoi konfer. «CriMiCo-2009». Ukraine, Sevastopol', 2009. P. 675]
39. Касаткин Л. В., Чайка В. Е. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн.— Севастополь: Вебер, 2006. [Kasatkin L. V., Chaika V. E. Sevastopol'. Veber, 2006]
40. Бузыкин В. Т., Носков В. Я. Автодинный отклик при сильном отраженном сигнале // Применение радиоволн миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Сб. науч. тр.— Харьков: ИПЭ АН Украины, 1992.— С. 52—56. [Buzhkin V. T., Noskov V. Ya. // Primenenie radiovoln millimetrovogo i submillimetrovogo diapazonov. Sb. nauch. tr. Khar'kov: IRE AN Ukrainy, 1992. P. 52]
41. Носков В. Я., Игнатков К. А., Смольский С. М. О влиянии неизодромности СВЧ генераторов на их автодинные характеристики // Сб. докл. XVII МНТК «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC\*2008).— Россия, Воронеж, 2011.— Т. 2.— С. 1595—1607. [Noskov V. YA., Ignatkov K. A., Smol'skii S. M. // Sb. dokl. XVII MNTK «Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'» (RLNC\*2008). Rossiya, Voronezh, 2011. Vol. 2. P. 1595]
42. Носков В. Я., Смольский С. М. Регистрация автодинного сигнала в цепи питания генераторов на полупроводниковых диодах СВЧ (Обзор) // Техника и приборы СВЧ.— 2009.— № 1.— С. 14—26. [Noskov V. YA., Smol'skii S. M. // Tekhnika i pribory SVCh. 2009. N 1. P. 14]
43. Бычков С. И. Вопросы теории и практического применения приборов магнетронного типа.— М.: Сов. радио, 1967. [Bychkov S. I. Moscow. Sov. radio. 1967]
44. Половков И. П. Стабилизация частоты генераторов СВЧ внешним объемным резонатором.— М.: Сов. радио, 1967. [Polovkov I. P. Moscow. Sov. radio. 1967]
45. Малышев В. А., Роздобудько В. В. Использование затягивания частоты и мощности автогенератора СВЧ внешней нагрузкой для измерения параметров нелинейности его электронной проводимости // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 1977.— Т. 20, № 1.— С. 45—51. [Malyshev V. A., Rozdobud'ko V. V. // Izv. vuzov. Radioelektronika. 1977. Vol. 20, N 1. P. 45]

## АННОТАЦІИ К СТАТТЯМ НОМЕРА

**Електрооптичні модулятори і фільтри на основі кільцевих мікрорезонаторів для волоконно-оптичних систем зв'язку.** Берікашвілі В. Ш., Ключник М. Т., Яковлев М. Я.

Наведено результати аналізу досліджень в області створення високошвидкісних модуляторів і фільтрів на основі кільцевих мікрорезонаторів. Розглянуто конструкцію та особливості мікрорезонаторних структур в оптичних модуляторах та інтерферометрах Маха–Цандера. Показано можливості використання мікрорезонаторів як селекторів за довжинами хвиль, перемикачів каналів, мультиплексорів/демультиплексорів, комутаторів і маршрутизаторів.

**Архітектура пристроїв цифрової обробки сигналів з перестроюваною структурою.** Шейк–Сейкін А. М.

Розроблено методику синтезу архітектури обчислювальної системи з перестроюваною структурою при афінних перетвореннях графічних інформаційних зв'язків (ГІЗ), що передбачає дооснащення вихідної обчислювальної системи (ОС) відповідною системою комутації, що реалізує, залежно від характеру змінення ГІЗ, один із способів блочної перебудови, який забезпечує ефективну реалізацію ОС у широкому діапазоні змінення параметрів ГІЗ. Отримані оцінки апаратурних затрат для різних способів перебудови дозволяють визначити ефективність реалізації ОС для кожного певного випадку.

**Датчик швидкості газового потоку.** Годованюк В. М., Рюхтін В. В., Михайличенко Ю. С., Швець О. Г., Шимановський О. Б., Федінчук І. І.

Запропоновано конструкцію датчика швидкості газового потоку, у якій використовується зв'язок між швидкістю потоків газу і тепла всередині самого датчика. Таким чином забезпечується контроль витрат енергії на підтримання теплової рівноваги між двома терморезисторами, які перебувають у потоці газу при різних температурах. Описано групову планарну технологію виготовлення датчика та розроблену методику вимірювань в діапазоні температур. Наведена інформація дозволяє організувати виробництво дешевих надійних і точних датчиків вимірювання швидкості газового потоку.

**Electrooptical modulators and filters for fiber optic systems based on microring resonators.**  
Berikashvily V. Sh., Klyuchnik N. T., Yakovlev M. Ya.

The results of investigation in design of high speed modulators based on planar microring resonators were made. The design and features of microresonator structures in optical modulators and Mach–Zehnder interferometers were considered. The possibilities of the use of microresonators as wavelength selectors, switch channels, multiplexers/demultiplexers, switches and routers are shown.

**Architecture of digital signal's processing units with the rebuildable structure.** Sheik–Seikin A. N.

The synthesis technique is developed for the computing system architecture with tunable structure with graph of information connections (GIC) affine transformations which assumes additional equipment of initial computing system (CS) with the appropriate switching system implementing, depending on character of GIC change, one of the methods of block reorganization providing effective implementation of CS in wide range of GIC parameters change. The received estimations of hardware expenses for various methods of reorganization allow to define efficiency of CS implementation for each specific case.

**Gas speed flow transducer.** Godovaniouk V. N., Riukhtin V. V., Mikhailichenko Yu. S., Shvets A. G., Shimanovskiy A. B., Fedinchuk I. I.

The design of a gas speed flow transducer using the coupling of gas speed and heat streams within the transducer itself is proposed. To maintain the heat balance between two thermoresistors under gas stream at different temperatures, it provides energy consumption monitoring. The detailed combined planar technology for the transducer production is presented. The worked-out measurement procedure allows to make measurements in the temperature range. Information enough to organize production of cheap, reliable and precise gas speed flow transducers is given.

**Особливості проектування високочастотних КМОН ІС для генераторів із кварцовою стабілізацією частоти.** Вербицький В. Г., Віроzub Т. М., Воцинкін А. Ф., Золотаревський В. І., Самотовка В. Л., Самотовка Л. І.

Використання ряду схемотехнічних та конструктивних рішень при проектуванні двох варіантів високочастотних КМОН інтегральних схем для генераторів з кварцовою стабілізацією частоти дозволили значно покращити ряд параметрів у порівнянні із закордонними зразками. Наведено методику проектування та розрахунку вхідних підсилювальних каскадів блоків генерації, проектування формувачів керуючих сигналів вихідного буфера з метою забезпечення необхідної симетрії імпульсів потужного вихідного каскаду та зменшення струму споживання цього каскаду, а отже і КМОН ІС в цілому.

**Пристрої зчитування інформації з великоформатних матриць ІЧ-фотодіодів.** Рева В. П., Марчішин І. В., Коринець С. В., Сизов Ф. Ф.

Наведено результати досліджень спроектованих і виготовлених пристроїв зчитування для матриць ІЧ-фотодіодів форматів 320×256 та 640×512. Обговорено архітектуру побудови схем зчитування, її вплив на параметри фотоприймальних пристроїв, конструкцію пристроїв сполучення з ІЧ-фотодіодами, конструкцію схем зчитування інформаційного заряду, вплив геометричних розмірів елементів матриці на вихідні параметри пристроїв зчитування. Зроблено порівняння розрахункових і вимірних параметрів пристроїв зчитування.

**Дослідження властивостей плівок нітриду та оксиду кремнію, отриманих методом плазмохімічного осадження на кремнієву підкладку.** Рубцевич І. І., Соловійов Я. О., Висоцький В. Б., Дудкін О. І., Ковальчук Н. С.

Проведено дослідження залежності механічних напруг від режимів осадження плівок нітриду та оксиду кремнію, отриманих методом стимульованого плазмово-хімічного осадження шарів з газової фази (PECVD). Встановлено зв'язок між ключовими параметрами осадження, такими як робочий тиск у камері, витрата робочих газів, швидкість осадження та рівень внутрішніх механічних напружень.

**Features of high-frequency CMOS IC designing for generators with quartz frequency stabilization.** Verbitskiy V. G., Virozub T. M., Voschinkin A. F., Zolotarevskiy V. I., Samotovka V. L., Samotovka L. I.

The use of certain circuit and constructive decisions when designing of two variants high-frequency CMOS integrated schemes for generators with quartz stabilization of frequency allowed to considerably improve a number of parameters in comparison with foreign samples. In the article the technique is given for designing and calculation of entrance intensifying cascades of generation blocks, designing of operating signals shapers of the target buffer for the purpose of maintenance of symmetry required of the powerful target cascade impulses and reduction of consumption current of this cascade, and therefore, of CMOS IC integrally.

**Information readout devices for large-size matrices of IR-photodiodes.** Reva V. P., Marchishin I. V., Korinets S. V., Sizov F. F.

The research results are given for designed and manufactured readout devices for matrices of infrared photodiodes of formats 640×512 and 320×256. The article comments the architecture of reading circuit diagramming and its influence on the parameters of the FPU, the design of interfaces with an infrared photodiodes, the design of the reading circuit of the information charge, the influence of the geometric dimensions of the matrix elements on the output parameters of readout devices. A comparison of calculated and measured parameters of readout devices has been carried out.

**Investigation of properties of nitride and silicon oxide films grown by plasma-chemical deposition on a silicon substrate.** Rubtsevich I. I., Solovyov Ya. A., Vysotskiy V. B., Dudkin A. I., Kovalchuk N. S.

The research has been carried out on dependence of mechanical stress on the modes of deposition of silicon nitride and oxide films obtained by plasma excited chemical vapour deposition of the layers from the gas phase (PECVD). The connection has been determined between the key parameters of the deposition, such as operating pressure in the chamber, working gas consumption, deposition rate and the level of internal mechanical stresses.

**Вплив обробки воднем монокристалів телуриду кадмію на їх спектри оптичного пропускання. Пігур О. М., Попович В. Д., Potera P., Vırt I. S., Цибрій (Івасів) З. Ф.**

Досліджено вплив низькотемпературної обробки розрядом в атмосфері водню на пропускання монокристалів CdTe та CdTe:Cl *p*-типу в областях прозорості та довгохвильового краю спектру поглинання. Зміни в спектрах поглинання пояснено пасивацією воднем дрібних власних дефектів акцепторного типу, в основі яких лежить вакансія кадмію, а також виникненням ізольованих дефектів за участю водню.

**Особливості морфології фрактальних нанооб'єктів в кристалах  $A_2^V B_3^{VI}$  <домішка>. Алієва А. П., Кахраманов К. Ш., Кахраманов С. Ш.**

На міжшаровій поверхні кристалів  $Bi_2Te_3$  <домішка> та  $Sb_2Te_3$  <домішка> у результаті самоорганізації формуються наноутворення наступних типів: пірамідальні включення, паралельні пластини та фрагменти, подібні фрактальної поверхні Кох. Виявлені морфологічні особливості в  $A_2^V B_3^{VI}$  <домішка>, пов'язані з формуванням міжшарів різної товщини, можуть зіграти принципову роль в аномаліях електронних властивостей.

**Хімічний зв'язок стибію. Технологічні аспекти. Ащевулов А. А., Маник О. М., Маник Т. О., Білинський-Слотило В. Р.**

Виявлено тонку структуру хімічного зв'язку стибію гексагональної та ромбоєдричної модифікацій. Виявлено границі їх поліморфізму, що розкриває нові технологічні можливості створення оптичних, фотоелектричних, термоелектричних та інших матеріалів для елементів електронної техніки.

**Вплив внутрішніх параметрів стабілізованих НВЧ-генераторів на формування автодинного відгуку при сильному відбитому сигналі. Носков В. Я., Ігнатков К. А., Смольський С. М.**

Представлено результати аналізу автодинного відгуку в НВЧ-генераторах, стабілізованих зовнішнім високочастотним резонатором, у разі сильного сигналу, коли амплітуда відбитої хвилі є порівняною з амплітудою власних коливань генератора. Зв'язок між основним робочим і стабілізуючим резонаторами конструктивно виконаний за схемою смугово-відбиваючого фільтра з резистивним зв'язком. Отримано основні вирази, що описують автодинний відгук генератора на дію власного відбитого від цілі випромінювання. Виконано аналіз впливу навантаження і коливальної системи генератора на формування автодинного відгуку.

**The effect of hydrogen treatment of cadmium telluride single crystals on their optical transmission spectra. Pigur O. N., Popovych V. D., Potera P., Vırt I. S., Tsybrii (Ivasiv) Z. F.**

The influence of low-temperature processing by discharge in atmosphere of hydrogen on *p*-type single crystals CdTe and CdTe:Cl transmission in transparent region and longwavelength absorption edge have been investigated. The changes in absorption spectra were explained by hydrogen passivation of shallow intrinsic defects of acceptor type based on the vacancy of cadmium, and also by isolated defects initiation with the assistance of hydrogen.

**The morphology of fractal nano-objects in crystals of  $A_2^V B_3^{VI}$  <impurity>. Aliyeva A. P., Kahramanov K. Sh., Kahramanov S. Sh.**

On interlayer surfaces of crystals of  $Bi_2Te_3$  <impurity> and  $Sb_2Te_3$  <impurity> as a result of self-organisation are formed nano formations of following types: the pyramidal inclusions, parallel plates and the fragments similar Koch fractal surface. The revealed morphological features in  $A_2^V B_3^{VI}$  <impurity> crystals connected with formation of interlayers of various thickness can play a basic role in anomalies of electronic properties.

**The chemical bond of stibium. Technological aspects. Ashcheulov A. A., Manyk O. N., Manyk T. O., Bilynskiy-Slotilo V. R.**

Thin structure of the chemical bond of the hexagonal and rhombohedral modifications of stibium was investigated. The boundaries of their polymorphism were identified, which opens new technological possibilities of creating optical, photoelectric, thermoelectric, and other materials for electronic equipment components.

**Influence of inherent parameter of stabilized UHF oscillators on autodyne response formation at a strong reflected signal. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smol'skiy S. M.**

Results of an autodyne response analysis in UHF oscillators stabilized by the external high-Q cavity in the case of the strong signal when the reflected wave amplitude commensurable with the own oscillation amplitude. Coupling between the basic operation cavity and the stabilizing cavity is implemented as a pass-reflecting filter with a resistive bond. Key relations are obtained, which describe the autodyne response to the own re-reflected radiation from a target. The load and oscillating system influence on autodyne response formation is fulfilled.



## НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ НИИ ТОЧНОГО МАШИНОСТРОЕНИЯ

### Комплект малогабаритного вакуумного оборудования настольного типа



**МВУ ТМ-Магна**



**МВУ ТМ-ТИС**



**МВУ ТМ  
Изофаз-CVD**



**МВУ ТМ  
Изофаз-CVD ICP**



**МВУ ТМ  
Плазма-ПИТ**

*Назначение:*



**МВУ ТМ  
Плазма ПХТ**



**МВУ ТМ  
Плазма ПХТ ICP**



**МВУ ТМ-Отжиг**

Мелкосерийное производство, технологическое обучение, отработка технологических процессов, научные исследования.

**Специализация:**

- “МВУ ТМ-Магна” – Нанесение металлов и диэлектриков методом магнетронного распыления.
- “МВУ ТМ-ТИС” – Осаждение плёнок металлов методом термического испарения.
- “МВУ ТМ Изофаз-CVD” – Плазмохимическое осаждение диэлектрических слоёв из газовой фазы (диодная система).
- “МВУ ТМ Изофаз-CVD ICP” – Плазмохимическое осаждение диэлектрических слоёв из газовой фазы (ICP реактор).
- “МВУ ТМ Плазма-ПИТ” – Прецизионное травление слоёв и материалов методом реактивно-ионной обработки.
- “МВУ ТМ Плазма-ПХТ” – Плазмохимическое травление слоёв и материалов в плазме диодного разряда.
- “МВУ ТМ Плазма-ПХТ ICP” – Плазменное травление слоёв и материалов с ICP источником плазмы.
- “МВУ ТМ-Отжиг” – Термический отжиг и сушка слоёв и материалов.



*Седьмая международная специализированная выставка  
оборудования и технологий  
для промышленной автоматизации  
и встраиваемых систем*

# AISS-Automatica-2011

Автоматизация: применение,  
инновации, решения, системы

22—24 ноября 2011 года

Выставочный центр «АККО Интернешнл»

Украина, Киев, пр-т Победы, 40

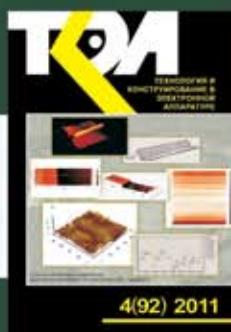
Промышленная автоматизация, АСУ ТП

Промышленная электроника и электротехника

Встраиваемые компьютерные технологии

Контакты  
ООО «Смарт Экспо»  
Украина, Киев, 02095, а/я 24  
тел. факс: +380.44.576.46.06  
тел. факс: +380.44.566.48.61  
моб.: +380.50.462.21.52  
моб.: +380.50.313.45.19  
info @ smart-expo.com.ua  
<http://aiiss-automatica.com.ua>

*Номер готовили  
Бакуч, Донецк, Дрогобыч, Екатеринбург,  
Жешув, Киев, Львов, Минск, Москва,  
Одесса, Харьков, Черновцы.*



Пишите

Подписывайтесь

Читайте

4(92) 2011