

ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ



К статье «Фракталы, скейлинг и дробные операторы
как основа новых методов обработки информации
и конструирования фрактальных радиосистем»

5(77) 2008

Х
МЕЖДУНАРОДНАЯ
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ



СОВРЕМЕННЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ И ЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

18—22 мая 2009 года
Украина, г. Одесса

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

- Информационные технологии и системы искусственного интеллекта
- Компьютерные системы и сети
- Радиотехнические, телекоммуникационные и телевизионные системы
- Проектирование, конструирование, производство и контроль электронных средств
- Функциональная электроника. Микро- и нанотехнологии
- Проблемы экологического мониторинга и медицинской диагностики
- Проблемы подготовки научных и инженерных кадров в области управления, радиотехники и компьютерных систем
- «Круглый стол», посвященный обсуждению проблем развития микроэлектроники в Украине

С текущей информацией
можно ознакомиться на сайте
www.tkea.com.ua/konfer.html

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

Выходит один раз в 2 месяца

Регистрационный номер КВ 13418-2302ПР

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



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

ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

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

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

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

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

Техническая редакция, дизайн: Е. И. Корещак.

Компьютерное обеспечение: П. В. Назаров.

Формат 60×84 1/8. Печать офсетная.
Печ. л. 8,0+1,0. Уч.-изд. л. 11,0. Тираж 500 экз. Заказ № 208.
Издательство «Политехперіодика»
(65044, г. Одесса-44, а/я 17).
Отпечатано в типографии издательства «ART-V»
(65091, г. Одесса, ул. Комитетская, 24а).

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

К.т.н. В. М. Чмиль

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

К.т.н. Н. М. Вакив (г. Львов)

Д.т.н. В. Н. Годованюк (г. Черновцы)

К.т.н. А. А. Даиковский (г. Киев)

Н. В. Кончиц (г. Киев)

Д.т.н. В. П. Малахов (г. Одесса)

Д.ф.-м.н. В. Ф. Мачулин (г. Киев)

В. А. Проценко (г. Киев)

Е. А. Тихонова (г. Одесса)

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Д.т.н. А. А. Ащеулов (г. Черновцы)

Д.т.н. В. В. Баранов (г. Минск)

К.т.н. Э. Н. Глушеченко,

зам. гл. редактора (г. Киев)

Д.т.н. В. В. Данилов (г. Донецк)

Д.т.н. В. Т. Дейнега (г. Одесса)

Д.ф.-м.н. В. А. Дроздов (г. Одесса)

К.т.н. И. Н. Еримичой,

зам. гл. редактора (г. Одесса)

К.т.н. А. А. Ефименко,

ответственный секретарь (г. Одесса)

Д.т.н. С. Ю. Лузин (г. С.-Петербург)

К.т.н. И. Л. Михеева (г. Киев)

К.т.н. Ю. Е. Николаенко (г. Киев)

Д.ф.-м.н. В. В. Новиков (г. Одесса)

К.ф.-м.н. А. В. Рыбка (г. Харьков)

К.т.н. В. В. Рюхтин (г. Черновцы)

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

Д.ф.-м.н. П. В. Серба (г. Таганрог)

Д.х.н. В. Н. Томашик (г. Киев)

Д.ф.-м.н. О. И. Шпотюк (г. Львов)

УЧРЕДИТЕЛИ

Министерство промышленной политики
Украины

Институт физики полупроводников
им. В. Е. Лашкарёва

Научно-производственное

предприятие «Сатурн»

Одесский национальный

политехнический университет

Издательство "Политехперіодика"

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

Современные электронные технологии

Фракталы, скейлинг и дробные операторы как основа новых методов обработки информации и конструирования фрактальных радиосистем. *Потапов А. А.*

3

Электронные средства: исследования, разработки

Сопротивление контактов тонкопленочного резистора. *Спирин В. Г.*

20

Реализация арифметических операций с комплексными числами на ПЛИС. *Опанасенко В. Н., Лисовый А. Н., Сахарин В. Г.*

24

Сенсоэлектроника

Датчики на поверхностных акустических волнах для дистанционного контроля температуры. *Катаев В. Ф., Багдасарян А. С., Карапетян Г. Я., Днепровский В. Г.*

31

Функциональная микро- и наноэлектроника

Особенности проектирования внутренних цепей питания микромощных БИС на основе элементов инъекционной логики. *Белоус А. И., Емельянов В. А., Сякерский В. С., Силин А. В.*

33

Технологические процессы и оборудование

Химическое осаждение из газовой фазы гетеро- и наноструктур соединений III-V. *Воронин В. А., Губа С. К., Курило И. В.* Информационные параметры для реализации адаптивной зарядки вторичных химических источников тока. *Житник Н. Е., Мировольский Ю. Л., Плаксин С. В., Погорелая Л. М., Соколовский И. И.*

36

40

Приборно-технологическое моделирование автоэмиссионных кремниевых микрокатодов. *Дружинин А. А., Голота В. И., Козут И. Т., Сапон С. В., Ховерко Ю. М.*

43

Макет экспериментальной установки для исследования пространственно-временного интегрирования в акустооптической среде. *Рудякова А. Н., Липинский А. Ю., Данилов В. В.*

50

Испаритель для термического напыления материалов в вакууме. *Босый В. И., Кохан В. П., Рахманов Н. М.*

56

Материалы электроники

Прогнозирование диэлектрических свойств некристаллизующейся моноармированной полиматричной стеклокерамики. *Дмитриев М. В., Еримичой И. Н., Панов Л. И., Панова Е. Л.* Влияние исходных дефектов на распределение механических напряжений и деформаций при окислении кремния. *Кулинич О. А., Смынтына В. А., Глауберман М. А., Чемересюк Г. Г., Яцунский И. Р.*

58

62

Библиография

Новые книги

32, 35, 49, 55, 57

В портфеле редакции

32

Выставки. Конференции

30, 2-я, 3-я, 4-я стр. обл.

ЗМІСТ

Сучасні електронні технології

Фрактали, скейлінг та дробні оператори як основа нових методів обробки інформації та конструювання фрактальних радіосистем. *Потанов О. О.* (3)

Електронні засоби: дослідження, розробки

Опір контактів тонкоплівкового резистора. *Спирин В. Г.* (20)

Реалізація арифметичних операцій з комплексними числами на базі ПЛІС. *Опанасенко В. М., Лісовий О. М., Сахарін В. Г.* (24)

Сенсоелектроніка

Датчики на поверхневих акустичних хвилях для дистанційного контролю температури. *Катаєв В. Ф., Багдасарян О. С., Каранет'ян Г. Я., Дніпровський В. Г.* (31)

Функціональна мікро- та наноелектроніка

Особливості проектування внутрішніх кіл живлення мікропотужних ВІС на основі елементів інжекційної логіки. *Белоус А. І., Ємельянов В. А., Сякерський В. С., Сілін А. В.* (33)

Технологічні процеси та обладнання

Хімічне осадження з газової фази гетеро- та наноструктур сполук III–V. *Воронін В. О., Губа С. К., Курило І. В.* (36)

Інформаційні параметри для реалізації адаптивного заряджання вторинних хімічних джерел струму. *Житник М. Є., Миропольський Ю. Л., Плаксін С. В., Погорела Л. М., Соколовський І. І.* (40)

Приладо-технологічне моделювання автоемісійних кремнієвих мікрокатодів. *Дружинін А. О., Голота В. І., Когут І. Т., Сапон С. В., Ховерко Ю. М.* (43)

Макет експериментального обладнання для дослідження просторово-часового інтегрування в акустооптичному середовищі. *Рудякова Г. М., Ліпінський О. Ю., Данилов В. В.* (50)

Випарник для термічного наповнення матеріалів у вакуумі. *Босий В. І., Кохан В. П., Рахманов М. М.* (56)

Матеріали електроніки

Прогнозування діелектричних властивостей моноармованої поліматричної склокераміки що не кристалізується. *Дмитрієв М. В., Єримичой І. М., Панов Л. І., Панова О. Л.* (58)

Вплив вихідних дефектів на розподіл механічних напруг і деформацій при окисненні кремнія. *Кулінич О. А., Сминтина В. А., Глауберман М. А., Чемересюк Г. Г., Яцунський І. Р.* (62)

CONTENT

Modern electronic technologies

Fractals, scaling and fractional operators as a foundation of new methods of information processing and fractal radio systems designing. *Potapov A. A.* (3)

Electronic means: investigations, development

Resistance contact thin-film resistor. *Spirin V. G.* (20)

Realizations of arithmetic with complex integer numbers on PLD-base. *Opanasenko V. N., Lisovyi A. N., Saharin V. G.* (24)

Sensoelectronics

Sensors on surface acoustic waves for distance control of temperature. *Kataev V. F., Bagdasariyan A. S., Karapetyan G. Ya., Dneprovski V. G.* (31)

Functional micro- and nanoelectronics

Design peculiarities of power supply internal circuits of micropower VLSI, based on injection logic. *Belous A. I., Emel'yanov V. A., Syakersky V. S., Silin A. V.* (33)

Technological processes and equipment

Chemical deposition from gas phase of the hetero- and nanostructures of III–V compounds. *Voronin V. A., Guba S. K., Kurilo I. V.* (36)

Information parameters for realization of adaptive charge of secondary chemical sources of current. *Zhitnik N. E., Miro-polskiy Yu. L., Plaksin S. V., Pogorelaya L. M., Sokolovskiy I. I.* (40)

Device-technological simulation of field emission silicon microcathodes. *Druzhyinin A. A., Holota V. I., Kogut I. T., Sapon S. V., Khoverko Yu. M.* (43)

The test setup for the investigation of space-time integration within the acoustic-optical media. *Rudiakova A. N., Lipinskii A. Y., Danilov V. V.* (50)

Evaporator for thermal vacuum deposition of materials. *Bosyi V. I., Kokhan V. P., Rakhmanov N. M.* (56)

Materials of electronics

Forecasting of dielectric properties of noncrystalizing monoarmature polymatrix glass ceramics. *Dmitriev M. V., Yere-michoy I. N., Panov L. I., Panova E. L.* (58)

The influence of initial defects on mechanical stress and deformation distribution in oxidized silicon. *Kulinich O. A., Smyntyna V. A., Glauberman M. A., Chemeresyuk G. G., Yatsunskiy I. R.* (62)

Д. ф.-м. н. А. А. ПОТАПОВ

Россия, г. Москва, Институт радиоэлектроники им. В. А. Котельникова
E-mail: potapov@mail.cplire.ruДата поступления в редакцию
19.05 2008 г.Оппонент д. ф.-м. н. В. В. НОВИКОВ
(ОНПУ, г. Одесса)

ФРАКТАЛЫ, СКЕЙЛИНГ И ДРОБНЫЕ ОПЕРАТОРЫ КАК ОСНОВА НОВЫХ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И КОНСТРУИРОВАНИЯ ФРАКТАЛЬНЫХ РАДИОСИСТЕМ

(Выдающемуся ученому Владимиру Александровичу Котельникову посвящается)

Систематизированы результаты исследований, проводимых автором, которые привели к становлению и развитию нового фундаментального научного направления «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: Проектирование фрактальных радиосистем».

Стационарные режимы и периодические движения долгое время считались единственно возможными состояниями. Однако открытия второй половины XX века кардинально изменили представление о характере динамических процессов. Сейчас мы осознаем, что мир не только *нелинеен*, но и *фрактален* [1]. В настоящее время явно ощущается недостаток в традиционных физических моделях [2]. Другими словами, *полное описание* процессов современной обработки сигналов и полей невозможно с помощью формул классической математики.

Автору совершенно очевидно, что применение в современных информационных технологиях идей масштабной инвариантности — «скейлинга» — и разделов современного функционального анализа, которые связаны с теорией множеств, теорией дробной размерности, общей топологией, геометрической теорией меры и теорией динамических систем, открывают большие потенциальные возможности и новые перспективы в обработке многомерных сигналов и в родственных научных и технических областях. Созданная в конце двадцатого века Б. Мандельбротом общая концепция фракталов была заложена автором в основу новых представлений в области радиофизики и радиолокации.

Поэтому, начиная с 1980-х гг., в работах автора и научного коллектива под его руководством активно и последовательно ведется поиск новых радиофизических подходов, так или иначе связанных с применением теорий фракталов, детерминированного хаоса, скейлинговых эффектов и дробных операторов [3—46]. Двадцать первый век характеризуется широким развитием новых больших радиофизических и радиотехнических приложений, целиком основанных на этих представлениях.

По сути дела, речь идет о *новом фундаментальном направлении в радиофизике и радиоэлектронике* — применении указанных теорий в задачах повы-

шения информативности радиосистем и устройств различного назначения. Основные принципы данного направления вначале касались *вопросов фильтрации сверхслабых радиосигналов и изображений при существенно негауссовских помехах* [43, 47—50]. Затем стало абсолютно ясным, что такой «фрактальный» подход пригоден и для других задач*.

Автором была поставлена задача найти все возможные формы применения теории фракталов в радиофизике, радиоэлектронике, радиотехнике и теории управления, и за более чем 25-летний период удалось разработать ряд важных «нелинейных» глав *фрактальной радиофизики и фрактальной радиоэлектроники*, почти завершающих ее основные построения. Полученные результаты открывают также новые широкие перспективы применения этих направлений в классической радиофизике, современной нелинейной физике колебаний и волн, а также в радиоэлектронике, нанотехнологиях и пр.

В настоящей работе достаточно подробно и, вместе с тем, компактно, изложены «фрактальная техника вычислений» и «фрактальный язык» для множества современных физических и прикладных задач.

1. Эволюция «фрактального» подхода к решению задач радиофизики и радиоэлектроники (1981—2008 гг.)

Эволюция «фрактальной идеологии» исследований, проводимых в ИРЭ РАН, показана на **рис. 1**, где также приведены сведения о моменте их интенсивного развертывания и публикаций (более подробно см. ссылки в монографиях [3—8]). Все исследования проводятся коллективом в рамках нового фундаментального междисциплинарного направления «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: Проектирование фрактальных радиосистем».

* Все вопросы, связанные с применениями теории фракталов, скейлинговых соотношений и дробных операторов в радиотехнике и радиофизике очень интересовали В. А. Котельникова. При обсуждении данных вопросов с автором Владимир Александрович отмечал большое значение этих направлений для развития фундаментальных и прикладных наук, а также значительные трудности с их реализацией на практике и пониманием/восприятием их специалистами, воспитанными на традиционных математических и радиотехнических школах. Академик В. А. Котельников охотно дал согласие войти в редакционную коллегию созданного автором в 2003 г. журнала «Нелинейный мир», освещающего все указанные выше направления, и участвовал в ее работе с начала 2004 г. до своей кончины.

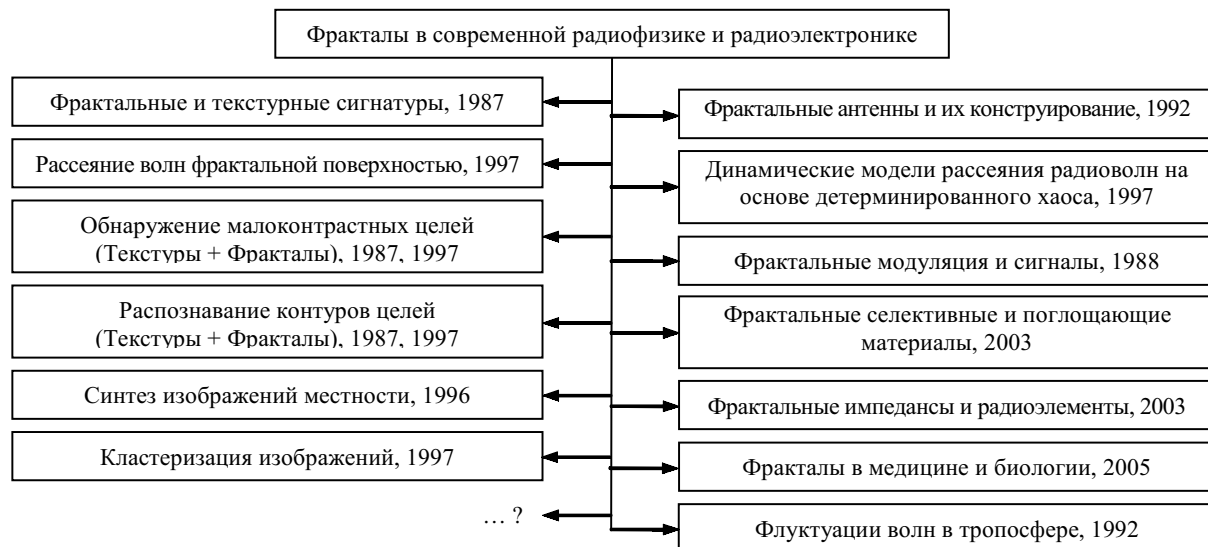


Рис. 1. Этапы развития новых информационных технологий в ИРЭ РАН

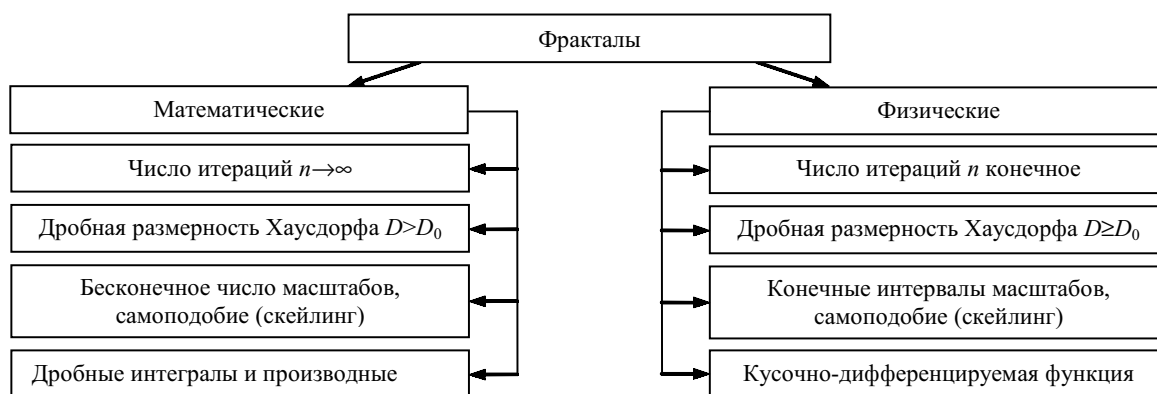


Рис. 2. Классификация фрактальных множеств и фрактальных сигнатур

Фракталы относятся к множествам с крайне нерегулярной разветвленной или изрезанной структурой. Разработанная автором классификация фракталов в декабре 2005 г. была одобрена Б. Мандельбротом и приведена на рис. 2. (D_0 — топологическая размерность пространства, в котором рассматривается фрактал с дробной размерностью D).

Относительно дробных операторов (рис. 2) можно отметить следующее. Задолго до введения в научный обиход понятия динамической системы дробного порядка и появления работ Б. Мандельброта о фрактальной природе реальных объектов, было замечено, что поведение некоторых процессов и объектов (распространение тепла, вязкоупругие свойства материалов, диффузия и др.) не укладывается в рамки традиционного описания с помощью дифференциальных уравнений целого порядка. Более точно эти процессы и объекты могут быть количественно описаны с использованием оператора дробного интегрирования или дифференцирования (ДИД) $D^\alpha[f(t)]$, где $-1 < \alpha < 1$.

Несмотря на то, что понятие оператора ДИД было известно уже в конце 17 века, начало широкого применения дробного исчисления в науке и технике можно отнести к концу восьмидесятых — началу девяностых годов прошлого века. Дробный интеграл является обобщением n -кратного интеграла, а всюду не дифференцируемые в обычном смысле фрактальные функции могут быть дифференцируемы в смысле дробной производной Римана-Лиувилля [3, 4]. Физически операторы дробного интегрирования играют роль своеобразных «фильтров», выделяющих только те составляющие, которые локализованы на фрактальных (дробных) множествах исследуемого процесса. Следует отметить, что в последнее время в

научном мире интенсивно обсуждаются фрактальные объекты и процессы, имеющие комплексную дробную степень.

Большое значение приобретает глубокая аналогия между современными задачами радиофизики и радиоэлектроники и современной флуктуационной теорией фазовых переходов и критических явлений. Как известно, в основе современной ренормгрупповой теории фазовых переходов лежит подход, базирующийся на гипотезе скейлинга. Аналогичный подход удалось разработать автору для решения радиофизических и радиотехнических задач.

2. Фрактальная обработка малоконтрастных изображений и фрактальное обнаружение сверхслабых сигналов в интенсивных негауссовских помехах и шумах

В [3—6] вся математическая и физическая теория фракталов приведена в достаточно стройную логическую систему. При таком «фрактальном» подходе естественным будет сосредоточить внимание на описании, а также на обработке радиофизических сигналов (полей), исключительно в пространстве дробной размерности с применением гипотезы скейлинга и распределений с «тяжелыми хвостами» или устойчивых распределений.

Начнем с работ, впервые определивших одно из основных актуальных приложений теории фракталов



Рис. 3. Структура исследований в ИРЭ РАН текстурных и фрактальных методов обработки малококонтрастных изображений и сверхслабых сигналов в интенсивных негауссовских помехах

— это обработка одномерных и многомерных сигналов (изображений и полей) при малых и сверхмалых отношениях сигнал/помеха. На рис. 3 приведена полная структура проводимых в ИРЭ РАН исследований текстурных и фрактальных методов обработки малококонтрастных изображений и сверхслабых сигналов в интенсивных негауссовских помехах.

2.1. Текстурные сигнатуры. Впервые расчет полного ансамбля из 28 текстурных признаков и их детальный синхронный анализ для реальных — оптических и радиолокационных в диапазоне миллиметровых волн (ММВ) на волне 8,6 мм, а также синтезированных текстур на основе авторегрессионных моделей был проведен в ИРЭ РАН в середине 1980-х гг. совместно с Воронежским госуниверситетом [43, 47]. Многолетние натурные эксперименты проводились совместно с ЦКБ «Алмаз» и другими организациями. При этом была поставлена и решена задача расчета текстурных признаков с учетом дрейфа сигнатур при изменении времени года.

Вокруг обнаруживаемой цели всегда присутствуют участки фоновых отражений, объединенные общим понятием текстуры. В отличие от тона и цвета, которые относятся к отдельным фрагментам изображения, текстура связана более чем с одним фрагментом. *Текстура* — это матрица или фрагмент пространственных свойств участков изображений с однородными статистическими характеристиками [43]. Текстурные признаки основаны на статистических характеристиках уровней интенсивности элементов изображения и относятся к вероятностным признакам, случайные значения которых распределены по всем классам природных объектов. Решение о принадлежности текстуры к тому или иному классу может приниматься только на основании конкретных значений признаков данной текстуры. В таком случае принято говорить о *сигнатуре текстуры*.

Классические радиолокационные сигнатуры включают в себя временные, спектральные и поляризационные особенности (при-

знаки) отраженного сигнала. Понятие «сигнатура» описывает распределение генеральной совокупности измерений для данной текстуры в сценах такого же типа, как и данная [43].

В наших экспериментах были также оптимизированы оценки влияния размера окон на точность определения текстурных признаков для изображений различных типов земных покровов.

Анализ полученных данных позволил доказать очень важную особенность: одномерные области существования текстурных признаков РЛИ в диапазоне ММВ (множество R) почти полностью вкладываются в соответствующие области признаков АФС (множество A): $R \in A$ [43]. Таким образом, области признаков РЛИ как бы сжимаются по сравнению с областями признаков АФС. Это происходит из-за сглаживания в РЛИ *тонкой структуры* текстур исследуемых покровов, характерной для АФС. Следовательно, со значительной степенью достоверности множество R можно прогнозировать по множеству A .

На основе полученных результатов были предложены и реализованы следующие нетрадиционные и достаточно эффективные методы обнаружения сигналов при малых отношениях сигнал/фон: *дисперсионный метод, метод обнаружения с помощью линейно моделированных эталонов и метод с прямым использованием ансамбля текстурных признаков* [18, 43, 47].

Анализ полученных экспериментально обширных баз данных (более чем 30 категорий земных покровов [43]) в совокупности с визуальным исследованием степени сложности изолиний рассеянного излучения, зафиксированного на АФС и РЛИ, и привел автора непосредственно к идеям введения ансамблей принципиально новых признаков, основанных на скейлинговых показателях и характеристиках дробной размерности, т. е. *фрактальных сигнатур*.

2.2. Отказ от гауссовских статистик в экспериментах. Тонкая структура отраженных импульсных сигналов и новый класс признаков. Как хорошо известно, на начальных этапах экспериментальных работ по рассеянию метровых, дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн исследователи столкнулись с вопросами применимости гауссовских моделей, после чего начались попытки создания моделей рассеяния с целью повышения хвостов вероятностных распределений отраженных сигналов.

Опыт, полученный автором при участии в многомасштабных экспериментальных работах, проводившихся в 1979—1990 гг. ведущими организациями СССР, показал необходимость принципиального отказа от гауссовских статистик в случае достаточно высокого разрешения радиолокаторов. Исследования проводились автором на волнах длиной 2,2 и 8,6 мм — активное излучение, и 3,5 мм — пассивное излучение [33, 43], и именно в физических экспериментах на волне длиной 2,2 мм была показана неприменимость гауссовских статистик для почти всего диапазона углов падения θ электромагнитного излучения [43, 47—49].

Экспериментальные исследования периода 1979—1990 гг. позволили автору, помимо решения традиционных задач рассеяния, установить общие закономерности формирования тонкой структуры модулированного сигнала в диапазоне ММВ и предложить принципиально новый класс признаков, основанных на тонкой структуре модулированных сигналов, рассеянных статистически неровной поверхностью [43, 50]. К характеристикам тонкой структуры отраженных радиолокационных сигналов автор предложил отнести внутримпульсные флуктуации, их статистику, корреляционные и спектральные зависимости и среднее расширение импульса, определяемое величиной, обратной полосе когерентности Δf_k .

Экспериментальные исследования структуры импульсного сигнала, рассеянного земной поверхностью, проводили с борта вертолета в режиме зависания на высоте 1000 м [43, 50]. Для измерений использовали приемно-передающую аппаратуру на волне длиной $\lambda=8,6$ мм с горизонтальной поляризацией излучения. На первом этапе проводили дискретизацию увеличенных огибающих отраженных импульсов на необходимое число отсчетов. Полученные данные являлись исходным материалом для определения усредненных огибающих импульсных сигналов, отраженных различными земными покровами.

На втором этапе обработки были рассмотрены репрезентативные выборки внутримпульсных амплитудных флуктуаций, полученные путем вычитания дискретов средних импульсов из отсчетов мгновенных огибающих. Ввиду того, что рассматриваемые реализации огибающих относятся к периодически нестационарным случайным процессам, необходимо было провести исследования на стационарность внутримпульсных амплитудных флуктуаций. Контроль стационарности проводился методами непараметрической статистики. Главной причиной использования методов непараметрической статистики является весьма высокая априорная неопределенность вследствие

расхождения между теоретическими вероятностными моделями рассеяния ММВ земными покровами и реальной ситуацией [43].

Стационарность процессов оценивалась с помощью рангового критерия Вилкоксона. Асимптотическая эффективность этого критерия по сравнению с критерием Стьюдента равна $3/\pi$. Кроме того, данный критерий применим к выборкам малого объема. Выяснилось, что для всех типов земных покровов соблюдается стационарность внутримпульсных и внутривибрирующих флуктуаций по среднему и по форме распределения с доверительной вероятностью $P_d=0,95$. Показано, что функции распределения внутримпульсных амплитудных флуктуаций $p(n)$ отраженных импульсов в диапазоне ММВ для исследуемых типов земных покровов принадлежат одному классу распределений (не гауссовскому и с увеличенными хвостами!). Предложенная автором методика легко реализуема на практике и может быть перенесена на статистический анализ флуктуаций в различных физических и технических системах.

Таким образом, многолетние радиофизические эксперименты дают весьма убедительные доводы в пользу негауссовских статистик. Также более 10 лет назад (см. ниже) было показано, что негауссовские функции распределения с тяжелыми хвостами (степенные/устойчивые) естественно возникают (!) при фрактальной обработке одномерных и многомерных сигналов в радиочастотном и оптическом диапазонах с учетом скейлинговых соотношений.

2.3. Фрактальные сигнатуры. Впервые предложенные и разрабатываемые автором цифровые фрактальные методы позволяют частично преодолевать априорную неопределенность в радиолокационных задачах с помощью информации о геометрии (топологии) выборки — одномерной или многомерной [20]. При этом большое значение приобретают топологические особенности индивидуальной выборки, а не усредненные реализации, имеющие зачастую совершенно другой характер. Весьма плодотворным оказалось введение в практику измерений понятий фрактальных сигнатур и фрактальных кепстров* [3—6, 11, 21], с помощью которых, например, эффективно решаются задачи обнаружения малоконтрастных целей и слабых сигналов на фоне интенсивных негауссовских (!) помех. В методах фрактальной обработки всегда необходим учет скейлинговых эффектов реальных радиосигналов и электромагнитных полей.

Введение дробной меры и скейлинговых инвариантов вызывает необходимость работы преимущественно со степенными вероятностными распределениями. Их называют еще фрактальными распределениями, распределениями с «тяжелыми

* Понятие «кепстр» исторически происходит от перестановки букв в слове «спектр». Понятие «фрактальный кепстр» определяется тем, что при вычислении фрактальной размерности D принятого многомерного сигнала необходимо производить логарифмирование амплитуд, усредненных на разных масштабах принятых временных/пространственных отсчетов. Фрактальные сигнатуры и фрактальные кепстры отражают свойство самоподобия реальных сигналов и электромагнитных полей.

хвостами» или *паретианами*. Распределения с «тяжелыми хвостами» входят в класс устойчивых распределений [3, 4, 51]. Как отмечено в [51], познавательная ценность теории вероятностей раскрывается только предельными теоремами. Интерес классических исследований сводится к выяснению условий сходимости функций распределения сумм независимых случайных величин к гауссовскому закону.

В основе современной теории вероятностей лежат предельные теоремы о сходимости распределения сумм независимых случайных величин к так называемым *устойчивым распределениям* — гауссовским или негауссовским. Первые опираются на центральную предельную теорему, вторые — на предельную теорему, доказанную Б. В. Гнеденко (1939 г.) и W. Doeblin (1940 г.) [51]. В этом случае предельная теорема накладывает ограничения на форму негауссовских распределений, а именно: для того, чтобы закон распределения $F(x)$ принадлежал области притяжения устойчивого закона с характеристическим показателем α , отличным от гауссовского, необходимо и достаточно, чтобы при $x \rightarrow \infty$ выполнялось следующее:

$$1) \frac{F(-x)}{1-F(x)} \rightarrow \frac{c_1}{c_2}; \quad (1)$$

2) для каждой постоянной $k > 0$

$$\frac{1-F(x)+F(-x)}{1-F(kx)+F(-kx)} \rightarrow k^\alpha, \quad (2)$$

где $c_1 \geq 0$, $c_2 \geq 0$, $c_1 + c_2 > 0$, $0 < \alpha < 2$.

Для доказательства (1) и (2) необходимо и достаточно, чтобы при некотором подборе постоянных B_n выполнялись условия [51, с. 189]:

$$nF(B_n x) \rightarrow \frac{c_1}{|x|^\alpha} \text{ при } x < 0;$$

$$n[1-F(B_n x)] \rightarrow \frac{c_2}{x^\alpha} \text{ при } x > 0;$$

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \lim_{n \rightarrow \infty} n \left\{ \int_{|x| < \varepsilon} x^2 dF(B_n x) - \left[\int_{|x| < \varepsilon} x dF(B_n x) \right]^2 \right\} = 0. \quad (3)$$

Чем меньше величина α , тем длиннее хвост распределения и тем более оно отличается от гауссовского. При $1 < \alpha < 2$ устойчивые законы имеют математическое ожидание; при $0 < \alpha \leq 1$ устойчивые законы не имеют ни дисперсий, ни математических ожиданий. Условиями (1)–(3) определяется так называемая *негауссовская статистика*.

Негауссовские распределения, так же как и недифференцируемые функции и сами фракталы, очень часто более адекватно описывают временные и пространственные природные процессы [3–6]. Степенные законы распределения являются одной из отличительных черт сложных систем. Простые системы обычно имеют экспоненциальное и гауссовское распределения. Природа степенных законов распределения связана с сильной взаимозависимостью событий (эффект не «домино», а «цепной реакции»). Отметим, что устойчивый паретиан является отличительной чертой многих сложных открытых систем, обменивающихся с окружающей средой веществом, энергией и информацией с перераспределением энтропии.

На рис. 4, а приведен общий вид распределений фрактальных размерностей D . Фрактальная цифровая обработка реализаций двумерных сигналов в шумах (рис. 4, б) показала, что при отношении сигнал/шум $q_0^2 = +10$ дБ можно точно измерить статистику сигнала. Смещение значения q_0^2 в область отрицательных значений приводит к смещению максимума (моды) итогового фрактального распределения в сторону значений фрактальной размерности шума или помехи. При этом всегда (!) в окрестности значения

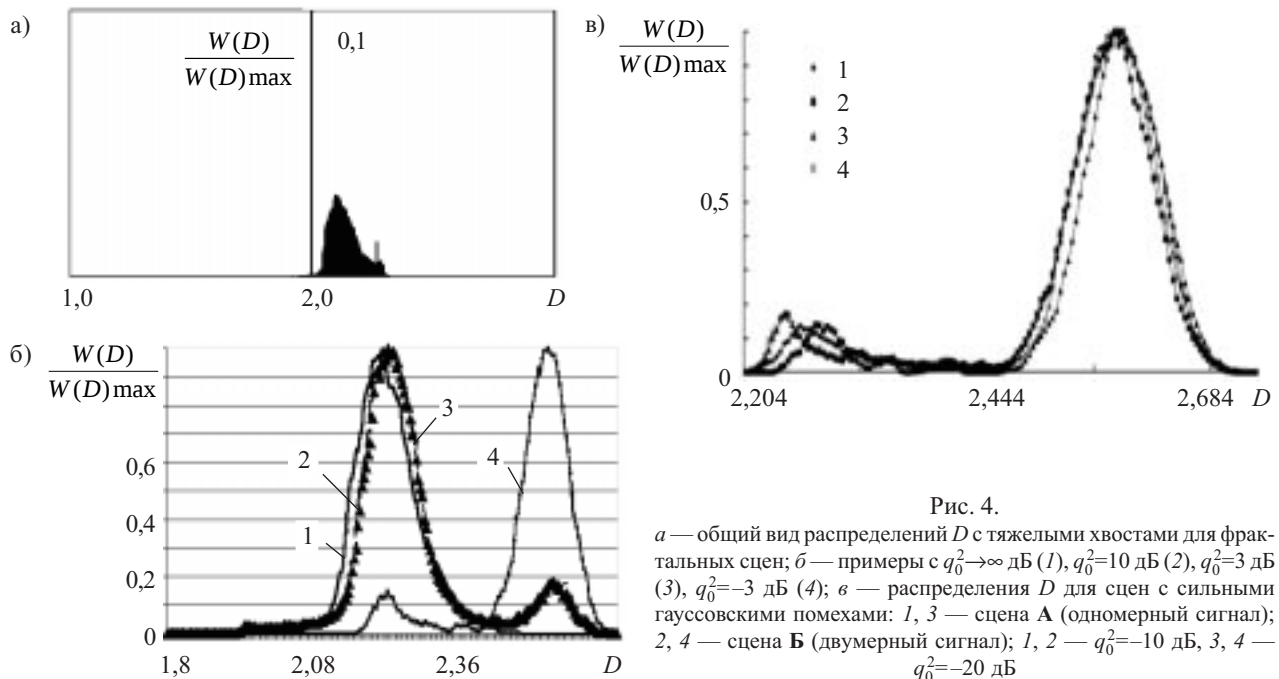


Рис. 4.

а — общий вид распределений D с тяжелыми хвостами для фрактальных сцен; б — примеры с $q_0^2 \rightarrow \infty$ дБ (1), $q_0^2 = 10$ дБ (2), $q_0^2 = 3$ дБ (3), $q_0^2 = -3$ дБ (4); в — распределения D для сцен с сильными гауссовскими помехами: 1, 3 — сцена А (одномерный сигнал); 2, 4 — сцена Б (двумерный сигнал); 1, 2 — $q_0^2 = -10$ дБ, 3, 4 — $q_0^2 = -20$ дБ

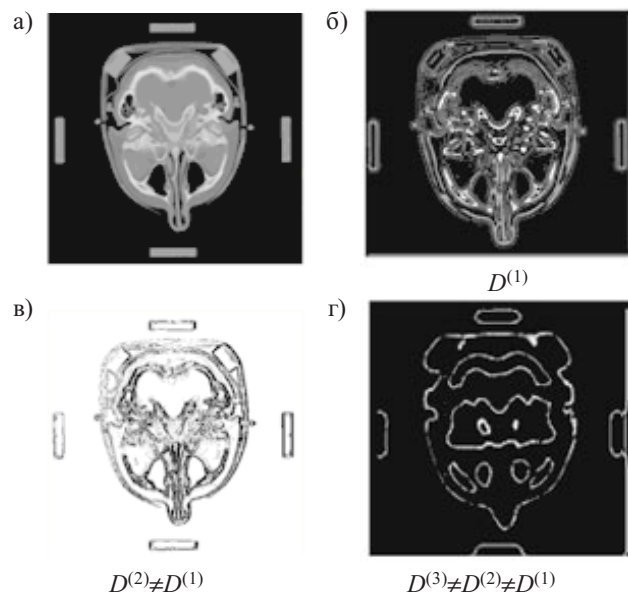


Рис. 5. Результаты фрактальной фильтрации томограмм нижней части головы человека:

a — исходное изображение; *б, в, г* — реконструированные изображения

фрактальной размерности D полезной составляющей присутствует «тяжелый хвост» фрактального распределения (*паретиана*), достигающий стабильной величины порядка 10—20% (рис. 4, *в* — сверхмалые отношения сигнал/помеха).

Предложенные фрактальные методы существенно дополняют текстурные и позволяют более надеж-

но производить операцию кластеризации. Интересно отметить, что после цифровой фрактальной обработки изображений поверхности, кроме устойчивого разделения по типам земных покровов, отмечаются *невидимые (скрытые)* до обработки особенности — например данные кластеризации дистанционного зондирования различных земных покровов [3—5]. Это позволяет говорить о применении созданных методов фрактального распознавания для идентификации участков изображения, «невидимых» при классических методах кластеризации по полю яркостей.

Экспериментально автором доказана также возможность эффективной кластеризации однородных протяженных связных областей с помощью фрактальной фильтрации. В качестве примера на **рис. 5** приведены результаты фрактального анализа рентгеновских томограмм, предоставленных Институтом прикладной физики НАН Беларуси.

Фрактальной обработке подвергались изображения нижней части головы человека, включающие большое число контрастных деталей, и изображения верхней части головы с малоконтрастным изображением срезов мозга. Реконструкции томограмм проводились при различных значениях выделенной по паретиану фрактальной размерности D , а именно $D^{(1)}$, $D^{(2)} \neq D^{(1)}$ и $D^{(3)} \neq D^{(2)} \neq D^{(1)}$. Отчетливо видны разнообразные кластеры, незаметные ранее на исходном снимке.

Возможности применения фрактального анализа в медицинской диагностике кожных заболеваний иллюстрируется данными **рис. 6**. В результате обработки серии снимков было отмечено, что оценка фрактальной размерности D (по измеренным фрактальным

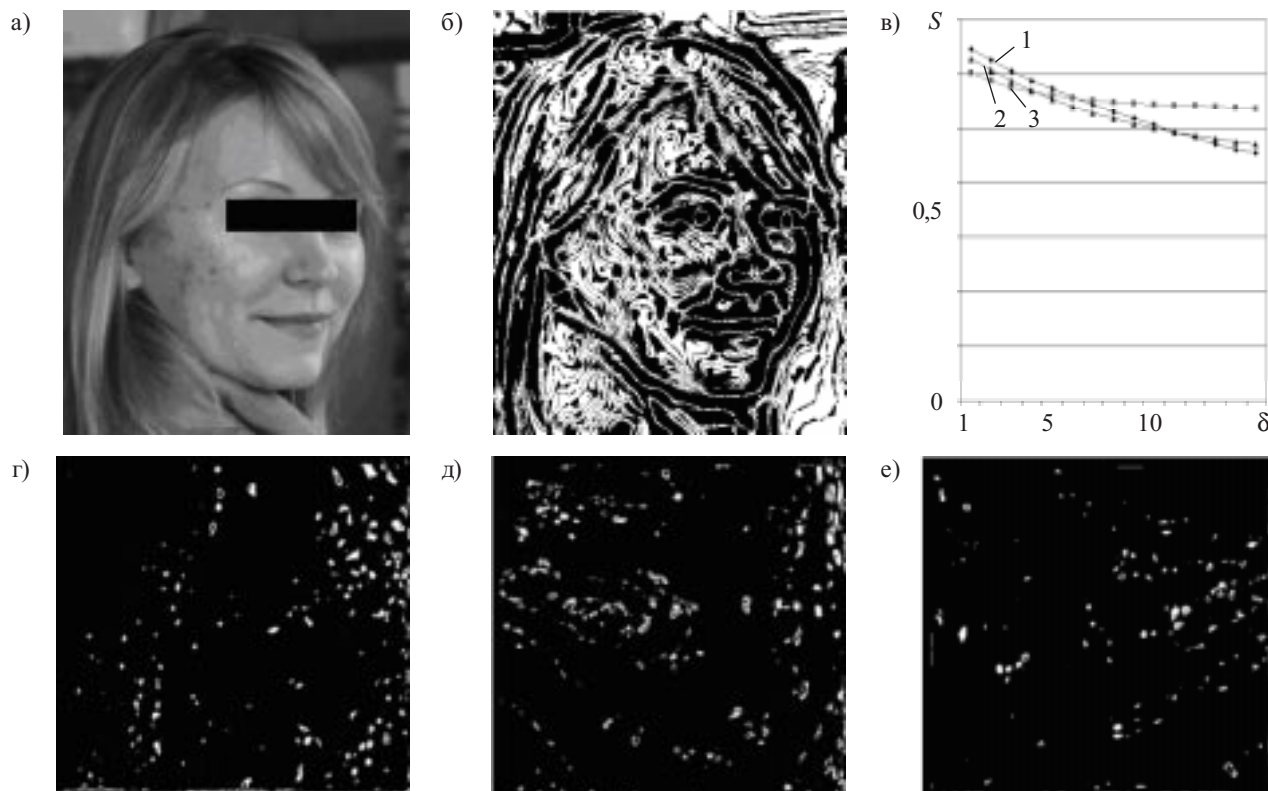


Рис. 6. Фото пациентки (*а*), фрактальный портрет (*б*), сечения поля фрактальных размерностей (*в, д, е*), которым соответствуют фрактальные сигнатуры 1, 2, 3 (*ф*)

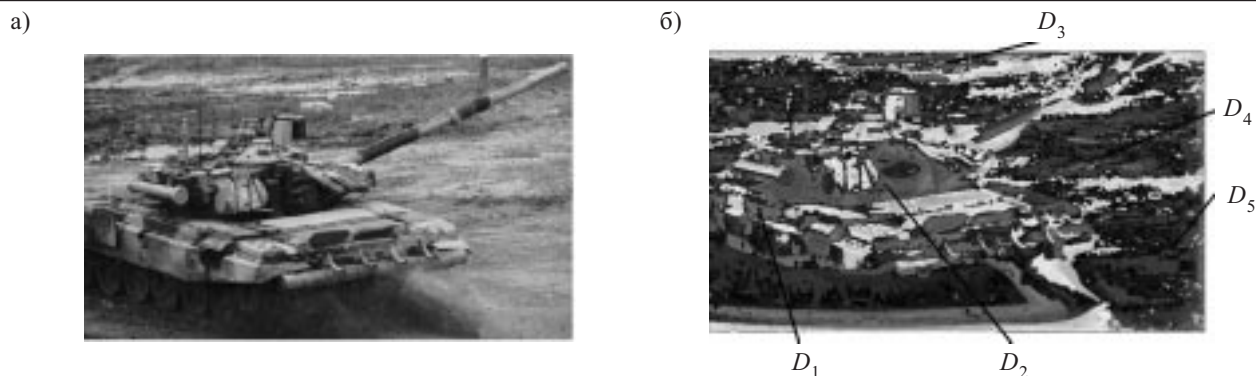


Рис. 7. Фрактальная сегментация изображения детерминированного объекта (танка) на фоне местности

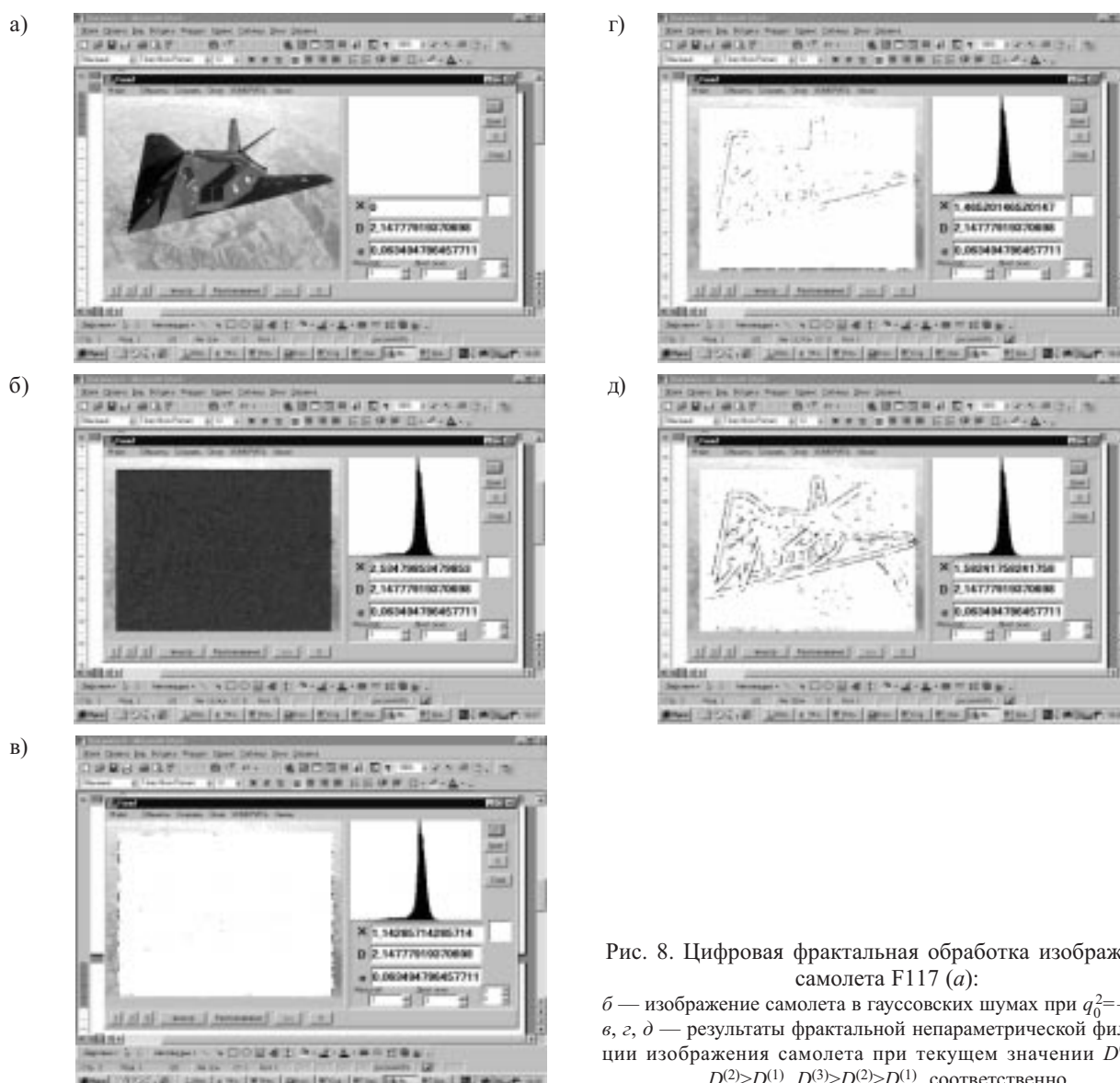


Рис. 8. Цифровая фрактальная обработка изображения самолета F117 (а):

б — изображение самолета в гауссовских шумах при $q_0^2 = -3$ дБ; в, г, д — результаты фрактальной непараметрической фильтрации изображения самолета при текущем значении $D^{(1)} \propto X$, $D^{(2)} > D^{(1)}$, $D^{(3)} > D^{(2)} > D^{(1)}$, соответственно

сигнатурам) имеет индивидуальный характер для каждого пациента, независимо от участка изображения, по которому производился анализ. В этом медицинском направлении «фрактальные» исследования в настоящее время широко развиваются.

Результаты фрактальной фильтрации оптического изображения танка приведены на рис. 7. Оценки фрак-

тальной размерности изображения танка ($D_1 \approx D_2$) заметно отличаются от оценок фрактальной размерности местности ($D_3 \approx D_4 \approx D_5$).

На рис. 8, а представлено изображение самолета [2], подвергнутое затем зашумлению аддитивным гауссовым шумом (рис. 8, б). В данном случае отношение сигнал/шум $q_0^2 = -3$ дБ. Видно, что вся полез-

ная информация скрыта шумовым фоном. Результаты фрактальной непараметрической фильтрации такого изображения приведены на рис. 8, в—д. Выбор оптимального режима фильтрации контуров или объектов производится оператором по автоматически построенному пространственному распределению мгновенных фрактальных размерностей D сцены, которое отображается на экране компьютера справа.

С помощью синтезированных фрактальных алгоритмов удастся выделить номера автомобилей, оптические изображения которых получены в условиях очень сильных помех (пыль, дым, туман).

Таким образом, созданные цифровые методы измерения фрактальных характеристик (фрактальных сигнатур) и обработки изображений могут эффективно использоваться и уже частично применяются в различных физико-технических, астрономических, биологических, медицинских, томографических и т. п. исследованиях [3—46].

3. Основы методов построения фрактальных сигналов и фрактальные методы передачи информации

Ниже рассмотрены общие и специальные вопросы применения *теории фракталов* для разработки принципиально новых методов модуляции и демодуляции сигналов, а также методов кодирования и декодирования информации. Выделение темы *синтеза разнообразных фрактальных сигналов и методов фрактальной модуляции* в отдельную часть статьи имеет важное методологическое значение. В связи с тем, что нарастающий в последнее десятилетие интерес к применению теории фракталов в радиофизике и радиоэлектронике вызвал появление ряда статей и докладов, хотелось бы привлечь внимание ученых к работам, выполненным в ИРЭ РАН более двух десятилетий назад.

Кратко остановимся на этом *историческом аспекте*. Решение радиолокационных, телекоммуникационных и других задач современной радиоэлектроники и радиофизики требует неустанного расширения вида и типа используемых сигналов. Первое упоминание о создании и работе макета (ЦКБ «Алмаз» и ИРЭ РАН) радиолокационной станции (РЛС) в диапазоне миллиметровых волн со *сложным квазинепрерывным стохастическим сигналом* на волне длиной 8,6 мм *сверхбольшой базы* $m=2^{17}-1$ и *стохастическим квадратичным детектированием* было сделано в 1988 г. [43, 52]. Для уменьшения времени обзора применялся параллельный анализ 20 элементов дистанции с помощью многоканальной цифровой обработки. В РЛС были предусмотрены квадратурные каналы. Работа комплекса на одну приемно-передающую антенну на ММВ была обусловлена оригинальным применением в трактах приема и передачи *фазированных и тактируемых параметрических делителей частоты* или *параметронов* в данном диапазоне волн [52]. Тактовая частота составляла 10 МГц. Необходимо отметить, что параметроны являются эффективными формирователями детерминированного хаоса, которые используются для генерации случайных чисел, в радиолокации, в криптографии и т. д.

Уже в 1988 г., при выделении сигнала ММВ, рассеянного разнообразными земными покровами, проводились операции *выделения участков частотного и временного скейлинга*, которые и предполагают наличие *фрактальных свойств принятой выборки*. Был всесторонне исследован двухчастотный режим работы приемопередатчика для реализации фрактальной обработки на двух частотных интервалах. Действующий комплекс макета РЛС использовал метод двухчастотного зондирования на ММВ с разносом частот около 850 МГц. База сложного фазоманипулированного сигнала (**ФМ**) была увеличена до значения $m=2^{20}-1$.

В развитие данного направления одновременно проводились работы по проектированию принципиально нового на то время радиофизического комплекса [43, 52] с применением *несинусоидальных волн* на основе теории *секвентного анализа*. При таком подходе энергия сложных сигналов распределяется в полосе частот до десятков гигагерц.

Кроме того, сложные несинусоидальные сигналы позволяют добиваться эффектов, недостижимых при использовании традиционных синусоидальных несущих. Отметим еще одно немаловажное обстоятельство. В секвентном анализе применяют частотно-независимые антенны: биконические, плоские спиральные и логарифмически-периодические. В настоящее время к ним добавлен широкий класс *фрактальных антенн* разных конфигураций и *фрактальных антенных решеток*. Автором совместно с представителями ЦКБ «Алмаз» в начале 1990-х гг. предпринимались первые попытки разработки и проектирования [43] таких необычных (для того времени) фрактальных антенных структур (в частности, был изготовлен действующий макет фрактальной щелевой решетки в диапазоне ММВ). При совмещении указанного радиолокационного комплекса с радиометром был реализован пассивно-активный метод зондирования с использованием квазинепрерывного шумоподобного ФМ сигнала в качестве сигнала подсветки [43]. Решались задачи обнаружения слабоотражающих биологических объектов (стаи птиц в воздухе, человек на фоне сильных помех от земных покровов и т. д.).

Разрабатываемые фрактальные методы объединены под общим названием «*фрактальные методы передачи информации*». Декларируемый здесь подход позволил перейти к конкретным структурным схемам фрактальных модуляторов и фрактальных демодуляторов сигналов. В их основе лежат принципы фрактальной модуляции, когда любые модулируемые параметры высокочастотного сигнала формируют по фрактальному закону с заданным скейлингом. Можно использовать классические фрактальные функции и множества (канторово и т. п.) на основе i - и k -рекурсии. Применяя фрактальные законы изменения параметров гармонического колебания и электромагнитной волны, получаем *фрактальные* амплитудную, частотную, фазовую и поляризационную виды модуляции. Также осуществляется двойная модуляция с поднесущей. Для дискретных систем передачи информации можно реализовать *фрактальные* ампли-

тудно-, широтно-, частотно-, фазо-импульсную и импульсно-кодую виды модуляции. Для радиоканалов вторая ступень модуляции может быть и традиционной (АМ, ЧМ, ФМ, поляризационная).

Аналогично был выделен новый класс *фрактальных шумоподобных сигналов* — когда в качестве переносчика информации используется случайный процесс с распределением мгновенных амплитуд по закону «устойчивого паретиана», т. е. применяется фрактальное распределение с тяжелыми хвостами. Существует возможность синтеза фрактальных шумоподобных *составных* сигналов. Можно также использовать известное стохастическое кодирование информации, в котором необходимо выделить участки скейлинга. Очень интересным и чрезвычайно перспективным является *применение операторов дробного интегродифференцирования при синтезе новых классов простых и сложных сигналов*. Насколько известно, этот факт никогда не рассматривался в литературе.

**4. Фрактальные антенны и фрактальные радиопоглощающие материалы и покрытия
= фрактальные частотно-избирательные структуры и фрактальные импедансы
= «умные» материалы**

4.1. Анализ и синтез фрактальных антенн. Антенные устройства и частотно-избирательные поверхности (**ЧИП**) являются неотъемлемой частью радиосистемы. Опыт анализа и синтеза фрактальных антенн доказывает их широкополосность и многодиапазонность [3—5], поэтому такие антенны чрезвычайно эффективны при разработке двухчастотных или многочастотных радиолокационных и телекоммуникационных систем.

Принцип работы фрактальных антенн основан на том, что во всех типах таких антенн используют разнообразные самоподобные рисунки (наносимые на проводящие слои основы) в виде различных геометрических преобразований (изгибы, повороты, уменьшение длины/ширины и направлений проводников и т. д.). Это является преимуществом фрактальных антенн перед классическими, основанными на накоплении отдельных компонентов или элементов, что увеличивает сложность антенны и потенциальное число отказов. Фрактальные антенны также позволяют создать многополосные варианты, уменьшить размер и предложить «шикарную» технологию антенн. Несомненным достоинством фрактальных антенн (монополь и диполь) является то, что они *имеют меньшие резонансные частоты* по сравнению с классическими (евклидовыми) антеннами тех же размеров. Врожденные *широкополосные качества фрактальных антенн идеальны для интеллектуальных приложений и защиты*.

В отличие от традиционных методов, когда синтезируются гладкие диаграммы направленности антенны, в основе теории фрактального синтеза заложена идея реализации характеристик излучения с повторяющейся структурой на произвольных масштабах. Это дает возможность создавать новые режимы во *фрактальной электродинамике*, а также получать прин-

ципально новые свойства. Например, размещение фрактальных элементов на корпусе объекта может существенно исказить сигнатуру или радиолокационный портрет данного объекта.

Области применения фрактальных антенн: современные телекоммуникации, шумовая радиолокация, нелинейная радиолокация, системы поиска, локализации и трассировки мобильных объектов, пеленгация в сложных городских условиях, определение местоположения несанкционированных источников радиоизлучения при борьбе с террористами, оперативная связь в войсках, маркеры на различных предметах, космическая связь, современный физический эксперимент и т. п.

На основе алгоритмов численного решения гиперсингулярных интегральных уравнений был проведен анализ электродинамических свойств разнообразных *фрактальных антенн* (монополь и диполь с применением классической кривой Серпинского и дерева Кейли различного порядка итераций) с изменяющимся углом раствора. Были вычислены входные импедансы фрактальных антенн $Z = \text{Re}Z + i\text{Im}Z$ в диапазоне частот 0,1—10,0 ГГц и определены все резонансные частоты исследуемых фрактальных антенн (фрактальных ЧИП) [23, 27]. Впервые проводился расчет структуры электромагнитных полей в ближней зоне рассматриваемых фрактальных антенн. Обширные результаты измерений в безэховой камере подтвердили численные результаты.

4.2. Фрактальные радиопоглощающие материалы и покрытия. Фрактальные фотонные и магнотонные кристаллы. Современные и перспективные радиопоглощающие покрытия и материалы должны обеспечивать поглощение электромагнитного излучения в широком спектре при произвольных углах зондирования и поляризации падающего излучения. С этой точки зрения наиболее перспективный путь — применение *фрактальных искусственных композитов и метаматериалов*, которые можно отнести к «интеллектуальным» или «умным» [3—5]. Помимо прямого назначения, они могут иметь разнообразное функциональное назначение. Расчет коэффициентов отражения и пропускания таких материалов можно производить по методикам, изложенным в работах [3, 4]. Затем решается обратная задача, т. е. определяются эффективные диэлектрическая и магнитная проницаемости фрактальной многослойной среды, которые могут быть и тензорами в случае анизотропных материалов. При этом необходимо использовать многократное обращение к прямой задаче.

Рассмотрим особенности применения фрактальных структур при конструировании *фрактальных фотонных и магнонных кристаллов*. Такие фрактальные фотонные и магнонные кристаллы обладают целым рядом преимуществ перед классическими аналогами и являются принципиально новыми средами для передачи информации. В традиционных материалах с фотонными запрещенными зонами (**ФЗЗ**) используется брэгговское рассеяние, чтобы создать запрещенные зоны. Естественным следствием брэгговского механизма рассеяния является то, что толщина и поперечные размеры фотонных кристаллов должны со-

ставлять несколько длин волн. Частотно-избирательные поверхности селективно отражают электромагнитную волну заданной частоты. Они функционируют по принципу собственного резонанса ряда взаимодействующих металлических элементов, расположенных периодически. Системы ФЗЗ и ЧИП работают обычно в одном-единственном частотном диапазоне с волной подходящей длины, затухающей в объеме периодически расположенных базовых функциональных блоков.

Применение планарных проводящих фракталов дает возможность создавать сложные отражающие и пропускающие зоны в широком диапазоне частот. В этом случае фрактальная структура может быть *сверхволновой*. При конструировании фрактальных фотонных и магнетонных кристаллов удобны детерминированные геометрические фракталы, которые имеют легко прогнозируемые характеристики и могут быть достаточно просто сгенерированы. Именно они чаще всего применяются во фрактальных антеннах и аналогичных устройствах. Анализ результатов моделирования показал, что электромагнитная волна возбуждает токи в металлических проводниках фрактала, амплитуда которых достигает максимума в диапазоне сильно отражающих частот. Фаза тока по отношению к фазе падающей волны всякий раз испытывает прыжок на величину π , когда рабочая частота переходит через точки, определяемые максимальными коэффициентами отражения, указывая на резонансное поведение.

Фрактал N -го порядка теоретически должен иметь N собственных резонансов. Каждый резонанс определяется током возбуждения в проводящих линиях определенного порядка итераций, который течет по направлению к структурам более высокого порядка. Фрактал, взаимодействующий с электромагнитной волной при нормальном падении, достаточно точно моделируется тонкой однородной пластиной такой же толщины с эффективной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{eff}(f)$:

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_0 + \sum_l \frac{\beta_l}{f_l^2 - f^2}, \quad (4)$$

где f — частота;

l — индекс, определяющий номер резонанса;

ϵ_0, f_l, β_l — параметры, получаемые из вычисленного спектра.

Из соотношения (4) следует, что при переходе от одной резонансной частоты (f_l) к другой (f_{l+1}) обязательно найдется точка, в которой $\epsilon_{eff}(f)=1$, а следовательно, существуют определенные полосы пропускания. Всегда желательно, чтобы коэффициент отражения/прохождения фрактальной структуры можно было *регулировать* с помощью внешней «ручки управления». Все сегменты линии в фрактале соединены друг с другом. *Вторичным источником* может быть внешний электрический ток, который подводится к центру линии первого уровня с определенной фазой. Модулирование коэффициента пропускания определяется разностью фаз (или временной задержкой τ принимаемого сигнала относительно основного падающего пучка) между падающей волной и подпитывающим током.

В этом случае мы можем говорить о моделировании *интеллектуальных покрытий с целенаправленным управлением их характеристиками рассеяния или полем прошедшей волны в широкой полосе частот*. При наложении двух идентичных фрактальных образцов, когда один повернут на 90° относительно другого, можно получить инвариантную относительно вращения структуру. Таким образом, такая «активная» фрактальная структура может моделировать полное отражение, не зависящее от угла падения и типа поляризации, что обычно является характерной особенностью 3D фотонных кристаллов.

Следует отметить, что размеры традиционного 3D фотонного кристалла должны составлять, по крайней мере, несколько длин волны для того, чтобы он мог полностью проявить свои ФЗЗ-свойства. Таким образом, для волны с частотой 1 ГГц толщина структуры должны быть порядка 1 м. С другой стороны, в плоских фрактальных структурах полоса пропускания $\Delta f/f_0$, определяемая законом подобия, ($\Delta f/f_0 \rightarrow$ *полоса запрещенной зоны/середина запрещенной зоны* и $\Delta f/f_0 \sim 5\%$ для одной фрактальной пластины) может быть значительно увеличена с помощью наложения друг на друга одинаковых фракталов. Увеличение толщины фрактальных пластин приводит к возрастанию крутизны границ полосы пропускания. Полоса ослабления также может быть увеличена с помощью более широких металлических проводников фрактальных пластин.

Эмпирическая формула для резонансных длин волн фрактальной структуры N -го порядка имеет вид

$$\lambda_i = \sqrt{\epsilon_{eff}} \sum_{j=1}^{N+1-i} \alpha(j) b(i+j-1), \quad (5)$$

где $\epsilon_{eff} = (\epsilon_{eff} + 1)/2$;

$\alpha(j)$ — параметры, определяемые из эксперимента;

$b(i)$ — максимальная длина линии i -й итерации.

Прямым следствием уравнения (5) является то, что резонансные длины волн могут быть намного больше, чем размеры образца. Это происходит потому, что низкочастотный резонанс определяется самой длинной металлической линией во фрактале, а такая линия намного длиннее, чем линейные размеры самого фрактала. Это придает фракталу его «*сверхволновые*» свойства, т. е. фрактальная пластина может эффективно отражать электромагнитные волны с длинами, намного большими, чем поперечные размеры. «Сверхволновые» свойства означают, что фрактальная пластина может действовать как *компактный отражатель*. Для таких нанотехнологий в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН разработаны алгоритмы и программы, позволяющие рассчитывать различные конфигурации фрактальных структур рассматриваемых кристаллов. В качестве примера на **рис. 9** представлены образцы некоторых заготовок на основе кривой Серпинского и дерева Кэйли.

Таким образом, фрактальные структуры всегда имеют самоподобный ряд резонансов, приводящих к логарифмической периодичности рабочих зон. Связанная топологическая фрактальная структура делает возможным модулирование коэффициента пропуска-

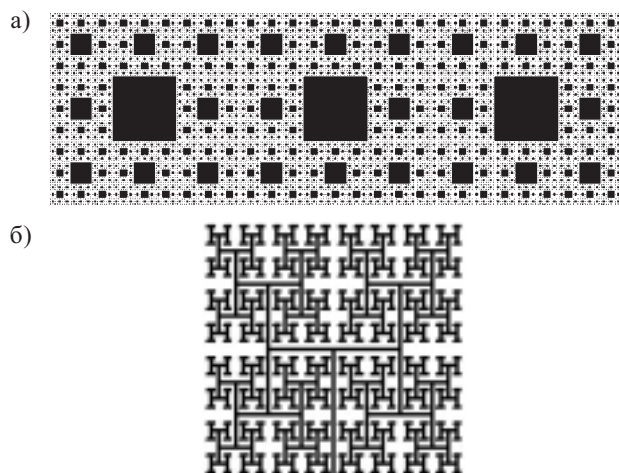


Рис. 9. Образцы фрактальных заготовок на основе кривой Серпинского (а) и дерева Кэйли (б)

ния электромагнитных волн. Самая нижняя частота ослабления соответствует длинам волн, которые могут значительно превышать внешние размеры фрактальной пластины, делая такие фрактальные структуры сверхволновыми отражателями. Для управляемых интеллектуальных покрытий также можно использовать принцип реконфигурируемых фрактальных антенных решеток с электронной коммутацией подрешеток [3, 4].

Чрезвычайно широкополосный охват частот плюс компактные универсальные форм-факторы позволяют фрактальным антеннам контролировать коммуникации при распознавании сигналов, не обнаруживая себя. Широкополосные фрактальные антенны способствуют появлению наиболее передовых мобильных тактических коммуникаций, комбинируя полосу пропускания, способность к взаимодействию, регулирование мощности и компактную форму.

4.3. Фрактальные импедансы и моделирование дробных операторов. Фрактальный конденсатор. На практике довольно часто, как отмечено выше, сумма случайных величин сходится не к гауссовским, а к устойчивым, или «Леви–Парето», распределениям с тяжелыми хвостами. Функция таких распределений является «широкой», и поэтому некоторые моменты такого распределения формально будут бесконечными. Моделирование распределенных по Леви–Парето случайных величин приводит к процессам аномальной диффузии, описываемой дробными производными по пространственным и/или временным переменным. По сути дела, уравнения с дробными производными описывают немарковские процессы с памятью.

Физическое моделирование дробных интегральных и дифференциальных операторов позволяет на основе нанотехнологий создавать радиоэлементы на пассивных элементах, моделирующие фрактальные импедансы $Z(\omega)$ с частотным скейлингом:

$$Z(\omega) \equiv A(j\omega)^{-\eta}, \quad (6)$$

где ω — угловая частота;

$A = \text{const}$;

$0 \leq \eta \leq 1$.

Для этого была создана модель импеданса $Z(\omega)$ в виде бесконечной цепной (непрерывной) дроби. В случае конечной стадии построения эквивалентной электрической схемы для RC -цепочек, когда используется n -я дробь, подходящая к данной непрерывной дроби, можно регулировать диапазоны частот, в которых будет наблюдаться степенная зависимость импеданса вида $\omega^{-\eta}$. Таким образом нами впервые был реализован на практике в аналоговом и цифровом виде нелинейный «фрактальный конденсатор» [5, 26].

В данном направлении можно выделить целый массив задач, связанных с моделированием микроэлектронных фрактальных импедансов для фрактальных радиоэлементов низкочастотных и высокочастотных диапазонов волн.

4.4. Фрактальные сигнатуры в задачах оценки микрорельефа обработанных поверхностей. На основе проведенных экспериментов нами были впервые предложены методы оценок с использованием различных фрактальных характеристик качества поверхности изделий и свойств микрорельефа современных конструкционных материалов [3—5, 22].

В связи с интенсивным развитием методов обработки концентрированными потоками энергии (лазерной, плазменной, электроэрозионной), а также нанотехнологий (химическая сборка, золь-гель процессы, парофазное осаждение металлов, атомно-слоевая эпитаксия), возникают значительные трудности в описании и оценке шероховатости профильным методом. В этих случаях форма элементов шероховатости, их распределение на площади обработки сильно отличается от традиционного представления о них, сформированного в рамках процесса обработки резанием, как о периодическом чередовании «выступов» и «впадин», описываемых в рамках евклидовой геометрии.

Следовательно, проблемы формирования поверхностей с необходимыми показателями качества, особенно шероховатостью, приобретают в настоящее время особую актуальность в связи с созданием новых технологий обработки материалов. Эти проблемы отчетливо проявляются в области нанотехнологий, для которых топология шероховатостей рассматривается не как вторичная характеристика, являющаяся «откликом» структуры поверхностного слоя на воздействие того или иного физического процесса (как в обработке резанием, например), а как свойство самой структуры, тем более, что размеры таких слоев сопоставимы с длиной свободного пробега в них электронов. В [22] нами было доказано существование на уровне микрорельефа таких обработанных поверхностей фрактальных кластеров с распределением неровностей по степенным законам с тяжелыми хвостами (в качестве примера см. рис. 10).

Наличие фрактальности в таких различных средах можно контролировать, в частности, по изменению скин-эффекта и импеданса. Именно пространственная/временная эволюция тока позволяет электромагнитному полю «прощупать» фрактальные характеристики (фрактальные сигнатуры) исследуемой физической среды. Скейлинговые модели шероховатого слоя поверхности твердого тела можно представить в виде эквивалентных электрических схем, имеющих вид, например, канторовой пыли и т. д. [1, 3—5].

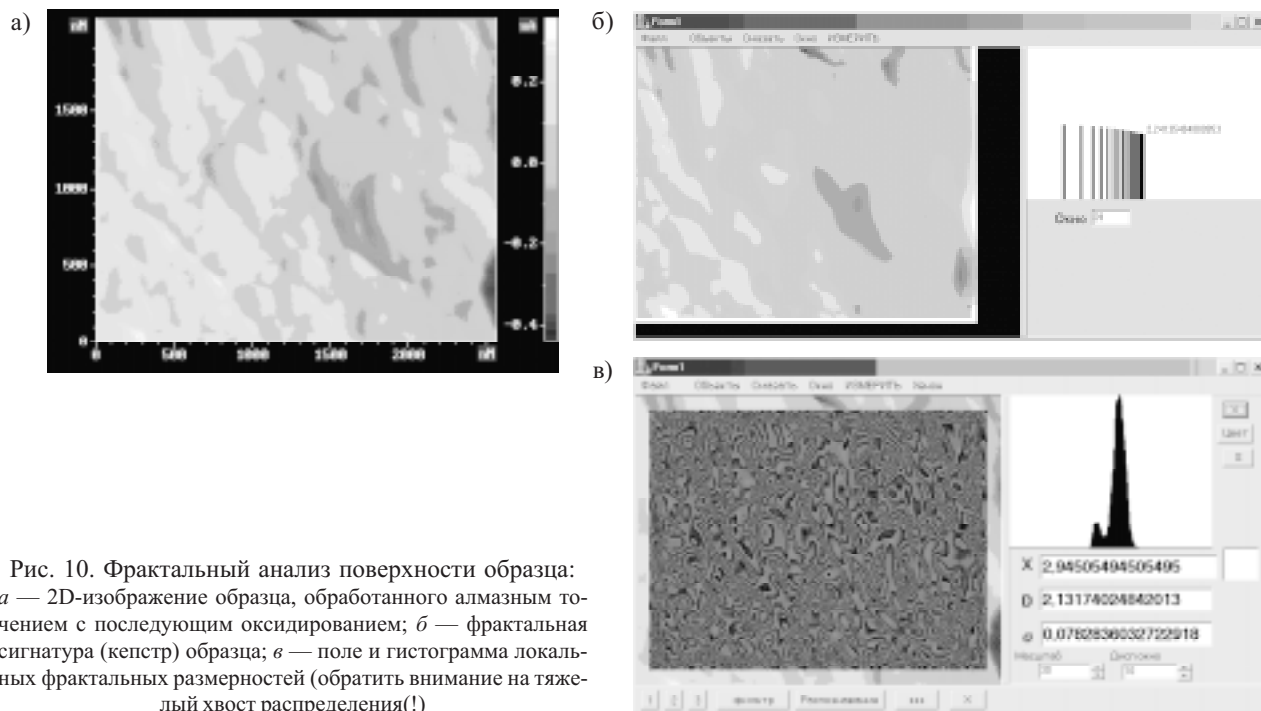


Рис. 10. Фрактальный анализ поверхности образца: *а* — 2D-изображение образца, обработанного алмазным точением с последующим оксидированием; *б* — фрактальная сигнатура (кепстр) образца; *в* — поле и гистограмма локальных фрактальных размерностей (обратить внимание на тяжелый хвост распределения(!))

5. Основы рассеяния волн фрактальной поверхностью: «дифракция на фракталах» ≠ «классическая дифракция»

5.1. Переход к многомасштабным фрактальным рассеивающим поверхностям. Первые задачи дифракции волн на статистически неровной поверхности были преимущественно ориентированы на неровности одного масштаба, а уже позднее возникли многомасштабные представления поверхности. Сейчас, опираясь на результаты наших работ, можно уверенно утверждать, что физическое содержание теории дифракции, включающей многомасштабные поверхности, становится более четким при *фрактальном подходе и выделении фрактальной размерности или фрактальной сигнатуры D как параметра* [3—5, 16, 33]. Более того, учет фрактальности, по нашим расчетам, значительно сближает теоретические и экспериментальные характеристики индикатрис рассеяния земных покровов в СВЧ-диапазоне. Этот факт всегда интерпретировался (и продолжает интерпретироваться) как, в основном, результат чисто инструментальных погрешностей (!).

В последнее время значительно возрос также интерес к исследованию рассеяния волн неровными поверхностями, имеющими *негауссовскую статистику*. Часто приводятся доводы, что пространственный коэффициент корреляции рассеивающей поверхности $\rho(\Delta x = x_2 - x_1, \Delta y = y_2 - y_1)$ не может быть экспоненциальным из-за недифференцируемости соответствующего стохастического процесса. Иногда в этом случае применяют регуляризующую функцию в окрестности нуля. Более глубокое физическое обоснование применимости *недифференцируемых функций* для описания процессов рассеяния волн появилось лишь при решении *радиофизических задач с позиций теории фракталов, теории дробной меры, опе-*

раторов дробного интегродифференцирования и скейлинговых соотношений.

Отметим, что вблизи угла падения $\theta=0$ гауссовская модель является *параболической*, в то время как экспоненциальная модель — *линейной*. Фрактальная поверхность предполагает наличие *неровностей всех масштабов относительно длины рассеиваемой волны*. Особенности рассеяния волн фрактальной поверхностью обусловлены ее *недифференцируемостью*. Поэтому *фрактальный фронт волны, являясь недифференцируемым, не имеет нормали*. Тем самым исключаются понятия «лучевая траектория» и «эффекты геометрической оптики». Однако хорды, соединяющие значения характерных высот неровностей на определенных расстояниях по горизонтали, все-таки имеют конечный среднеквадратичный наклон. В этом случае вводят «топозезу» фрактальной хаотической поверхности; она равна длине, на которой наклоны поверхности близки к единичным [3, 4].

5.2. Индикатрисы рассеяния миллиметровых и сантиметровых волн стохастической фрактальной анизотропной поверхностью. В наших расчетах [33, 39] была применена частотно-ограниченная функция Вейерштрасса, на которую налагается, естественно, меньше ограничений, чем на недифференцируемые функции. Данная модификация функции Вейерштрасса обладает как свойством самоподобия, так и все-таки конечным числом производных на отдельно взятом рассматриваемом диапазоне. Это смягчение условий использования функции Вейерштрасса позволяет выполнить аналитические и численные расчеты. Модифицированная двумерная диапазонно-ограниченная функция Вейерштрасса записывается в виде

$$W(x, y) = c_w \sum_{n=0}^{N-1} q^{(D-3)n} \times \sum_{m=1}^M \sin \left\{ Kq^n \left[x \cos \frac{2\pi m}{M} + y \sin \frac{2\pi m}{M} \right] + \phi_{nm} \right\}, \quad (7)$$

где c_w — константа, обеспечивающая единичную нормировку;
 q — параметр пространственно-частотного масштабирования, $q > 1$;
 D — фрактальная размерность, $2 < D < 3$;
 K — основное пространственное волновое число;
 N и M — число гармоник;
 ϕ_{nm} — произвольная фаза, распределенная равномерно в интервале $[-\pi, \pi]$.

Функция (7) является комбинацией случайного и периодического детерминированного процессов. Эта функция также анизотропна в двух направлениях, если M и N не очень велики, имеет производные и в то же время — самоподобна. Поверхность на ее основе имеет достаточно много масштабов, а шероховатость может изменяться в зависимости от рассматриваемого масштаба (рис. 11).

Обширная база данных из типовых характеристик поля рассеяния для различных фрактальных поверхностей в диапазоне СВЧ была получена нами в 2006 г. [39]. Характерные примеры показаны на рис. 12, где θ_1 — угол падения, θ_2 — угол рассеяния и θ_3 — азимутальный угол. Расчеты проведены для зоны Фра-

унгофера и падающей плоской волны; на поверхности нет точек с бесконечным градиентом; коэффициент Френеля V_0 является постоянным на данной поверхности; масштабы поверхности значительно больше длины зондирующей волны.

Таким образом, показано, что рассеяние является симметричным относительно плоскости падения (брэгговское рассеяние); наибольшая интенсивность рассеянной волны наблюдается в направлении отраженной волны; интенсивность рассеяния увеличивается при усложнении рельефа поверхности, т. е. увеличении фрактальной размерности поверхности D . В случаях, когда значения D очень близки к целым числам, классические и фрактальные методы расчета полей рассеяния практически совпадают. Фрактальные процессы учитывают различные пространственные масштабы неровностей (скейлинг) и должны обязательно приниматься во внимание при описании детерминированных/случайных поверхностей (негауссовских!), в том числе и их комбинаций, при конструировании фрактальных антенн, фрактальных частотно-избирательных структур, в наноструктурах и при синтезе метаматериалов.

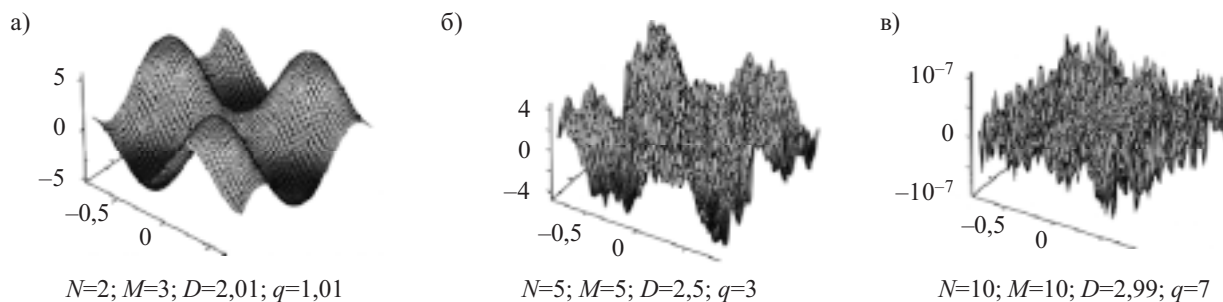


Рис. 11. Фрактальные поверхности для разных значений параметров двумерной функции Вейерштрасса

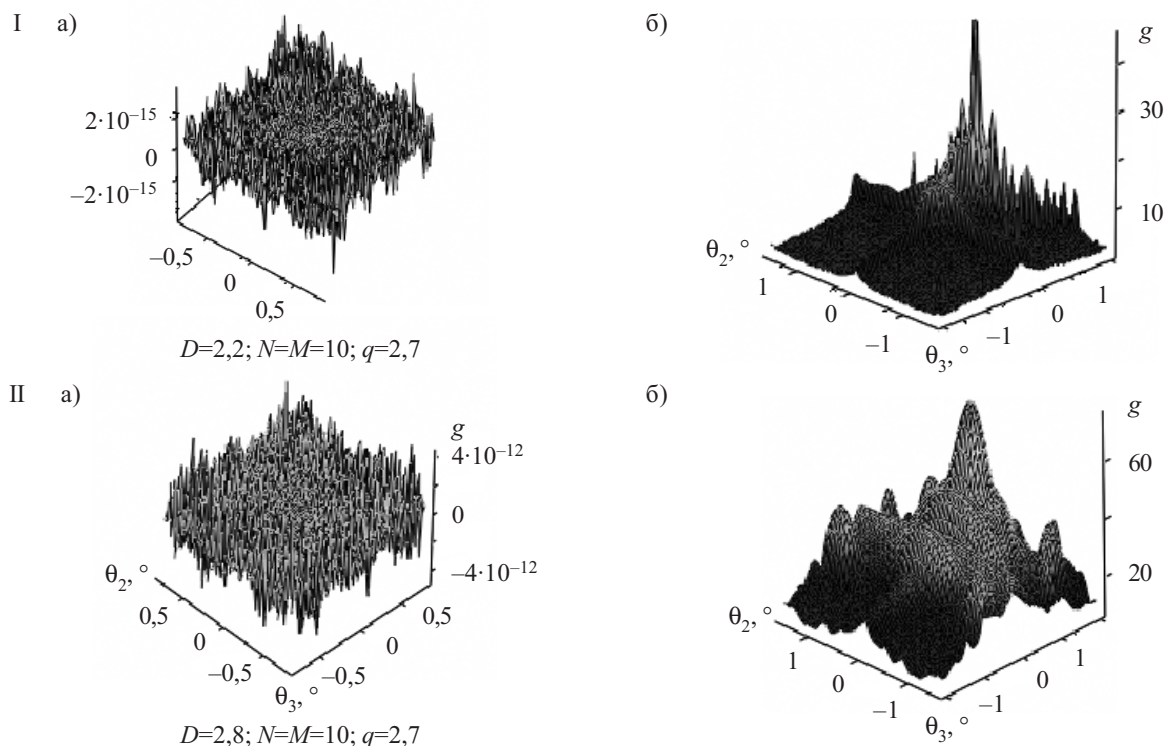


Рис. 12. Фрактальная поверхность (а) и индикатриса рассеяния (б) при $\lambda=2,2$ мм и $\theta_1=25^\circ$ (I) и при $\lambda=3,0$ см и $\theta_1=25^\circ$ (II)

5.3. Хаотическая динамика в процессах рассеяния ММВ растительными земными покровами.

Обработка огибающих отраженных радиолокационных сигналов на волне длиной 2,2 мм позволила впервые определить в фазовом пространстве характеристики странного аттрактора, управляющего рассеянием миллиметровых волн [15]. Данные получены на полигоне в натурных экспериментах в 1979—1980 гг. [43].

Для измерения и реконструкции странного аттрактора использовались оценки фрактальной размерности D , размерности вложения m , максимального показателя Ляпунова λ_1 , а также времени предсказания $\tau_{\max}$. Расчет корреляционного интеграла $C(r)$ проводился с использованием теоремы Ф. Такенса. Были получены следующие значения: $D=2,8$; $m=7$; $\lambda_1 \geq 0,6$ бит/с; $\tau_{\max} \approx 1,7$ с при экспериментальном времени корреляции интенсивности отраженного сигнала $\tau \approx 210$ мс и скорости ветра 3 м/с.

Следовательно, если текущие условия измеряются с точностью до 1 бита, то вся предсказательная мощность во времени потеряется примерно за 1,7 с. При этом интервал предсказания интенсивности радиолокационного сигнала превышает время корреляции примерно в 8 раз. В нашем случае это означает, что режим детерминированного хаоса позволяет (в среднем) оценивать случайную амплитуду или интенсивность принимаемого радиосигнала при $\tau_{\max} \gg \tau_{\text{кор}}$ (!), где $\tau_{\text{кор}}$ — классическое время корреляции амплитудных флуктуаций принимаемого сигнала.

Полученные результаты показывают, что для корректного описания процесса рассеяния радиоволн требуется не более пяти независимых переменных. Корреляционный интеграл $C(r)$ также можно применять как средство разделения режимов детерминированного хаоса и белого шума. Полученные данные совместно с семейством фрактальных распределений лежат в основе *новой динамической модели сигналов, рассеянных растительными покровами*.

Предложенная автором динамическая модель рассеяния электромагнитных волн земными покровами принципиально отличается от существующих классических моделей. Она имеет конечное число степеней свободы, описывает процессы негауссовского рассеяния и впервые вводит в рассмотрение интервал предсказания интенсивности принятого радиолокационного сигнала и его фрактальные характеристики (сигнатуры).

6. Авторская концепция фрактальных радиоэлементов и фрактальных радиосистем

6.1. Фрактальный непараметрический обнаружитель радиолокационных сигналов. Создание первого эталонного словаря фрактальных признаков классов целей [24, 25] и постоянное усовершенствование алгоритмического обеспечения [3—6, 21] явились основными этапами при разработке в ИРЭ РАН первого в мире *фрактального непараметрического*

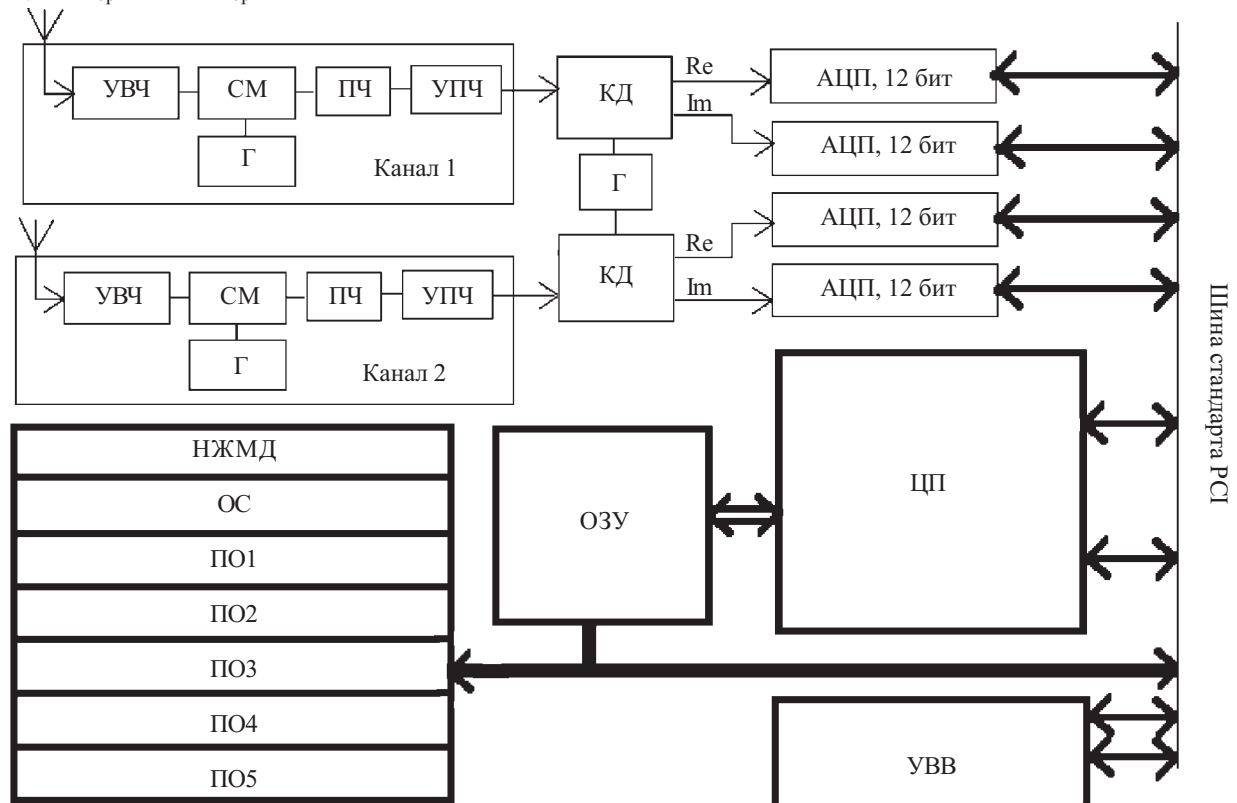


Рис. 13. Структурная схема фрактального непараметрического обнаружителя радиолокационных сигналов: УВЧ — усилитель высокой частоты; СМ — смеситель; Г — гетеродин; ПФ — полосовой фильтр; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; КД — квадратурный детектор (перенос спектра на нулевую частоту); Re, Im — действительная и мнимая квадратуры; АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ЦП — центральный процессор; ОЗУ — оперативное запоминающее устройство; УВВ — устройство ввода/вывода; НЖМД — устройство накопления на жестких магнитных дисках; ОС — операционная система; ПО — программное обеспечение

обнаружителя радиосигналов (ФНОРС) в виде спецпроцессора [3—6, 27, 29—32, 44]. Его структурная схема представлена на рис. 13.

В НЖМД ФНОРС хранится следующее программное обеспечение: а) ПО1 — вычисление мгновенных значений фрактальной размерности D ; б) ПО2 — вычисление полной сигнатуры $\Lambda(\delta)$ обрабатываемого массива данных; в) ПО3 — вычисление в реальном времени реализаций наблюдаемых данных в разных временных масштабах, прореживание, интерполяция (сгущение); г) ПО4 — отбор данных по значениям их дробной меры; д) ПО5 — восстановление полезного сигнала из входной смеси с помощью многомасштабного фрактального анализа. В соответствии с решаемыми задачами ПО ФНОРС может быть в дальнейшем расширено.

6.2. Наноструктуры и фракталы. На основе нанофазных материалов также можно создать [3—5, 26, 31, 32, 34, 35, 46] планарные и объемные наноструктуры, моделирующие рассмотренные выше «фрактальные» радиоэлементы и радиоустройства микроэлектроники, т. е. речь идет о построении элементной базы нового поколения на основе фрактальных эффектов и свойств (см. рис. 1). В частности, элементарное обобщение канторова множества на физическом уровне позволяет перейти к так называемым канторовым блокам в планарной технологии молекулярных наноструктур. Возможен также предложенный автором в 2007 г. перколяционный синтез наноструктурированных композитов [44] и т. д.

Применение рекурсивного процесса позволяет, в принципе, создавать самоподобную иерархическую структуру, вплоть до отдельных проводящих дорожек в микросхеме и в наноструктурах. При этом необходимо учитывать и научиться рассчитывать взаимное и коллективное влияние электромагнитных полей всех компонентов микросхемы: проводящих дорожек, полупроводника, диэлектрика и т. д.

В настоящее время заметное внимание специалистов уделяется моделированию фрактальных объектов комплексной динамики различными диссипативными системами. Наиболее естественный путь моделирования — это использование сценария Фейгенбаума перехода к хаосу через удвоение периода. В контексте нашей работы, множества Жюлиа, Фату и Мандельброта — интересные объекты для физиче-

ской разработки новых форм и видов фрактальных антенн и других фрактальных наноструктур и метаматериалов на их основе [26].

6.3. Фрактальные элементы (устройства) и фрактальные радиосистемы. Основываясь на полученных результатах, можно смело говорить о проектировании не только *фрактальных элементов (устройств)*, но и непосредственно *фрактальных радиосистем* [3—42, 44, 45]. Такие фрактальные радиосистемы структурно включают в себя (начиная с входа) фрактальные антенны и цифровые фрактальные обнаружители, основаны на фрактальных методах обработки информации, а в перспективе могут использовать фрактальные методы модуляции и демодуляции радиосигналов. При таком «фрактальном» подходе естественно сосредоточить внимание на описании, а также обработке радиофизических сигналов (полей), исключительно в *пространстве дробной меры с применением гипотезы скейлинга и распределений с «тяжелыми хвостами»* или устойчивых распределений.

Предложенные автором (рис. 14) *фрактальные радиосистемы и фрактальные радиоэлементы* [34, 35] открывают новые возможности в современной радиоэлектронике и могут иметь в будущем самые широкие перспективы практического применения.

7. Адаптивные варианты фрактальных обнаружителей и новые классы фрактальных сигналов

Значительный интерес представляет разработка адаптивных методов применительно к фрактальной обработке информации. Как хорошо известно, для адаптивной задачи характерно изменение параметров и/или структуры системы в соответствии с внешними условиями. Ниже показаны некоторые пути получения теоретических и технических решений задачи синтеза адаптивных фрактальных обнаружителей [31, 46].

Работа с выборкой сигнала на фоне помех и шума в пространстве дробной меры неизбежно приводит нас к алгоритмам (критериям) *адаптивной фрактальной фильтрации*. Адаптация такой нелинейной фрактальной фильтрации в условиях априорной неопределенности обеспечивается, в частности, текущей оценкой показателя Херста H [3, 4, 31]. Как показано в [3—6], текущая выборка персистентна при $1/2 < H < 1$ и антиперсистентна при $0 < H < 1/2$.

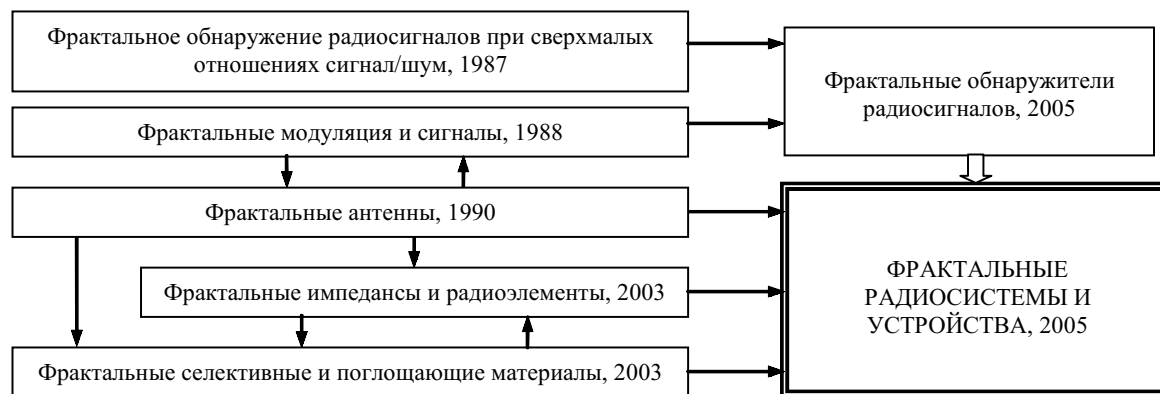


Рис. 14. Авторская концепция фрактальных радиосистем и устройств

В первом случае наблюдается процесс, сохраняющий тенденцию роста или уменьшения мгновенных амплитуд в выборке, т. е. процесс с памятью. Во втором — рост амплитуд огибающей сигнала в “прошлом” означает их уменьшение в “будущем”, и наоборот, т. е. процесс, более подверженный переменам, который часто обозначают как “возврат к среднему”.

Фиксация значения H является встречной гипотезой, способствующей улучшению качества адаптации к реальным условиям. В общем случае устройство представляет следящую систему, адаптирующуюся по значениям показателя Херста к помеховой ситуации или, наоборот, к полезному сигналу. Примером адаптивной процедуры служит автоматическая регулировка усиления приемника в зависимости от текущей оценки $H=f(t)$. В другой адаптивной процедуре происходит автоматическая регулировка порога обнаружения по значениям $H=f(t)$. При этом обеспечивается стабилизация вероятности ложной тревоги.

Необходимое значение параметра H или его функциональную временную/частотную зависимость можно также предварительно «вкладывать» в зондирующий радиолокационный сигнал [31, 46]. При этом затрудняется обнаружение такого сигнала и измерение его параметров с целью создания преднамеренных помех. В этом случае был синтезирован новый класс фрактальных простых или шумоподобных сигналов.

Совершенно ясно, что оценка текущего значения параметра H легко может быть введена сегодня в теорию и практику классической обработки радиолокационной информации на фоне помех, не требуя существенных изменений схем действующих радиосистем. Представляет также интерес получение правила использования дополнительной информации о параметре H выборки из соображений оптимальности, при этом учет значений H повлияет на структуры оптимального или согласованного фильтров.

Заключение

Результативность радиофизических исследований может быть значительно повышена благодаря учету *фрактальности волновых явлений*, развивающихся на всех этапах излучения, рассеяния и распространения волн в различных средах. Кардинальные шаги, заключающиеся в переводе принятых радиосистемой сигналов целочисленной меры в пространство дробной меры и привлечение затем скейлинговых соотношений, позволяют привнести в традиционные области классической радиофизики и радиоэлектроники совершенно новые идеи и методы и получать на их основе достаточно неожиданные для практики, но физически обоснованные результаты. Коренное отличие фрактальной радиофизики от классической связано с принципиально иным подходом к основным составляющим сигнала и поля.

Становление теории фракталов — яркий пример развития нового направления науки, в равной мере основанного как на достижениях в весьма абстракт-

ных областях математики, так и на новом взгляде на давно известный эмпирический материал, который до создания адекватных моделей не поддавался даже научному описанию и интерпретации. Обладая большой объяснительной силой, теория фракталов стимулирует развитие естествознания. Применение теории фракталов позволяет вскрыть огромные неиспользуемые ранее резервы и применить их в области различных технических приложений.

Для полного и корректного описания процессов современной обработки сигналов, изображений и полей недостаточно формул классической математики, полученных на основе представления сигналов в пространстве целочисленной меры и гладких функций. Использование в радиофизике и радиоэлектронике понятий “фрактал” и “дробные операторы” не только оправдано, но и необходимо. При этом требуются принципиальные изменения общих устоявшихся представлений в работе ученых и инженеров.

Автор берет на себя смелость утверждать, что представленный в данной статье подход характеризует *новый этап развития радиофизики и радиоэлектроники*.

В заключение необходимо отметить, что результаты работ автора обсуждались на многочисленных международных конференциях, а также лично с основателем фрактальной геометрии Б. Мандельбротом. Встреча состоялась в 2005 г. в США, где автор читал лекции по «фрактальным» технологиям, которые получили следующую оценку американских специалистов: “...Семинары были крайне интересны и подтвердили высокую научную квалификацию доктора А. Потапова. Радиолокационные технологии, представленные доктором А. Потаповым, основаны на теории фракталов и являются новыми. Важность этих исследований для международного сообщества специалистов и ученых неоспорима”.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Фракталы в физике / Под ред. Я. Г. Синая и И. М. Халатникова. — М.: Мир, 1988.
2. Лагарьков А. Н., Погосян М. А. Фундаментальные и прикладные проблемы стелс-технологий // Вестник РАН. — 2003. — Т. 73, № 9. — С. 779—787.
3. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. — М.: Логос, 2002.
4. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. — М.: Университетская книга, 2005.
5. Потапов А. А. Фракталы и хаос как основа новых прорывных технологий в современных радиосистемах. (Дополнение к кн.: Кроновер Р. Фракталы и хаос в динамических системах). — М.: Техносфера, 2006.
6. Потапов А. А., Гуляев Ю. В., Никитов С. А. и др. Новейшие методы обработки изображений. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008.
7. Подосенов С. А., Потапов А. А., Соколов А. А. Импульсная электродинамика широкополосных радиосистем и поля связанных структур. — М.: Радиотехника, 2003.
8. Бункин Б. В., Реутов А. П., Потапов А. А. и др. Вопросы перспективной радиолокации. — М.: Радиотехника, 2003.
9. Нелинейная радиолокация / Сб. статей, под ред. А. А. Горбачева, А. П. Колданова, А. А. Потапова, Е. П. Чигина (Библиотека журнала «Нелинейный мир»: Научная серия «Фракталы. Хаос. Вероятность»). — М.: Радиотехника, 2005, 2006, 2007.
10. Быстров Р. П., Потапов А. А., Соколов А. В. Миллиметровая радиолокация с фрактальной обработкой. — М.: Радиотехника, 2005.

Работа в части п.п. 6 и 7 выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проекты № 05-07-90349-в, № 07-07-07005-д, № 07-07-12054, № 07-08-00637-а).

11. Potapov A. A., German V. A. Detection of artificial objects with fractal signatures // Pattern Recognition and Image Analysis.— 1998.— Vol. 8, N 2.— P. 226—229.
12. Потапов А. А., Герман В. А. Применение фрактальных методов для обработки оптических и радиолокационных изображений земной поверхности // Радиотехника и электроника.— 2000.— Т. 45, № 8.— С. 946—953.
13. Потапов А. А. Фракталы в дистанционном зондировании // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники.— 2000.— № 6.— С. 3—65.
14. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Фрактальный анализ сигналов // Радиотехника и электроника.— 2001.— Т. 46, № 3.— С. 261—270.
15. Потапов А. А., Герман В. А. Эффекты детерминированного хаоса и странный аттрактор при радиолокации динамической системы типа растительного покрова // Письма в ЖТФ.— 2002.— Т. 28, № 14.— С. 19—25.
16. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Основы теории рассеяния волн фрактальной поверхностью // Радиотехника и электроника.— 2002.— Т. 47, № 5.— С. 517—544.
17. Потапов А. А. Фрактальный анализ в современных задачах радиолокации и радиофизики // Радиотехника.— 2003.— № 8.— С. 55—66.
18. Потапов А. А. Новые информационные технологии на основе вероятностных текстурных и фрактальных признаков в радиолокационном обнаружении малококонтрастных целей // Радиотехника и электроника.— 2003.— Т. 48, № 9.— С. 1101—1119.
19. Потапов А. А. Фракталы в задачах искусственного интеллекта: подходы, модели, некоторые результаты // В сб. «Использование методов искусственного интеллекта и высокопроизводительных вычислений в аэрокосмических исследованиях».— М.: Физматлит, 2003.— С. 76—90.
20. Потапов А. А. Топология выборки // Нелинейный мир.— 2004.— Т. 2, № 1.— С. 4—13.
21. Потапов А. А., Герман В. А. О методах измерения фрактальной размерности и фрактальных сигнатур многомерных стохастических сигналов // Радиотехника и электроника.— 2004.— Т. 49, № 12.— С. 1468—1491.
22. Потапов А. А., Булавкин В. В., Герман В. А., Вячеслава О. Ф. Исследование микрорельефа обработанных поверхностей с помощью методов фрактальных сигнатур // ЖТФ.— 2005.— Т. 75, № 5.— С. 28—45.
23. Гуляев Ю. В., Никитов С. А., Потапов А. А., Давыдов А. Г. Опроектировании фрактальных радиосистем. Численный анализ электродинамических свойств фрактальной антенны Серпинского // Радиотехника и электроника.— 2005.— Т. 50, № 9.— С. 1070—1076.
24. Потапов А. А. Разработка и структура ансамбля фрактальных признаков классов целей для задач линейной и нелинейной радиолокации // Нелинейный мир.— 2006.— Т. 4, № 7—9.— С. 361—386.
25. Potapov A. A., Il'yin E. M., Chigin E. P. German V. A. Development and structure of the first etalon dictionary of fractal properties of target classes // Electromagnetic Phenomena.— 2005.— Vol. 5, № 2(15).— P. 107—142.
26. Потапов А. А., Потапов А. А. (мл.), Потапов В. А. Фрактальный конденсатор, дробные операторы и фрактальные импедансы // Нелинейный мир.— 2006.— Т. 4, № 4—5.— С. 172—187.
27. Потапов А. А. Современное состояние и тенденции развития прорывных фрактальных технологий в радиофизике и радиоэлектронике // Физика волновых процессов и радиотехнические системы.— 2006.— Т. 9, № 3.— С. 44—54.
28. Герман В. А., Потапов А. А. Пример использования гипотезы самоподобия в задаче обнаружения акустического сигнала // Нелинейный мир.— 2006.— Т. 4, № 4—5.— С. 204—207.
29. Гуляев Ю. В., Никитов С. А., Потапов А. А., Герман В. А. Идеи скейлинга и дробной размерности в схеме фрактального обнаружителя радиосигналов // Радиотехника и электроника.— 2006.— Т. 51, № 8.— С. 968—975.
30. Потапов А. А., Герман В. А. Методы фрактальной обработки слабых сигналов и малококонтрастных изображений // Автоматика.— 2006.— Т. 42, № 5.— С. 3—25.
31. Потапов А. А. О фрактальной радиофизике и фрактальной радиоэлектронике // В сб. «Инновации в радиотехнических информационно-телекоммуникационных технологиях», ч. 1.— М.: Изд. ЗАО «Экстра Принт», 2006.— С. 66—84.
32. Потапов А. А. Решение радиофизических задач методами теории фракталов и операторов дробного порядка // Доклады Адыгской (Черкесской) международной академии наук.— 2007.— Т. 9, № 1.— С. 149—167.
33. Потапов А. А. К теории функционалов стохастических полей обратного рассеяния // Радиотехника и электроника.— 2007.— Т. 52, № 3.— С. 261—310.
34. Потапов А. А. О концепции фрактальных радиосистем и фрактальных устройств // Нелинейный мир.— 2007.— Т. 5, № 7—8.— С. 415—444.
35. Потапов А. А. Можно ли построить фрактальную радиосистему? // Обзорение прикладной и промышленной математики.— 2007.— Т. 14, № 4.— С. 742—744.
36. Пахомов А. А., Потапов А. А. Построение вектора признаков лоцируемого объекта по информации о точках излома внешнего контура на изображениях // Нелинейный мир.— 2007.— Т. 5, № 9.— С. 557—571.
37. Нигматуллин Р. Р., Потапов А. А. Фракталы, дробные операторы и дробная кинетика в диэлектрической спектроскопии и волновых процессах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы.— 2007.— Т. 10, № 3.— С. 30—49.
38. Потапов А. А. О теории фракталов в радиотехнике, микро- и наноэлектронике // Проблемы нелинейного анализа в инженерных системах.— 2008.— Т. 14, № 1(29).— С. 145—164.
39. Потапов А. А., Лактунькин А. В. Теория рассеяния волн фрактальной анизотропной поверхностью // Нелинейный мир.— 2008.— Т. 6, № 1.— С. 3—36.
40. Фионов А. С., Юрков Г. Ю., Потапов А. А. и др. Перспективные наноструктурированные полимерные композиционные материалы для физических исследований их методами фрактального анализа // Нелинейный мир.— 2008.— Т. 6, № 1.— С. 37—41.
41. Потапов А. А. Стохастичность и фрактальность флуктуационной структуры электромагнитных волн СВЧ-, КВЧ- и ГВЧ-диапазонов, распространяющихся в тропосфере, метеорологических образованиях, пылевых бурях и взрывах // Нелинейный мир.— 2008.— Т. 6, № 2.— С. 69—109.
42. Гильмутдинов А. Х., Потапов А. А., Ушаков П. А. Резистивно-емкостные элементы с распределенными параметрами и фрактальной размерностью: прошлое, настоящее и будущее // Нелинейный мир.— 2008.— Т. 6, № 3.— С. 152—182.
43. Потапов А. А. Синтез изображений земных покровов в оптическом и миллиметровом диапазонах волн / Дис. ... доктора физ.-мат. наук.— Москва, ИРЭ РАН.— 1994.
44. Потапов А. А., Гильмутдинов А. Х., Ушаков П. А. Системные принципы и элементная база фрактальной радиоэлектроники. Ч. I. Этапы становления и состояние // Радиотехника и электроника.— 2008.— Т. 53, № 9.
45. Потапов А. А., Гильмутдинов А. Х., Ушаков П. А. Системные принципы и элементная база фрактальной радиоэлектроники. Ч. II. Методы синтеза, модели и перспективы применения // Радиотехника и электроника.— 2008.— Т. 53, № 11.
46. Потапов А. А. Создание фрактальных моделей на основе формализма неаналитических функций, скейлинга и дробных операторов // Тез. докл. Междунар. конф. по математической физике и ее приложениям.— Россия, г. Самара.— 2008.— С. 164—165.
47. Потапов А. А. Радиофизические эффекты при взаимодействии электромагнитного излучения миллиметрового диапазона волн с окружающей средой // Зарубежная радиоэлектроника.— 1992.— № 8.— С. 36—76; № 9.— С. 4—28; № 11.— С. 23—48; 1993.— № 3.— С. 36—48; № 7—9.— С. 32—49; 1994.— № 7/8.— С. 11—30; 1995.— № 1.— С. 27—36 (журнальный вариант монографии).
48. Потапов А. А. Применение модулированных ММВ для формирования и идентификации изображений // Радиотехника.— 1989.— № 12.— С. 61—64.
49. Потапов А. А. Исследование влияния растительного покрова на обратнорассеянное поле миллиметровых волн // Радиотехника и электроника.— 1991.— Т. 36, № 2.— С. 239—246.
50. Павельев В. А., Потапов А. А. Влияние земной поверхности на структуру импульсного сигнала в диапазоне миллиметровых волн // Радиотехника и электроника.— 1994.— Т. 39, № 4.— С. 573—582.
51. Гнеденко Б. В. Колмогоров А. Н. Предельные распределения для сумм независимых случайных величин.— М.: ГИТТЛ, 1949.
52. Опаленков Ю. В., Потапов А. А., Федюнин С. Ю. Радиофизический измерительный комплекс со сложным ФМ сигналом в диапазоне миллиметровых волн // Радиотехника.— 1991.— № 11.— С. 67—70.

К. т. н. В. Г. СПИРИН

Россия, Арзамасский политехнический институт
E-mail: spvl@ugnn.ruДата поступления в редакцию
03.04 2008 г.Оппонент д. т. н. Ю. В. ПАНФИЛОВ
(МГТУ им. Н. Э. Баумана, г. Москва)

СОПРОТИВЛЕНИЕ КОНТАКТОВ ТОНКОПЛЕНОЧНОГО РЕЗИСТОРА

Предложена модель расчета контактного сопротивления тонкопленочного резистора и произведена оценка вносимой им погрешности.

Тонкопленочные резисторы (ТПР), ввиду их высокой точности и стабильности, широко распространены в датчиках и в измерительных системах или устройствах. Это, например, выходные резисторы акселерометров, входные делители мультиметров, измерительные мосты, резисторные матрицы АЦП и ЦАП. С каждым годом ужесточаются технические требования, предъявляемые к ТПР. Это, прежде всего, уменьшение их размеров, повышение точности и стабильности сопротивления. Одним из видов погрешностей сопротивления ТПР является погрешность, вносимая сопротивлением его контактов.

Анализ литературы, посвященной расчету контактного сопротивления, проведенный в [1], показывает актуальность и сложность решения проблемы. Решением рассматриваемой проблемы занимаются свыше 40 лет, однако до сих пор не получены формулы для инженерных расчетов. Актуальность решения проблемы вызвана, прежде всего, необходимостью создания высокостабильных резисторов малых размеров с нестабильностью сопротивления не более $\pm 0,001\%$ и температурным коэффициентом сопротивления (ТКС) $\pm 1 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$.

Сопротивление ТПР R_0 в первом приближении определяется выражением

$$R_0 = R + R_k = \rho l / b + R_k = \rho K_\phi + R_k, \quad (1)$$

где R — сопротивление резистивного элемента;

R_k — сопротивление контактов ТПР;

ρ — удельное поверхностное сопротивление резистивной пленки;

l, b — длина и ширина резистора;

$K_\phi = l/b$ — коэффициент формы резистора (число квадратов).

Как видно из формулы (1), контактное сопротивление может оказывать прямое влияние на общее сопротивление и стабильность ТПР. По мнению авторов [2, с. 6], контактное сопротивление определяется переходным межслойным удельным сопротивлением, которое возникает вследствие нескольких причин, а именно:

— образования «сплава» при взаимной диффузии материалов пленок в зоне их перекрытия;

— изменения структуры материала (крупно- или мелкокристаллическая структура), приводящего к эффекту «стягивания» — изменения сопротивления в межкристалльной области;

— возникновения окисных или сернистых соединений (особенно на предприятиях, расположенных вблизи автомобильных трасс) на поверхностях нижних пленок при извлечении подложек из вакуумных установок перед нанесением верхней пленки.

Учет в модели расчета R_k переходного удельного сопротивления приводит к фантастическим результатам: авторы [2, с. 34] утверждают, что сопротивление контакта при длине и ширине перекрытия пленок 10 мкм составит 1000 Ом, при этом сопротивление резистора с параметрами $\rho = 100 \text{ Ом}/\square$; $l = 50 \text{ мкм}$; $b = 10 \text{ мкм}$ составит 2500 Ом. Если бы приведенные результаты сколько-нибудь соответствовали действительности, то проблемы измерения контактного сопротивления не существовало бы, т. к. реализация ТПР с указанными параметрами не вызывает технологических трудностей. Полученный результат, очевидно, следует объяснить недостатком модели, который состоит в том, что при расчете контактного сопротивления используется «вероятный диапазон удельных переходных сопротивлений между пленками, конкретные значения которых устанавливаются экспериментально при отработке конкретной технологии для определенного сочетания применяемых материалов» [2, с. 15]. К сожалению, в [2] не указано, где приводится методика расчета или экспериментального определения переходного удельного сопротивления.

Наиболее достоверный метод расчета контактного сопротивления приведен в [1], где показано, что 82% величины тока переходит из адгезионного в резистивный слой на участке контакта длиной 0,1 мкм, независимо от длины контакта. Модель конструкции контакта в части расположения резистивного, адгезионного и проводящего слоев, приведенная в [1], аналогична рис. 1, а.

Предлагаемая в [1] модель расчета контактного сопротивления основана на численных методах и имеет следующие недостатки.

1. Расчет на компьютере предполагает разработку специальных алгоритмов и создание специальной программы. В таких алгоритмах и программах могут разбираться только специалисты. Кроме того, подобного рода алгоритмы затрудняют анализ как самого

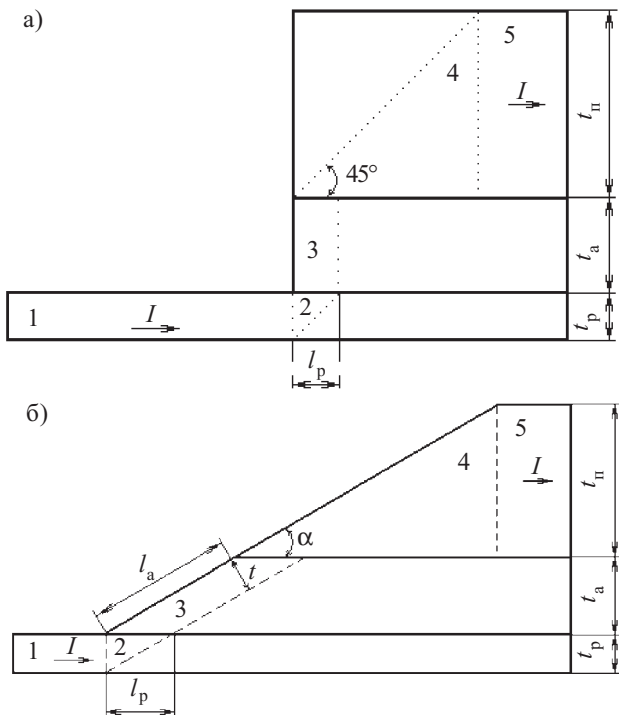


Рис. 1. Модель конструкции контакта ТПР при клине травления $45^\circ < \alpha \leq 90^\circ$ (а) и $0^\circ < \alpha < 45^\circ$ (б):

l — резистивный слой; 2 — резистивный слой контакта; 3 — адгезионный слой; 4 — проводящий слой; 5 — электрод ТПР

контактного сопротивления, так и его влияния на стабильность сопротивления ТПР. Эти недостатки ограничивают широкое применение модели на практике.

2. В модели конструкции контакта все пленки представлены в виде прямоугольных параллелепипедов, что не соответствует наиболее распространенному жидкостному методу травления проводящей и адгезионной пленок. Так как жидкостное травление изотропно, на участках контакта, состоящего из проводящей и адгезионной пленок, образуется клин травления [2, с. 59].

3. В модели не выделены участки контакта, соответствующие различным пленкам.

В задачу настоящей работы входит разработка физико-математической модели расчета контактного сопротивления, которая не имеет вышеперечисленных недостатков модели [1] и может быть использована при инженерных расчетах в проектировании ТПР.

Изучение явления перехода тока из резистивного материала в проводник в плоскости подложки в ТПР сложной формы [3, с. 26; 4] позволяет сделать следующие выводы и допущения при разработке модели расчета контактного сопротивления:

— ток в контакте переходит из резистивного материала в адгезионный слой по тем же законам, которые наблюдаются в плоских моделях ТПР, что может быть использовано при определении сопротивления участка резистивного слоя контакта;

— практически весь ток переходит из резистивного в адгезионный слой на расстоянии, равном толщине резистивного слоя от начала контакта;

— удельное поверхностное сопротивление резистивного, адгезионного (ρ_a) и проводящего (ρ_n) слоев имеют следующее соотношение: $\rho > \rho_a > \rho_n$;

— ширина всех слоев ТПР одинакова и равна ширине резистора.

Модель конструкции контакта ТПР при клине травления $45^\circ < \alpha \leq 90^\circ$ показана на рис. 1, а. Согласно этой модели, ток из резистивного слоя 1 на участке 2 контакта «разворачивается» на 90° на расстоянии от начала контакта l_p , равном толщине резистивной пленки t_p , т. е. $l_p = t_p$. Затем ток проходит участок 3 контакта в адгезионном слое и поступает в участок 4 проводящего слоя контакта. В этом слое ток разворачивается и протекает по всему сечению участка 4, причем верхней границей протекания тока является линия, образующая с адгезионным слоем угол, равный 45° . Из участка 4 ток переходит в электрод ТПР 5, который уже не является элементом контакта и в дальнейшем не рассматривается. Расчет сопротивления электродов ТПР приведен в [5]. Таким образом, расчет сопротивления контакта ТПР сводится к нахождению сопротивления участков контакта 2—4.

Сопротивление каждого участка можно рассчитать по известной формуле

$$R_y = \rho_v l_y / S,$$

где ρ_v — удельное объемное сопротивление резистивного слоя; l_y, S — длина и площадь поперечного сечения участка.

Сопротивление R_p резистивного слоя участка 2 определяется следующим выражением:

$$R_p = \rho_v l_{p3} / (t_p b), \quad (2)$$

где l_{p3} — эквивалентная длина резистивного слоя под контактом; t_p — толщина резистивного слоя.

Используя результаты работ [1, 4] и учитывая, что $\rho_v = \rho t_p$, преобразуем уравнение (2) к виду

$$R_p = m \rho t_p / b, \quad (3)$$

где $m = l_{p3} / t_p$.

Учитывая, что в рассматриваемой модели при $\alpha = 90^\circ$ $m = 0,469$ [4], а при $\alpha = 45^\circ$ $m = 0,564$ [3, с. 26], т. е. в диапазоне $45^\circ < \alpha \leq 90^\circ$ m изменяется незначительно, примем $m = 0,5$. Тогда уравнение (3) преобразуется к виду

$$R_p = 0,5 \rho t_p / b. \quad (4)$$

Сопротивление участка 3 адгезионного слоя толщиной t_a при $45^\circ < \alpha \leq 90^\circ$ равно сопротивлению параллелепипеда с длиной t_a и площадью поперечного сечения bt_p и рассчитывается по формуле

$$R_a = \rho_a / (bt_p). \quad (5)$$

Сопротивление участка 4 проводящего слоя толщиной t_n при $45^\circ < \alpha \leq 90^\circ$ эквивалентно удвоенному сопротивлению параллелепипеда с длиной t_n и площадью поперечного сечения bt_n . Оно находится в соответствии с выражением

$$R_n = 2 \rho_n t_n / (bt_n) = 2 \rho_n / b. \quad (6)$$

При изотропном травлении пленок угол клина травления может принимать произвольное значение в диа-

пазоне $0 < \alpha \leq 45^\circ$ [2, с. 61]. Поэтому представляет интерес исследование влияния угла α на контактное сопротивление.

Модель конструкции контакта ТПР при клине травления $0 < \alpha \leq 45^\circ$ показана на рис. 1, б. Здесь ток после резистивного слоя 1 разворачивается на участке 2 на угол α , проникая под адгезионный слой на длину $l_p = t_p / \tan \alpha$. Согласно этой модели, ток на участке адгезионного слоя 3 встречается большее сопротивление, чем в модели на рис. 1, а. Это происходит за счет увеличения длины $l_a = t_a / \sin \alpha$ и уменьшения ширины участка 3: $t = (t_p / \tan \alpha) \sin \alpha = t_p \cos \alpha$. Величина t минимальна при $\alpha = 45^\circ$ и составляет $0,707 t_p$. При уменьшении α величина t будет приближаться к t_p . Ток на участке 4 проводящего слоя разворачивается и протекает по всему сечению проводника. С учетом того, что $m = 0,564$, сопротивление участков 2, 3 и 4 при клине травления $0 < \alpha \leq 45^\circ$ соответственно будет определяться выражениями

$$R_p = 0,564 \rho t_p / (b t_p \tan \alpha) = 0,564 \rho t_p / (b t \tan \alpha); \quad (7)$$

$$R_a = \rho_a t_a l_a / (b t) = \rho_a t_a^2 / (b t_p \cos \alpha \sin \alpha) = 2 \rho_a t_a^2 / (b t_p \sin 2\alpha); \quad (8)$$

$$R_n = 2 \rho_n t_n / (b t \tan \alpha). \quad (9)$$

Общее контактное сопротивление ТПР рассчитывается по формуле

$$R_k = 2(R_p + R_a + R_n). \quad (10)$$

Рассчитаем контактное сопротивление двух вариантов ТПР. В первом варианте пленки наносились термическим испарением и имели структуру K20C-V-Al [1]. Во втором резистивный слой наносили ионно-плазменным напылением, а адгезионный и проводящий слои — электронно-лучевым испарением; пленки имели структуру PC3710-V-Al. В табл. 1 приведены параметры пленок и размеры двух вариантов ТПР для расчета контактного сопротивления, а в табл. 2 — результаты расчета.

При ширине контакта $b = 10$ мкм расчет сопротивления одного контакта для первого вида пленок по формулам (4)–(6), (10) показывает, что $R_k/2 = 2,42$ Ом. Как видим, полученный результат несопоставим с полученным в [2] значением $R_k/2 = 1000$ Ом.

Анализ данных табл. 2 показывает, что при значениях угла клина травления менее 45° резко возрастают все составляющие контактного сопротивления. Вместе с тем, при $\alpha \leq 45^\circ$ «искривление» тока в контакте значительно меньше, чем при $\alpha = 90^\circ$. В результате, неравномерность тока в контакте уменьшается, следовательно, уменьшается и рассеиваемая мощность вблизи границы контакта и резистивного слоя, что повышает надежность контакта.

Таблица 1

Параметры пленок и размеры ТПР

Вариант	ρ , Ом/□	t_p , мкм	ρ_a , Ом/□	t_a , мкм	ρ_n , Ом/□	t_n , мкм	l, b , мкм
I (K20C-V-Al)	500	0,1	5	0,2	0,05	1	100
II (PC3710-V-Al)	1000	0,03	330	0,03	0,035	1,25	100

Таблица 2

Результаты расчета контактного сопротивления ТПР для двух вариантов пленок

α , °	R_p , Ом	R_a , Ом	R_n , Ом	$R_k/2$, Ом	R_k , Ом	δR_{kr} , %
K20C-V-Al						
7,5	2,142	0,1545	0,0076	2,30415	4,6083	0,9217
15	1,0524	0,08	0,0037	1,13617	2,2723	0,4545
30	0,4884	0,0462	0,0017	0,53636	1,0727	0,2145
45	0,282	0,04	0,001	0,323	0,646	0,1292
90	0,25	0,02	0,001	0,271	0,542	0,1722
PC3710-V-Al						
7,5	1,2852	0,765	0,0066	2,05686	4,1137	0,4114
15	0,6315	0,396	0,0033	1,03073	2,0615	0,2061
30	0,2931	0,2286	0,0015	0,52321	1,0464	0,1046
45	0,1692	0,198	0,0009	0,36808	0,7362	0,0736
90	0,15	0,099	0,0009	0,24988	0,4998	0,05

Примечание. δR_{kr} — отнорительная погрешность.

Как видно из табл. 2, основной вклад в сопротивление контакта вносит резистивный слой, а сопротивлением проводящего слоя (участок 4) можно пренебречь. Сопротивление адгезионного слоя в некоторых случаях сопоставимо с сопротивлением резистивного слоя, и в первом варианте оно значительно меньше, чем во втором, из-за большей толщины. Таким образом, температурную нестабильность сопротивления ТПР будет определять сопротивление адгезионного слоя, т. к. металлы имеют большой ТКС.

Проведем оценку влияния адгезионного слоя на температурную стабильность сопротивления ТПР, которая в значительной степени зависит от угла клина травления. Температурная нестабильность сопротивления δR_{at} определяется из следующих выражений:

— при $45^\circ < \alpha \leq 90^\circ$

$$\delta R_{at} = 2\alpha_a \Delta T R_a / R = 2\alpha_a \Delta T \rho_a t_a^2 / (\rho l t_p); \quad (11)$$

— при $0 < \alpha \leq 45^\circ$

$$\delta R_{at} = 4\alpha_a \Delta T \rho_a t_a^2 / (\rho l t_p \sin 2\alpha), \quad (12)$$

где α_a — ТКС адгезионного слоя;
 ΔT — температурный диапазон.

Результаты расчета нестабильности сопротивления ТПР при $\alpha_a = 0,00036$ 1/°C, $\Delta T = 80^\circ$ C приведены в табл. 3.

Как следует из табл. 3, создание ТПР малой длины ($l \leq 100$ мкм) с температурной нестабильностью менее 0,001% при клине травления $\alpha \leq 45^\circ$ проблематично для первого варианта пленок и невозможно для второго. Таким образом, наличие адгезионного слоя ограничивает возможность создания стабильных сопротивлений ТПР с длиной менее 100 мкм. Исключение адгезионного слоя из структуры пленок ТПР это ограничение снимает, т. к. в этом случае стабиль-

Таблица 3

Температурная нестабильность сопротивления двух вариантов ТПР

$\alpha, ^\circ$	$\delta R_{\text{ат}}, \%$	
	I	II
7,5	0,0017804	0,0044065
15	0,0009216	0,00228096
30	0,0005321	0,0013169
45	0,0004608	0,00114048
90	0,00023	0,00057

ность сопротивления ТПР будет определяться только стабильностью сопротивления резистивного слоя. Следует отметить, что для более строгого расчета температурной нестабильности сопротивления ТПР по формулам (11), (12) необходимо использовать экспериментально полученные значения ТКС.

Для повышения стабильности сопротивления ТПР необходимо применение анизотропных или плазмохимических методов травления адгезионного слоя. Однако более радикальным методом является, как уже говорилось, исключение адгезионного слоя. Это возможно только при напылении резистивного и проводящего слоев в одном технологическом цикле. В этом случае будет наблюдаться плавный переход тока из резистивного в проводящий слой независимо от угла травления. Сопротивление одного контакта будет приблизительно равно сопротивлению участка 2 резистивного слоя, т. е. $R_k = 2R_p$, при этом сопротивление R_p рассчитывается по формуле (7).

Оценим величину относительной погрешности $\delta R_{\text{кс}}$ при $\alpha = 90^\circ$, которую вносит резистивный слой как основная составляющая контактного сопротивления, по формуле

$$\delta R_{\text{кс}} = R_k / R = 2R_p / R = 2mt_p / l. \quad (13)$$

Отсюда следует, что относительная погрешность прямо пропорциональна толщине резистивного слоя и величине m , которая, в свою очередь, зависит от угла клина травления (при уменьшении угла m возрастает), и обратно пропорциональна длине ТПР. Данная погрешность является систематической. При значениях длины ТПР, сопоставимых с толщиной резистивного слоя, величина $\delta R_{\text{кс}}$ резко возрастает. Эту погрешность имеет смысл учитывать, когда она превышает 1%, т. е. при проектировании ТПР длиной $l \leq 10$ мкм и, как следует из (13), при $m = 0,5$ и $t_p = 0,1$.

Случайная погрешность $\delta R_{\text{к}}$, вносимая контактным сопротивлением, будет определяться, в основном, случайной погрешностью длины ТПР δl . Ее можно рассчитать по формуле

$$\delta R_{\text{к}} = 2mt_p \delta l / l, \quad (14)$$

откуда следует, что если $l < 10t_p$, а это практически всегда выполняется, то эту погрешность можно не учитывать при проектировании ТПР.

Формулы (13), (14) позволяют объяснить трудность экспериментального измерения контактного сопротивления. Для того, чтобы сопротивление ТПР было чувствительно к величине контактного сопротивления,

надо, согласно (13), уменьшать длину ТПР. Однако при этом резко возрастает случайная погрешность длины ТПР, которая определяется технологией ее формирования. Например, при фотолитографии случайная погрешность длины ТПР может достигать единиц микронметров [6]. Поэтому именно эта погрешность будет определять разброс значений сопротивления изготовленных ТПР. Чтобы экспериментальное измерение контактного сопротивления было возможным с позиции метрологии, необходимо выполнение условия $\delta R_{\text{к}} \geq 3\delta l$. Это условие выполнимо при $l \leq 2mt_p / 3$, т. е. если $m = 0,564$, $t_p = 100$ нм, то $l \leq 37$ нм. Полученное соотношение означает, что для экспериментального измерения контактного сопротивления необходимо формировать длину ТПР не более 33 нм с погрешностью не более 10%, т. е. 33 ± 4 нм. Такие размеры и точность формирования длины ТПР не могут обеспечить даже современные нанотехнологии.

Выводы

1. Полученные физико-математические модели контактного сопротивления ТПР при произвольном клине травления пленок позволили сделать вывод о том, что основной вклад в величину контактного сопротивления вносят сопротивления резистивной и адгезионной пленок, входящих в конструкцию контакта. Проводящий слой при рассмотренных значениях толщины пленок практически не оказывает влияние на контактное сопротивление.

2. Для повышения стабильности сопротивления ТПР необходимо использовать анизотропные методы травления адгезионного слоя или исключить адгезионный слой из конструкции ТПР, применяя соответствующие методы напыления пленок.

3. Резистивный слой как основная составляющая контактного сопротивления вносит систематическую погрешность, которую следует учитывать при проектировании резисторов малой длины ($l < 10$ мкм).

4. Так как на сопротивление ТПР значительно сильнее влияет погрешность формирования длины, чем погрешность измерения контактного сопротивления, точное измерение контактного сопротивления возможно только при небольшой погрешности (не более 4 нм) формирования либо измерения длины ТПР.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Лугин А. Н., Оземша М. М. Электрическое сопротивление контакта тонкопленочных резисторов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2006. — № 6. — С. 15—20.
2. Гильмутдинов А. Х., Ермолаев Ю. П. Модели оценки пленочных контактов и резисторов с распределенными параметрами. — Казань: ЗАО «Новое знание», 2005.
3. Гимпельсон В. Д., Радионов Ю. А. Тонкопленочные микросхемы для приборостроения и вычислительной техники. — М.: Машиностроение, 1976.
4. Потехин В. А., Спирин В. Г., Шурыгин Б. Д. Расчет функции числа квадратов углового участка тонкопленочного резистора // В сб. «Прогрессивные технологии в машино- и приборостроении». — Н. Новгород – Арзамас: НГТУ – АФ НГТУ, 2003.
5. Спирин В. Г. Оценка влияния сопротивления электродов на погрешность тонкопленочного резистора // Вестник МВВО. Сер. Высокие технологии в радиоэлектронике, информатике и связи (Н. Новгород). — 2003. — Вып. 1. — С. 11—14.
6. Спирин В. Г. Оценка производственных погрешностей тонкопленочных элементов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2004. — № 4. — С. 50—53.

К. т. н. В. Н. ОПАНАСЕНКО, А. Н. ЛИСОВЫЙ,
к. т. н. В. Г. САХАРИН

Украина, г. Киев, Ин-т кибернетики им. В. М. Глушкова
E-mail: Lan-Sasha@yandex.ru

Дата поступления в редакцию
20.05 2008 г.

Оппонент д. т. н. В. С. СИТНИКОВ
(ОНПУ, г. Одесса)

РЕАЛИЗАЦИЯ АРИФМЕТИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ С КОМПЛЕКСНЫМИ ЧИСЛАМИ НА ПЛИС

Предложены аппаратные реализации арифметических операций, позволяющие производить цифровую обработку сигналов с комплексными числами. Верификация и тестирование модулей подтвердили, что они работают корректно и могут быть использованы в виде готовых библиотечных блоков.

Комплексные числа [1] используются при математическом описании многих задач физики и техники (в гидродинамике, аэромеханике, электротехнике, атомной физике и т. д.). Основные разделы классического математического анализа приобретают полную ясность и законченность только при использовании комплексных чисел, чем обуславливается центральное место, занимаемое теорией функций комплексного переменного.

Программное обеспечение компьютеров, а также специальные пакеты программ обеспечивают успешное решение практических задач с этими числами. Для сокращения времени обработки и обеспечения возможности их применения в бортовых устройствах и комплексах, кроме DSP-процессоров, можно использовать ПЛИС, в которых также можно реализовать цифровую обработку сигналов с комплексными числами. Для некоторых приложений можно получить более высокое быстродействие по сравнению с DSP. Разработанные блоки могут быть применены для расчета электрических цепей, вычисления интегралов, быстрого преобразования Фурье и других задач науки и техники.

Аппаратные реализации представляются функциональными библиотечными блоками, которые можно легко настраивать в соответствии с требованиями нового проекта, и они, как правило, независимы от технологии изготовления ПЛИС. Наиболее важным свойством готового технического решения является его гарантированное воспроизведение в новом проекте в соответствии со спецификацией, определенной разработчиком этого решения и уточненной разработчиком проекта. Следует отметить, что описание модели с помощью HDL-технологии позволяет не только сделать модель перенастраиваемой и независимой от технологии, но и выполнять моделирование и синтез с использованием инструментальных средств различных фирм [2–4].

Структурная организация арифметических модулей

Комплексными числами (x, y) будем называть пары действительных чисел x и y , для которых правила выполнения арифметических операций определены следующим образом:

$$z_1 + z_2 = (x_1 + x_2, y_1 + y_2);$$

$$z_1 z_2 = (x_1 x_2 - y_1 y_2, x_1 y_2 + x_2 y_1);$$

$$\frac{z_1}{z_2} = \left(\frac{x_1 x_2 + y_1 y_2}{x_2^2 + y_2^2}, \frac{x_2 y_1 - x_1 y_2}{x_2^2 + y_2^2} \right).$$

Рассмотрим структурную организацию модулей (16- и 32-разрядных), реализующих арифметические операции с комплексными числами, построенных на основе кристаллов ПЛИС серий Spartan-3 (XC3S400-5FG456) [5] и Virtex-5 (XC5VLX30-3FF676) [6].

Операции сложения/вычитания комплексных чисел. На рис. 1 приведена блок-схема модуля сложения/вычитания двух комплексных чисел с одновременным получением результата действительной и мнимой части на двух выходах. Блок LUT (Look-Up-Table) является комбинационным устройством, выполняющим операцию сложения или вычитания. Для суммирования (вычитания) используются функциональные генераторы, образующие разряды суммируемых чисел и располагаемые в одном ряду матрицы кристалла. Эти разряды соединяются между собой через элементы ускоренного переноса.

Цепи синхронизации, связанные с синхровходами входных и выходных регистров (Rg) на схеме условно не показаны. Состояние «0» сигнала a_s соответствует выполнению операции сложения, состояние «1» — операции вычитания.

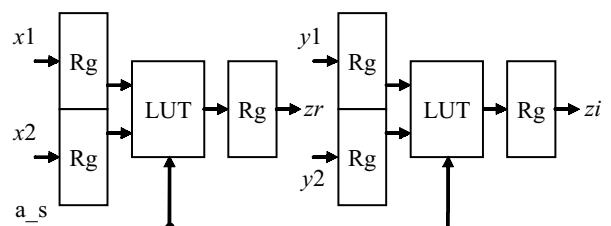


Рис. 1. Блок-схема модуля сложения/вычитания двух комплексных чисел

Таблица 1

Аппаратные и временные характеристики модуля сложения/вычитания

Тип кристалла	Разрядность модуля	Количество секций (Slices)	Количество FF	Количество LUT	Частота, МГц
XC3S400-5FG456	16	48	96	32	230
	32	96	192	64	192
XC5VLX30-3FF324	16	24	96	32	525
	32	56	192	64	455

Таблица 2

Аппаратные и временные характеристики модуля умножения

Тип кристалла	Разрядность модуля	Тип умножителя	Количество секций (Slices)	Количество умножителей	Количество FF	Количество LUT	Частота, МГц
XC3S400-5FG456	16	LUT	756	—	128	1272	50
		Mult18×18s	64	4	128	64	78
	32	LUT	2612	—	256	4624	32
		Mult18×18s	352	16	256	572	42
XC5VLX30-3FF676	16	LUT	393	—	128	1456	110
		DSP48E	—	4	—	—	242
	32	LUT	1345	—	256	5144	68
		DSP48E	33	16	128	128	110

В табл. 1 приведены аппаратные ресурсы (количество Slices, триггеров (FF) и LUT) и временные характеристики (быстродействие) модуля.

Операция умножения комплексных чисел. Блок-схема модуля умножения двух комплексных чисел с одновременным получением результата действительной и мнимой части на двух выходах представлена на рис. 2.

Для выполнения операции умножения в новом проекте соответствующий модуль может быть выполнен различными способами: описанием поведения или структуры модуля на языке VHDL, включением в схему элемента умножения из библиотеки при работе со схематическим редактором, формированием IP-модуля с помощью средства Core Generator.

Приведем поведенческое описание модуля на языке VHDL (листинг 1).

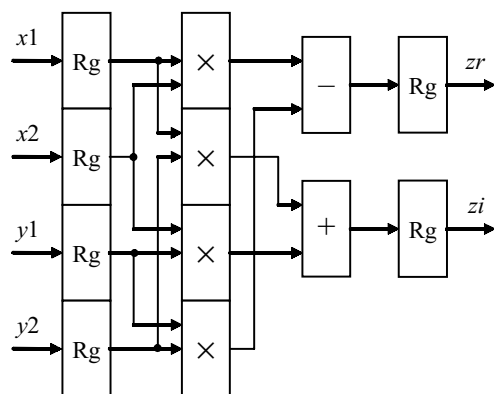


Рис. 2. Блок-схема модуля умножения двух комплексных чисел

Листинг 1

```

Поведенческое описание модуля умножения
entity mult is
generic (N : integer:=16);
Port (x1 : in std_logic_vector(N-1 downto 0);
      x2 : in std_logic_vector(N-1 downto 0);
      y1 : in std_logic_vector(N-1 downto 0);
      y2 : in std_logic_vector(N-1 downto 0);
      clk : in std_logic;
      zr : out std_logic_vector(2*N-1 downto 0);
      zi : out std_logic_vector(2*N-1 downto 0));
end mult;
architecture Behavioral of mult_16 is
signal t1, t2, t3, t4 : std_logic_vector(N-1 downto 0);
signal t5, t6 : std_logic_vector(2*N-1 downto 0);
begin
process (clk)
begin
if (clk'event and clk='1') then
t1<=x1; t2<=x2; t3<=y1; t4<=y2; zr1<=t5; zi<=t6;
end if;
end process;
t5<=(t1*t2)-(t3*t4); t6<=(t1*t4)+(t2*t3);
end Behavioral;

```

Кроме модулей умножения, создаваемых с использованием сумматоров на основе LUT, в кристаллах серии Spartan-3 имеются встроенные умножители Mult18×18 [7], а в кристаллах серии Virtex-5 — специализированные секции DSP48E, выполняющие умножение 25×18 бит, а также некоторые другие функции, требуемые при цифровой обработке сигналов [8].

Эти аппаратные средства позволяют реализовать операции умножения с различным числом разрядов сомножителей. Для увеличения быстродействия при обработке больших массивов чисел имеется возможность использования умножителей с различным числом уровней конвейеризации. Благодаря введению конвейеризации общее время обработки массива данных объемом N чисел уменьшается в $NT_{clk1}/(NT_{clk2}+\Delta T)$ раз (T_{clk1} — период синхросигналов без конвейеризации, T_{clk2} — с конвейеризацией, ΔT — время загрузки конвейера, равное произведению числа уровней конвейеризации на T_{clk2}).

В табл. 2 приведены аппаратные и временные характеристики модуля умножения.

При использовании умножителей DSP48E в 16-разрядном модуле все операции выполняются внутри этих элементов, которые программируются на выполнение умножения с комплексными числами. На рис. 3 приведена блок-схема модуля, реализующего операцию умножения, на базе четырех DSP48E.

Если производится умножение двух 32-разрядных чисел, знаки которых представлены в дополнительных кодах, то для выполнения одной операции умножения требуется четыре умножителя (Mult18×18

или DSP48E), два сумматора и дополнительный логический элемент, обеспечивающий масштабирование частичных произведений и сумм. Таким образом, общее число умножителей, реализующих операцию умножения 32-разрядных чисел, составляет 16.

Результирующее произведение определяется выражением:

$$P=(A_H \times B_H \& A_L \times B_L)+(C \& S_{HL} \& NULL),$$

где $A_H \times B_H$ — произведение старших частей сомножителей A и B ;
 $A_L \times B_L$ — произведение младших частей сомножителей A и B ;
 $\&$ — конкатенация кодов, находящихся слева и справа от знака;

$+$ — сложение кодов;

S_{HL} — сумма произведений старших и младших частей сомножителей,

$$S_{HL} = A_L \times B_H + A_H \times B_L;$$

C — 17-разрядная константа (все разряды равны «0» или «1» в зависимости от знака суммы S_{HL});

$NULL$ — 17-разрядная константа (все разряды равны «0»).

Представленная на рис. 2 схема может быть модифицирована в соответствии с уравнениями [7]

$$zr = x_1 x_2 - y_1 y_2 = x_1(x_2 + y_2) - y_2(x_1 + y_1);$$

$$zi = x_1 y_2 + x_2 y_1 = x_1(x_2 + y_2) + x_2(y_1 - x_1).$$

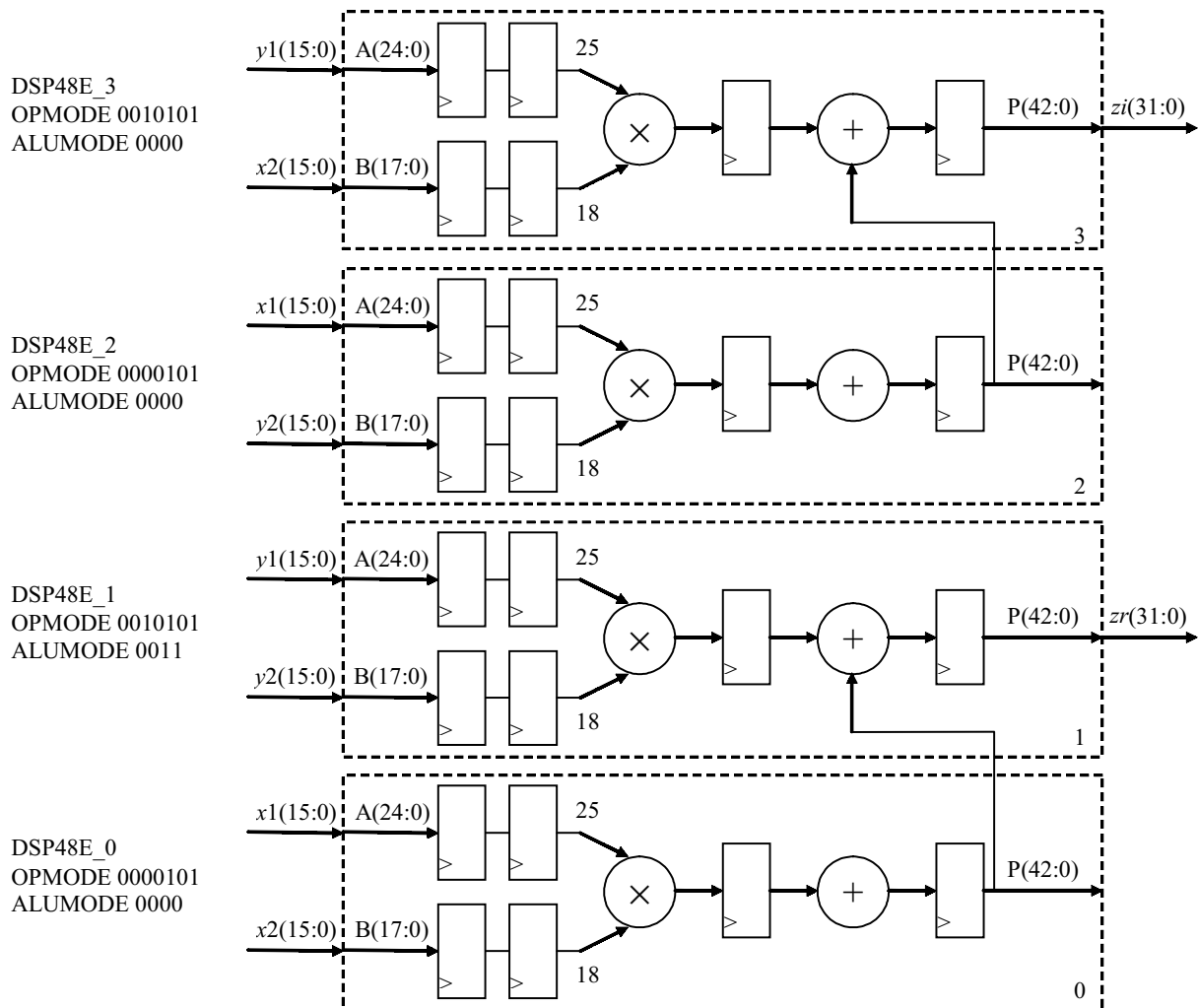


Рис. 3. Блок-схема модуля умножения на базе четырех DSP48E

Таблица 3

Аппаратные и временные характеристики модуля умножения 2

Тип кристалла	Разрядность модуля	Тип умножителя	Количество секций (Slices)	Количество умножителей	Количество FF	Количество LUT	Частота, МГц
XC3S400-5FG456	16	LUT	607	—	128	1018	47
		Mult18x18	88	3	128	112	72
	32	LUT	2039	—	256	3596	28
		Mult18x18	344	12	256	557	41
XC5VLX30-3FF676	16	LUT	314	—	128	1156	120
		DSP48E	30	3	64	48	147
	32	LUT	1041	—	256	3986	68
		DSP48E	88	12	256	224	90

Такая схема будет содержать не четыре, а три умножителя и пять сумматоров вместо двух. Поведенческое описание схемы модифицированного модуля умножения двух комплексных чисел (модуля умножения 2) на языке VHDL приведено в **листинге 2**.

Листинг 2

```

Поведенческое описание модуля умножения 2
entity mult_n is
generic (N : integer:=16);
Port (x1 : in std_logic_vector(N-1 downto 0);
      x2 : in std_logic_vector(N-1 downto 0);
      y1 : in std_logic_vector(N-1 downto 0);
      y2 : in std_logic_vector(N-1 downto 0);
      clk : in std_logic;
      zr : out std_logic_vector(2*N-1 downto 0);
      zi : out std_logic_vector(2*N-1 downto 0));
end mult_n;
architecture Behavioral of mult_n is
signal t1, t2, t3, t4 : std_logic_vector(N-1 downto 0);
signal s1, s2, s3 : std_logic_vector(N-1 downto 0);
signal p1, p2, p3, t5, t6 : std_logic_vector(2*N-1 downto 0);
begin
process (clk)
begin
if (clk'event and clk='1') then
t1<=x1; t2<=x2; t3<=y1; t4<=y2; zr<=t5; zi<=t6;
end if;
end process;
s1<=t2+t4; s2<=t1+t3; s3<=t3-t1;
p1<=t1*s1; p2<=t4*s2; p3<=t2*s3;
t5<=p1-p2; t6<=p1+p3;
end Behavioral;

```

Аппаратные и временные характеристики модуля умножения 2 приведены в **табл. 3**.

Затраты ресурсов и быстродействие для 16-разрядного IP-модуля умножения комплексных чисел фирмы Xilinx в кристалле XC3S400–5FG456 составляют: количество умножителей Mult18x18 — 3, секций (Slices) — 85, триггеров (FF) — 163, блоков LUT — 117, частота 85 МГц.

Верификация модуля умножения проводится путем подачи массива каких-либо чисел на входы модуля и анализа полученных результатов на его выхо-

дах. Массив входных чисел (воздействий) может носить случайный или функциональный характер. Для формирования такого массива с целью быстрой оценки результатов при моделировании (экспресс-анализа) целесообразно использовать генераторы синусоидальных сигналов, что позволяет получить на выходах модуля прогнозируемые и наглядные результаты без проведения арифметических вычислений. На **рис. 4** представлена блок-схема стенда, состоящая из четырех генераторов, формирующих синусоидальные (косинусоидальные) сигналы с частотами $F1$, $F2$, и коммутатора, сигналы с выходов которых подаются на входы модуля умножения. При реализации такой схемы функционирование модуля осуществляется в соответствии с формулами

$$\sin(\alpha+\beta)=\sin\alpha\cdot\cos\beta+\cos\alpha\cdot\sin\beta;$$

$$\cos(\alpha+\beta)=\cos\alpha\cdot\cos\beta-\sin\alpha\cdot\sin\beta;$$

$$\sin(\alpha-\beta)=\sin\alpha\cdot\cos\beta-\cos\alpha\cdot\sin\beta;$$

$$\cos(\alpha-\beta)=\cos\alpha\cdot\cos\beta+\sin\alpha\cdot\sin\beta.$$

Работа схемы выполняется за 2 цикла. В первом цикле на входы $x1$ и $y1$ подаются сигналы $\sin F1$ и $\cos F1$, соответственно, во втором цикле — сигналы $\cos F1$ и $\sin F1$. На входы $x2$ и $y2$ в первом и втором циклах подаются сигналы $\cos F2$ и $\sin F2$. В результате умножения в первом цикле на выходе zr должен присутствовать сигнал синусоидальной формы, а на выходе zi — косинусоидальной формы с разностной частотой $F1-F2$. Во втором цикле на выходе zr должен быть сигнал косинусоидальной формы, а на выходе zi — синусоидальной формы с суммарной частотой $F1+F2$.

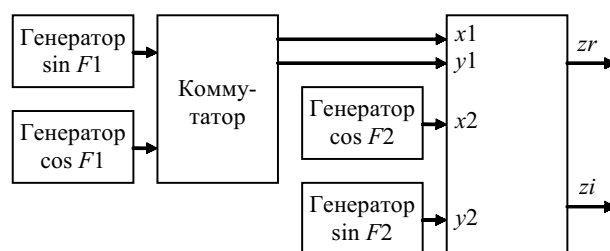


Рис. 4. Блок-схема стенда для верификации модуля умножения

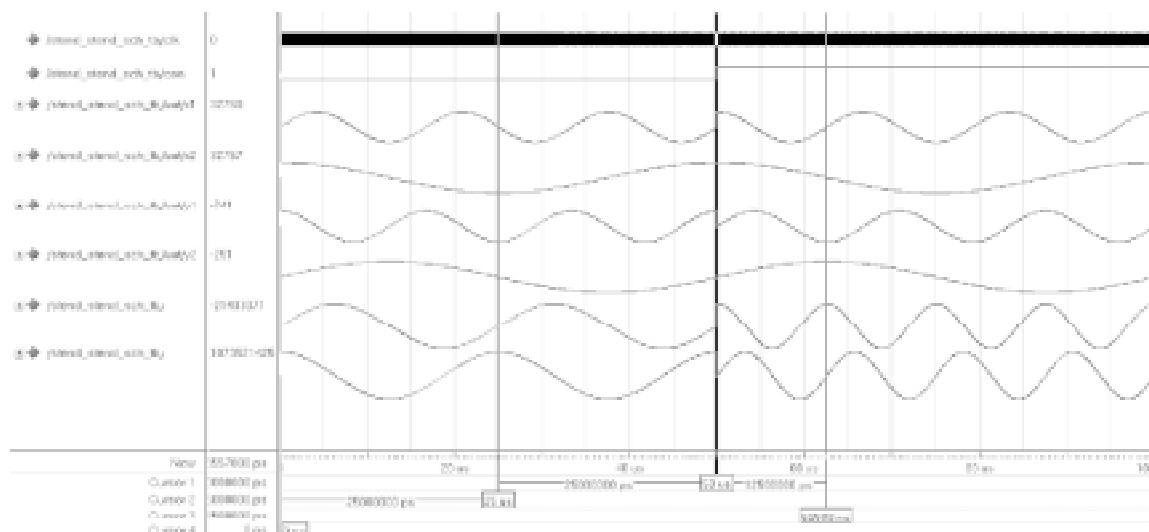


Рис. 5. Временная диаграмма работы модуля умножения

На рис. 5 представлена временная диаграмма, полученная при моделировании модуля умножения с 16-разрядными входными операндами и частотами $F1=60$ КГц, $F2=20$ КГц. На выходах zr и zi в первом цикле получены сигналы с частотой 40 КГц, во втором — с частотой 80 КГц.

Операция деления комплексных чисел может быть выполнена IP-модулем, сформированным с помощью инструментальных средств Core Generator, или модулем, создаваемым компилятором Xilinx Synthesis Technology (XST) на основе поведенческого HDL-описания. IP-модуль деления с фиксированной точкой выполняет деление в двух режимах: с целым остатком и дробным остатком. В режиме деления с целым остатком делимое равно сумме частного, умноженного на делитель, и остатка. Результат частного и остаток представлены на двух разных выходах целыми числами. В режиме деления с дробным остатком последний равен частному от деления целого остатка (IntRmd) на делитель (Divisor) и представлен на выходе целым числом в виде: $(\text{IntRmd}/\text{Divisor}) \times 2^F$ для чисел без знака и $(\text{IntRmd}/\text{Divisor}) \times 2^{(F-1)}$ для чисел со знаком (F — разрядность двоичного кода остатка $F_{\max}=32$).

IP-модуль использует конвейерный принцип вычисления и позволяет выбрать количество синхросигналов Clk , требуемых для выполнения одной операции деления из ряда 1, 2, 4, 8. Задержка появления результата на выходе от начала загрузки операндов определяется произведением $T_{Clk} \times L$, где L — число

Таблица 4

Задержка появления результата на выходе IP-модуля деления

Тип остатка	Clk	Задержка для операндов без знака, L	Задержка для операндов со знаком, L
целый	1	$M+2$	$M+4$
целый	>1	$M+3$	$M+5$
дробный	1	$M+F+2$	$M+F+4$
дробный	>1	$M+F+3$	$M+F+5$

импульсов Clk , сформированных за этот отрезок времени. Величина этой задержки, зависящая от разрядности делимого (M), типа модуля, числа синхросигналов, требуемых для выполнения одной операции, разрядности двоичного кода остатка, приведена в табл. 4.

Для кристалла XC3S400-5FG456 частота синхросигналов Clk при делении составляет: для 16-разрядных чисел 160—180 МГц; для 32-разрядных — 110—120 МГц. В табл. 5 приведены аппаратные и временные характеристики модуля деления.

Указанные IP-модули используются, в основном, при работе с массивами обрабатываемых данных. При выполнении единичных операций деления целесообразно использовать более простой модуль, реализующий операцию деления путем последовательного вычитания делителя из делимого. Разрабо-

Таблица 5

Аппаратные и временные характеристики модуля деления

Размерность операндов	16 разрядов								32 разряда							
Тип остатка	целый				дробный				целый				дробный			
Clk	1	2	4	8	1	2	4	8	1	2	4	8	1	2	4	8
Количество Slices	520	402	273	210	1025	743	465	329	1868	1346	1232	544	3582	2632	1492	934
Количество FF	934	619	422	324	1838	1099	674	463	3465	2029	806	837	7124	3915	2198	1347
Количество LUT	353	371	236	168	610	636	361	223	1217	1252	724	460	2242	2294	1230	697

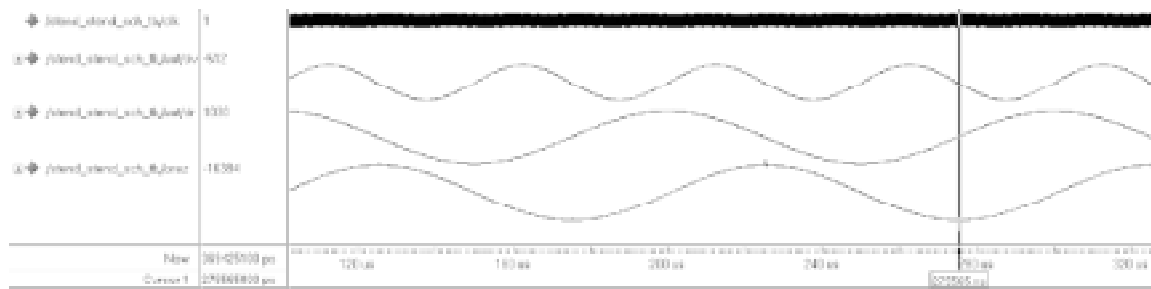


Рис. 6. Временная диаграмма работы модуля деления двух чисел со знаком

Таблица 6

*Аппаратные и временные характеристики модуля
деления 2*

Тип кристалла	XC3S400-5FG456		XC5VLX30-3FF676	
Разрядность модуля	16	32	16	32
Количество секций (Slices)	148	291	106	231
Количество FF	86	167	86	167
Количество LUT	243	494	239	483
Частота, МГц	120	85	260	200

танный модуль при равном количестве разрядов делимого и делителя осуществляет операцию деления за время, равное произведению $T_{Cik} \times (N+2)$, где N — разрядность операнда. В табл. 6 приведены аппаратные и временные характеристики для разработанного модуля деления 2.

На **рис. 6** изображена временная диаграмма, полученная при моделировании модуля деления с дробным остатком для двух 16-разрядных чисел со знаком. В качестве сигнала делимого на вход модуля подается синусоидальный сигнал с частотой 20 КГц, в качестве делителя — косинусоидальный сигнал с частотой 10 КГц. На выходе модуля формируется синусоидальный сигнал с частотой 10 КГц.

Блок-схема модуля деления комплексных чисел изображена на **рис. 7**.

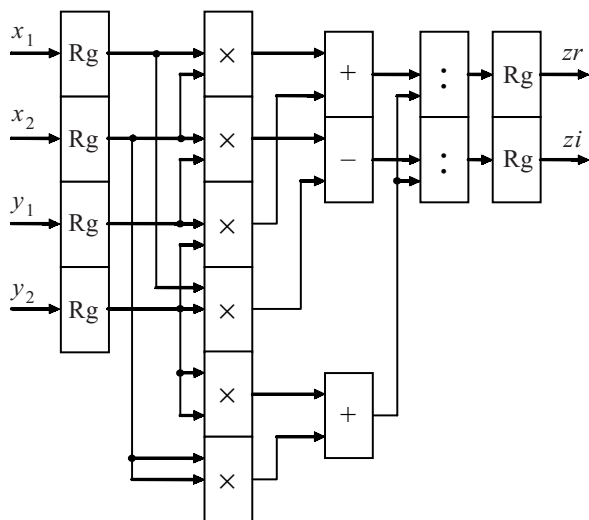


Рис. 7. Блок-схема модуля деления двух комплексных чи-

Модуль содержит 16-разрядные умножители с 32-разрядными выходами, 32-разрядные сумматоры и делители. Поведенческое описание модуля на языке VHDL приведено в **листинге 3**.

Листинг 3

```

Поведенческое описание модуля деления
entity div_complex is
generic (N: integer:=16);
Port (x1 : in std_logic_vector (N-1 downto 0);
      x2 : in std_logic_vector (N-1 downto 0);
      y1 : in std_logic_vector (N-1 downto 0);
      y2 : in std_logic_vector (N-1 downto 0);
      clk : in std_logic;
      ce : in std_logic;
      zr : out std_logic_vector (2*N-1 downto 0);
      zi : out std_logic_vector (2*N-1 downto 0);
      rdy : out std_logic;
      err : out std_logic);
end div_complex;
architecture Behavioral of div_complex is
signal x1q, x2q, y1q, y2q :
std_logic_vector(N-1 downto 0):=(others=>'0');
signal ddr, ddi, drri :
std_logic_vector(2*N-1 downto 0):=(others=>'0');
signal err_r, err_i, rdy_r, rdy_i: std_logic:='0';
component division
PORT(dd : IN std_logic_vector(31 downto 0);
     dr : IN std_logic_vector(31 downto 0);
     ce : IN std_logic;
     clk : IN std_logic;
     err : OUT std_logic;
     rdy : OUT std_logic;
     qt : OUT std_logic_vector(31 downto 0);
     rmd : OUT std_logic_vector(31 downto 0));
END COMPONENT;

```

```

begin
u1: division port map (dd=>ddr, dr=>drri, ce=>ce,
clk=>clk, err=>err_r, rdy=>rdy_r, qt=>zr);
u2: division port map (dd=>ddi, dr=>drri, ce=>ce,
clk=>clk, err=>err_i, rdy=>rdy_i, qt=>zi);
ddr<=x1q*x2q+y1q*y2q;
ddi<=x2q*y1q-x1q*y2q;
drri<=x2q*x2q+y2q*y2q;
err<=err_r or err_i;
rdy<=rdy_r and rdy_i;
process (clk)
begin
if (clk'event and clk='1') then
x1q<=x1; x2q<=x2; y1q<=y1; y2q<=y2;
end if;
end process;
end Behavioral;
```

Таблица 7
Аппаратные и временные характеристики модуля деления

Тип кристалла	XC3S400-5FG456	XC5VLX30-3FF676
Тип умножителя	Mult18×18	DSP48E
Количество секций Slices	656	360
Количество умножителей	6	6
Количество FF	462	398
Количество LUT	1083	964
Частота, МГц	70	130

Аппаратные и временные характеристики модуля деления комплексных чисел приведены в табл. 7.

Таким образом, физическая верификация функционирования модулей, выполняющих арифметические операции с комплексными числами, проведена с использованием блока Spartan-3—400 Evaluation Kit, подключаемого к шине PCI персонального компьютера. Верификация разработанных модулей осуществляется с помощью программного комплекса, ко-

торый включает драйвер устройства, библиотеку функций для работы с драйвером, программу для верификации каждого модуля в отдельности.

Тестирование подтвердило, что модули работают корректно и могут быть использованы в любых проектах в виде готовых библиотечных блоков.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Акушский И. Я., Амербаев В. М., Пак И. Т. Основы машинной арифметики комплексных чисел.— Алма-Ата: Наука, 1973.
2. Палагин А. В., Опанасенко В. Н. Реконфигурируемые вычислительные системы.— К.: Просвіта, 2006.
3. Xilinx ISE 9 Software Manuals / Available at <http://www.xilinx.com>
4. ModelSim® Xilinx. User's Manual. Version 6.1e / Available at <http://www.xilinx.com>
5. Spartan-3 FPGA Family: Complete Data Sheet / Available at <http://www.xilinx.com>
6. Virtex-5 LX Platform Overview / Available at <http://www.xilinx.com>
7. Using Embedded Multipliers in Spartan-3 FPGAs. Xapp467 / Available at <http://www.xilinx.com>
8. Virtex-5 SXT Platform. Technical Backgrounder / Available at <http://www.xilinx.com>

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ



В. Ф. КАТАЕВ, д. т. н. А. С. БАГДАСАРЯН,
Г. Я. КАРАПЕТЬЯН, к. т. н. В. Г. ДНЕПРОВСКИЙ

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

Дата поступления в редакцию
19.03 2008 г.

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

ДАТЧИКИ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО КОНТРОЛЯ ТЕМПЕРАТУРЫ

Предлагаемый датчик позволяет создать системы для беспроводного дистанционного контроля температуры в труднодоступных местах, а также различных биологических объектов.

Существующие приборы дистанционного контроля температуры основаны на применении приемников инфракрасного излучения и имеют ряд недостатков [1, с. 28—58], основной из которых — невозможность процедуры вне видимости объекта контроля.

В [2, 3] была показана возможность использования акустоэлектронных датчиков для контроля физических параметров, в частности, веса и давления.

В данной работе проведены исследования возможности использования таких датчиков для дистанционного измерения температуры.

Акустоэлектронный датчик (рис. 1) представляет собой линию задержки (ЛЗ) на поверхностных акустических волнах (ПАВ), содержащую встречно-штыревой преобразователь (ВШП), соединенный с антенной, и отражательный ВШП, соединенный с нагрузкой Z , величина которой зависит от контролируемого параметра (давления, влажности, температуры, интенсивности излучения). На торцах ЛЗ нанесены акустопоглотители для подавления отраженных от краев подложки ПАВ.

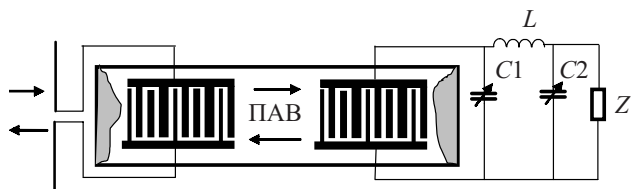


Рис. 1. Схема пассивного акустоэлектронного датчика на ПАВ

ВШП выполнены однонаправленными с внутренними отражателями [2]. Это обеспечивает сравнительно небольшое вносимое затухание в 6—7 дБ и минимальное отражение ПАВ от ВШП (более 20 дБ) в режиме полного согласования. Согласование достигается с помощью схемы, подсоединенной к правому ВШП, как показано на рис. 1. Емкости $C1$ и $C2$ представляют собой подстроечные малогабаритные кон-

денсаторы емкостью 4/15 пФ, а индуктивность L — три витка диаметром 2 мм медной проволоки $\varnothing 0,3$ мм.

Нагрузка Z представляет собой активное сопротивление 50 Ом. Согласование производится по минимуму неравномерности амплитудно-частотной характеристики ЛЗ в полосе пропускания. Таким образом удается достичь подавления отражения ПАВ от ВШП не менее 20 дБ. ВШП расположены на подложке $YX/128^\circ$ среза ниобата лития и содержат 14 внутренних отражателей и 13 пар активных электродов с величиной перекрытия (апертурой), равной 80 длинам ПАВ на центральной частоте ЛЗ $f_0=870$ МГц. Антенна выполнена в виде полуволнового вибратора и имеет длину около 16 см.

На рис. 2 показаны отраженные от отражательного ВШП импульсы в случаях, когда активное сопротивление в согласованной нагрузке отсутствует (сплошная линия), и когда ВШП нагружен (пунктирная линия). Из рисунка видно, что при подключении ВШП к согласованной нагрузке амплитуда отраженной ПАВ падает на 20 дБ.

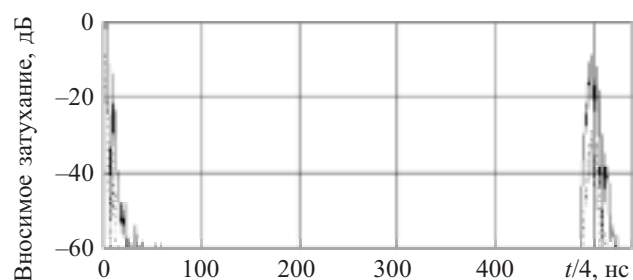


Рис. 2. Импульсный отклик (—) от ненагруженного и нагруженного (---) отражательного ВШП

При изменении величины нагрузки под действием контролируемой физической величины изменяется коэффициент отражения от отражательного ВШП, а следовательно, и амплитуда отраженной ПАВ зависит от изменяющейся физической величины. Установлено, что с изменением активной нагрузки от 50 Ом до бесконечности коэффициент отражения ПАВ в ЛЗ изменяется примерно в 10 раз. Если в качестве сопротивления нагрузки использовать терморезистор, то с помощью предлагаемого датчика можно контролировать температуру, точнее — ее изменение, т. к. полупроводниковые резисторы изменяют свое сопротивление в несколько раз при незначительном изменении температуры.

Работа выполнена в рамках гранта РФФИ №07-08-00583.

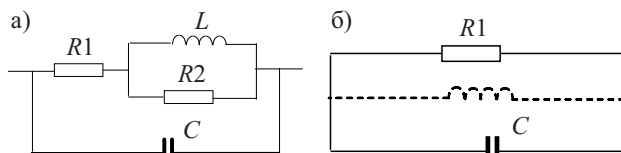


Рис. 3. Эквивалентные схемы терморезистора

Эквивалентная схема терморезистора показана на рис. 3, а [4, с. 41—45]. Установлено, что при определенном соотношении величин $R1$ и $R2$ она может быть упрощена и приведена к виду, представленному на рис. 3, б.

В качестве нагрузки Z использован терморезистор НАТ 102В, который при 25°C имеет сопротивление $1000\ \Omega$ и малую емкость. Тогда в соответствии с выражением

$$R = R_\infty e^{-B/T},$$

где $B = 3100\ \text{K}^{-1}$;

R_∞ — сопротивление терморезистора при высоких температурах;

T — текущая температура, К,

сопротивление терморезистора при 100°C ($T=373\ \text{K}$) составит $122\ \Omega$. Соединяя два таких терморезистора параллельно, получают $61\ \Omega$, т. е. близко к зна-

чению $50\ \Omega$, когда коэффициент отражения ПАВ в ЛЗ минимален.

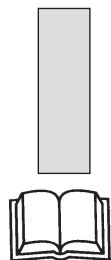
Для экспериментальной проверки два терморезистора НАТ102В были соединены параллельно. Для компенсации шунтирующего влияния емкости C на частоте $870\ \text{МГц}$ параллельно терморезисторам была подсоединена индуктивность (обозначена пунктиром на рис. 3, б). Исследования подтвердили, что при нагревании, когда сопротивление терморезистора падает и становится близким к $50\ \Omega$, коэффициент отражения уменьшается в 6—7 раз (16—17 дБ).

Разработка системы «датчик — считыватель» позволит создать системы для беспроводного дистанционного контроля температуры в труднодоступных местах, а также различных биологических объектов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Криксунов Л. З., Волков В. А., Вялов В. К. и др. Справочник по приборам инфракрасной техники. — К.: Техника, 1980.
2. Карапетян Г. Я., Катаев В. Ф. Пассивный датчик на ПАВ для дистанционного контроля параметров // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2006. — № 5. — С. 53—54.
3. Пат. 2195069 России. Однонаправленный преобразователь поверхностных акустических волн / Г. Я. Карапетян, С. А. Багдасарян. — 08.04 2002.
4. Бессонов Л. А. Нелинейные электрические цепи. — М.: Высшая школа, 1977.

НОВЫЕ КНИГИ



Хансиоахим Блум. Схемотехника и применение мощных импульсных устройств. — М.: Додэка-XXI, 2008. — 352 с.

В книге изложены физические и технические основы создания и применения импульсов высокого напряжения с очень большой мощностью и энергией. Книга представляет собой, по сути, путеводитель по огромному количеству публикаций по данной тематике, как классических, так и современных.

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

- Методология и конструкторский синтез источника магнитных полей сложной энергочастотной и поляризационной структуры. (Украина, г. Днепропетровск)
- Применение гибких носителей при сборке кремниевых детекторов. (Украина, г. Киев)
- Органические светоизлучающие структуры — технологии XXI века. (Украина, г. Киев)
- Элементы структуры систем передачи цифровой информации на основе многоуровневых сигналов с компактным спектром. (Украина, г. Одесса)
- Получение катодolumинесцентных структур на базе пленочной технологии. (Украина, г. Винница, г. Киев)
- Анизотропный приемник потоков теплового излучения на основе антимолида кадмия. (Украина, г. Черновцы)
- Температурные и концентрационные зависимости подвижности носителей заряда в твердых растворах $(\text{PbS})_{1-x}(\text{Sm}_2\text{S}_3)_x$. (Азербайджан, г. Баку)
- Программа анализа электромагнитной совместимости цепей печатных плат. (Россия, г. Санкт-Петербург)
- Гетероструктуры, полученные методом отжига монокристаллов InSe в парах серы. (Украина, г. Черновцы)
- Испаритель для термического напыления материалов в вакууме. (Украина, г. Киев)



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

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

Д. т. н. А. И. БЕЛОУС, В. А. ЕМЕЛЬЯНОВ,
В. С. СЯКЕРСКИЙ, к. т. н. А. В. СИЛИН

Республика Беларусь, г. Минск, НПО «Интеграл»
E-mail: office@bms.by

Дата поступления в редакцию
30.10 2007 г.

Оппонент к. т. н. В. И. ЗОЛОТАРЕВСКИЙ
(НИИ микроприборов, г. Киев)

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВНУТРЕННИХ ЦЕПЕЙ ПИТАНИЯ МИКРОМОЩНЫХ БИС НА ОСНОВЕ ЭЛЕМЕНТОВ ИНЖЕКЦИОННОЙ ЛОГИКИ

Проведено компьютерное моделирование режимов работы цепей питания инжекционной части цифровых и аналоговых БИС с локальными «скрытыми» слоями n^+ -типа. Предложенная базовая математическая модель описывает наиболее распространенную конфигурацию цепи питания.

Элементы интегральной инжекционной логики (И²Л), наряду с КМОП- и БиКМОП-элементами, находят широкое применение в качестве элементной базы современных микромощных БИС, поскольку обеспечивают высокую плотность компоновки при достаточно высоком быстродействии [1]. Однако с ростом числа размещаемых на кристалле И²Л-элементов все больше усиливается проблема организации внутренних цепей питания инжекционных БИС, т. к. возрастают абсолютные значения тока, протекающего по режимным цепям в статическом и динамическом режимах работы БИС. Это существенно усложняет задачу обеспечения равенства тока инжекторов всех И²Л-элементов, независимо от их местоположения на поверхности кристалла БИС, что является одним из важнейших условий нормального функционирования микросхем в рабочем диапазоне напряжения и температуры окружающей среды.

Отсутствие работ, посвященных проблеме проектирования цепей питания инжекционных БИС, обус-

ловлено сложностью решения задачи расчета и анализа распределенных цепей, когда необходимо описать и учесть взаимное влияние большого числа геометрических и электрофизических параметров БИС.

В данной работе представлены основные результаты реализации нового методического подхода к проблеме компьютерного моделирования режимов работы цепей питания инжекционной части цифровых и аналоговых БИС с локальными «скрытыми» слоями n^+ -типа. Предложенная базовая математическая модель описывает наиболее распространенную конфигурацию цепи питания, эскиз топологического фрагмента которой представлен на рис. 1. Здесь L_1 — ширина положительной шины питания инжекторов одной ветви дерева питания БИС; L_0 — ширина общей (нулевой) шины питания инжекторов; L_N — длина нулевой шины; L_V — расстояние между положительной и нулевой шинами питания инжекторов.

В процессе построения и анализа модели определяли максимально допустимое число инжекторов, объединяемых одной положительной шиной питания. Проведен сравнительный анализ влияния ширины нулевой шины и омического сопротивления локального скрытого слоя на характер изменения токораспределения в цепи И²Л-элементов, связанных общей положительной шиной питания. Исследовано влияние изменения расстояния между положительной и нулевой шинами на характер токораспределения в цепи И²Л-элементов, разработаны практические рекомендации по обеспечению минимального разброса значений тока инжекторов И²Л-элементов при организации цепи питания БИС. Методика расчета всех вышеуказанных параметров имеет исключительно важное значение для специалистов-разработчиков микромощных БИС, поскольку от результатов расчета, в конечном итоге, зависят такие технико-экономические показатели, как процент выхода годных кристаллов в серийном производстве и выход годных микросхем на технологических операциях сборки и испытания.

Эквивалентная электрическая схема показанного фрагмента цепи питания И²Л-БИС представлена на рис. 2.

В предложенной модели общий для цепочки И²Л-элементов «скрытый» n^+ -слой разбит по координатам x и y на элементарные ячейки с эквивалентной сосредоточенной проводимостью:

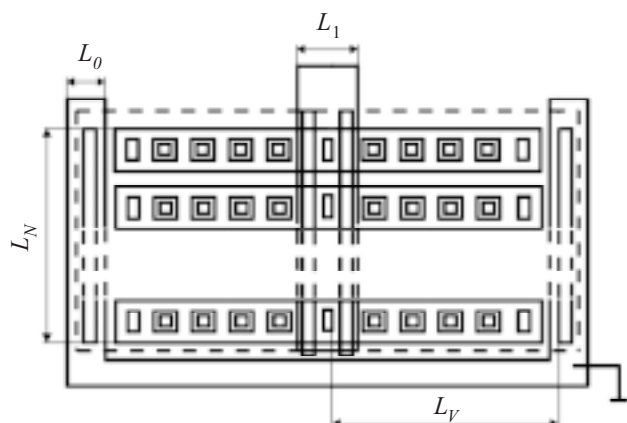


Рис. 1. Топология фрагмента цепи питания инжекционных элементов

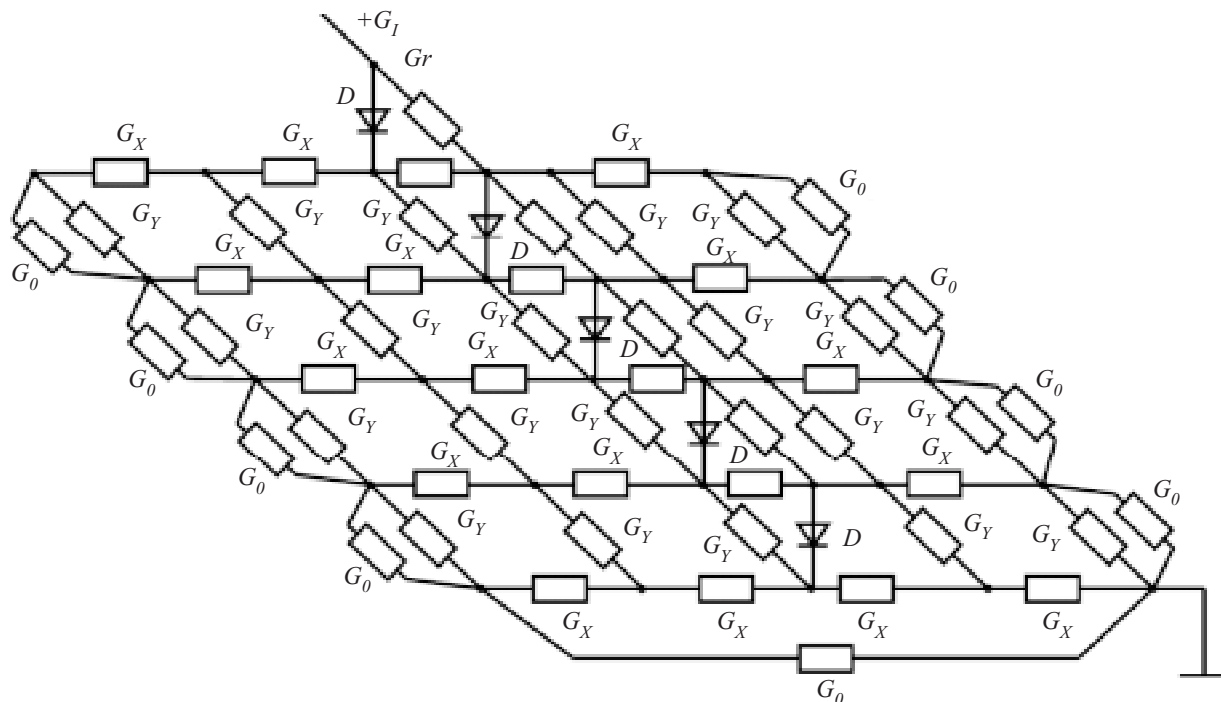


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема фрагмента цепи питания И²Л-БИС

$$G_x = \frac{n+1}{mR_c}, \quad G_y = \frac{m+1}{nR_c},$$

где m, n — количество разбиений по осям x и y , соответственно;
 R_c — величина поверхностного сопротивления скрытого слоя.

Проводимости положительной (G_I) и нулевой (G_0) шин питания определялись аналогично, исходя из их длины, количества разбиений по оси y и величины поверхностного сопротивления слоя металлизации. Учет влияния металлизации положительной шины питания инжекторов осуществлялся посредством введения параметра G_x , эквивалентного сосредоточенной проводимости элементарной ячейки.

Для моделирования инжекторного перехода (D) была выбрана модель второго порядка, в которой ток через инжекторный переход описывается выражением

$$I_0 = \exp(a_0 + a_1 V + a_2 V^2),$$

где a_0, a_1, a_2 — коэффициенты аппроксимации вольт-амперных характеристик инжекторного перехода, определенные по экспериментальным результатам.

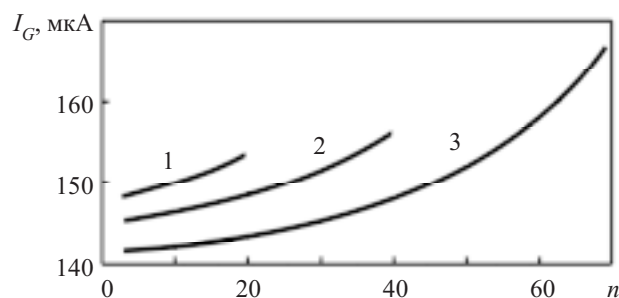


Рис. 3. Распределение токов инжекторов И²Л-элементов в цепочках с различным числом объединенных инжекторов: 1 — 20; 2 — 40; 3 — 70

Система нелинейных алгебраических уравнений решалась методом полных эквивалентных проводимостей, а система линейных уравнений — методом динамического программирования [2].

На рис. 3 представлены результаты расчета распределения тока цепей питания I_G при заданном типовом токе инжектора каждого элемента $I_{GI}=150$ мкА и фиксированной ширине нулевой шины $L_0=12$ мкм. Учет сопротивления скрытого n^+ -слоя, согласно принятой модели, позволяет обеспечить сравнительно небольшой (12,5%) относительный разброс значений тока инжекторов для последовательной цепи из 70 инжекторов.

Результаты расчета изменения потенциала на сопротивлении скрытого n^+ -слоя U_c на участке L_v (рис. 4) между общей и нулевой шинами питания для последовательной цепи из 70 инжекторов показали, что оно носит линейный характер и обуславливает аналогичное изменение входных характеристик И²Л-элементов. Эта зависимость ограничивает возможность объе-

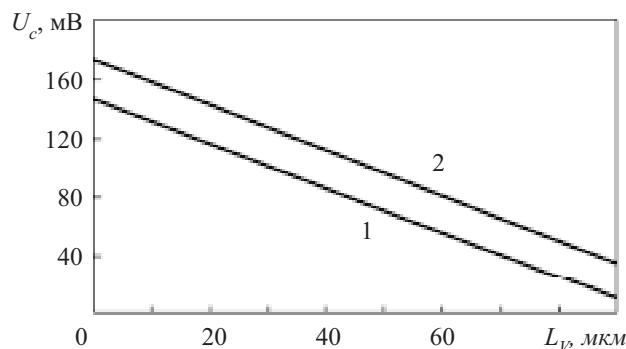


Рис. 4. Изменение потенциала на скрытом n^+ -слое на участке между общей шиной и шиной питания под первым (1) и семидесятью (2) И²Л-элементами

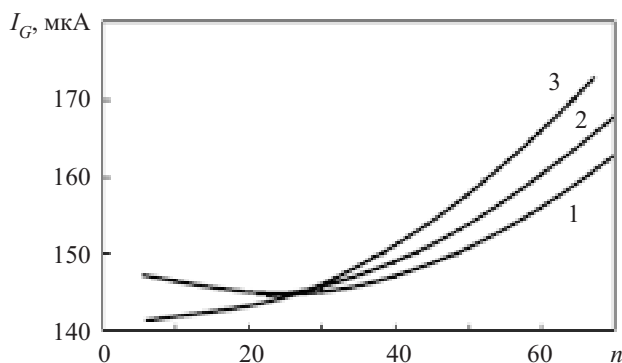


Рис. 5. Распределение токов инжекторов И²Л-элементов в цепи из 70 инжекторов при разной ширине общей шины: 1 — 6; 2 — 15; 3 — 40 мкм

динения одной шиной входов нескольких И²Л-элементов из-за эффекта «перехвата тока». При организации цепей синхронизации, где подобное объединение необходимо, общей шиной синхронизации должны соединяться входы элементов, имеющих одинаковые потенциалы скрытых слоев (одинаковые позиции).

На рис. 5 представлены результаты расчета распределения величины тока последовательной цепи из 70 инжекторов для трех значений ширины металлизации нулевой шины питания. Как видно из рисунка, увеличение этой ширины от 6 до 40 мкм приводит к увеличению в 1,3 раза разброса абсолютных значений тока инжекторов цепи. Поэтому при организации цепей питания И²Л-БИС со «скрытыми» слоями для уменьшения такого разброса ширину нулевой шины целесообразно снижать до минимальной величины, определяемой технологическими ограничениями.

Этот вывод противоречит традиционным принципам построения внутренних цепей питания кристаллов БИС, где ширина общей шины выбирается как можно большей для снижения ее омического сопротивления [3, 4].

Практический интерес представляют также результаты исследования влияния расстояния L_v между ме-

таллизацией положительной шины питания инжекторов и нулевой шиной на характер токораспределения. Установлено, что изменение этого параметра практически не влияет на величину разброса абсолютных значений тока инжекторов исследуемых И²Л-элементов. Так, изменение L_v от 200 до 50 мкм приводит к снижению разброса тока не более чем на 0,2%.

Экспериментальное исследование БИС, спроектированной с учетом изложенных результатов, подтвердило работоспособность предложенной модели цепи питания. Измеренные значения тока инжекторов отличались от расчетных не более чем на 10%, при этом суммарная площадь металлизации шин питания составила всего 1,3% от общей площади кристалла БИС.

Таким образом, использование предложенной модели для расчета эквивалентных омических сопротивлений «скрытых» слоев И²Л-БИС обеспечивает значительное уменьшение величины разброса эффективных значений тока инжекторов базовых элементов, повышение надежности функционирования в расширенном рабочем диапазоне тока и температуры, уменьшение площади кристалла БИС за счет сокращения суммарной площади металлизации шин питания.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Эннс В. И., Кобзев Ю. М. Проектирование аналоговых микросхем. — М.: Горячая линия – Телеком. — 2005. — С. 156–170.
2. Белоус А. И., Яковлев А. В., Силин А. В. Особенности организации цепи питания инжекторных БИС // ЦНИИ «Электроника». — Электронная промышленность. — 1985. — № 9 (147). — С. 48–50.
3. Белоус А. И., Вайнилович О. С. Схемотехнические особенности инжекторных микропроцессорных БИС. — М.: Электронная промышленность. — 1988. — № 4 (172). — С. 24–26.
4. Белоус А. И., Яржембицкий В. Б. Схемотехника цифровых микросхем для систем отображения и передачи информации. — Минск: «Технопринт», 2001. — С. 89–90.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Гуменюк А. Д., Журавлев В. И., Мартюшев Ю. Ю., Петрухин Г. Д., Струков А. З., Цветков С. И. Основы электроники, радиотехники и связи. — М.: Горячая линия–Телеком, 2008. — 480 с.

Рассмотрены принципы работы наиболее широко применяемых электронных приборов. Дано краткое изложение теории детерминированных и случайных электрических процессов (сигналов). Приведены основные типы частотно-селектирующих цепей и линий задержки, изложена теория работы электронных усилителей, генераторов, модуляторов, преобразователей частоты, детекторов, логических схем, волноведущих устройств. Описаны принципы кодирования сигналов и их обработки в радиоприемных устройствах, методики формирования сигнальных потоков в современных линиях связи. Кратко изложены принципы построения вторичных источников питания и их отдельных функциональных узлов.

Для студентов, обучающихся по специальностям «Информационная безопасность телекоммуникационных систем», «Комплексное обеспечение безопасности автоматизированных систем», «Компьютерная безопасность», будет полезна специалистам в этих областях.



Д. х. н. В. А. ВОРОНИН, к. т. н. С. К. ГУБА,
д. ф.-м. н. И. В. КУРИЛО

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

Дата поступления в редакцию
19.05 2008 г.

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

ХИМИЧЕСКОЕ ОСАЖДЕНИЕ ИЗ ПАРОВОЙ ФАЗЫ ГЕТЕРО- И НАНОСТРУКТУР СОЕДИНЕНИЙ III–V

Исследованы технологические условия формирования перенасыщенной паровой фазы при низкотемпературной газотранспортной эпитаксии для выращивания гетеро- и наноструктур на основе соединений $In_{1-x}Ga_xAs$, $GaAs_{1-x}P_x$.

Дальнейшее развитие современной полупроводниковой электроники связано с прогрессом в области технологий. Одной из основных задач технологии является получение высококачественных гетеро- и наноструктур заданного состава. Особое место среди широкого класса этих материалов занимают соединения $GaAs_xP_{1-x}$, $In_xGa_{1-x}As$ и $In_xGa_{1-x}As_yP_{1-y}$ — одни из наиболее перспективных материалов для создания на их основе полевых транзисторов, инжекционных лазеров, фотокатодов и др. [1].

На практике получение гетеро- и наноструктур на основе соединений III–V осуществляется методом химического осаждения из газовой фазы, где источником основных компонентов являются их летучие соединения. Свойства и совершенство гетеро- и наноструктур в большой степени зависят от кинетических особенностей массопереноса и химического взаимодействия в паровой фазе, а также от гетерофазных реакций в зонах источника и подложки. Перспективы развития методов парофазной эпитаксии в хлоридной системе в значительной мере связаны с исследованиями низкотемпературной эпитаксии [2, 3]. Этот метод может успешно использоваться для получения гетеро- и наноструктур с квантово-размерными слоями [4]. Однако при низких температурах формирование паровой фазы является неравновесным процессом, в котором ее состав сильно зависит от геометрии реактора, поля скоростей газа-носителя, площади источника и профиля температуры. В таких условиях может наблюдаться наибольшая нестабильность состава газовой фазы и чувствительность системы к изменению макропараметров технологических процессов.

Методы термодинамики позволяют получить надежные данные о равновесном составе газовой фазы и термодинамических функциях компонентов [5, 6], но вопрос о кинетических параметрах системы и механизме отдельных реакций остается открытым и, в первую очередь, это касается зоны формирования газовой фазы. Очевидно, что управление составом со-

единения в пределах области гомогенности в условиях паровой эпитаксии является сложной физико-химической задачей. Химизм реакций в рабочем объеме эпитаксиальной установки для многих важных систем еще неизвестен. Неизвестен также точный состав газовой фазы в зоне роста. Поэтому целью работы является теоретическое обоснование и обобщение термодинамики физико-химических закономерностей парофазного синтеза и кристаллизации гетеро- и наноструктур соединений III–V — $GaAs_xP_{1-x}$, $In_xGa_{1-x}As$ и $In_xGa_{1-x}As_yP_{1-y}$.

Для непосредственного определения состава газовой фазы и химизма процесса в реакторе, которые зависят от входных концентраций и температурного профиля, был использован in-situ-метод УФ-спектроскопии [7]. Установка, на которой проводились исследования состава паровой фазы в процессе химических реакций, описана в [8]. В процессе экспериментов при разных технологических режимах регистрировались спектры пропускания всей системы с последующей математической обработкой. Величину оптической плотности паровой смеси рассчитывали по формуле

$$\alpha(\lambda) = \ln \frac{I_0(\lambda)}{I(\lambda)}, \quad (1)$$

где $I_0(\lambda)$ — собственное пропускание оптической системы;
 $I(\lambda)$ — суммарное пропускание оптической системы и реакционной паровой смеси;
 λ — длина волны.

Эксперимент происходил в открытой кварцевой трубе, аналогичной по геометрическим параметрам зоне источника горизонтального реактора [9]. Формирование первичной паровой фазы заданного состава осуществлялось традиционными для газовой эпитаксии средствами [8].

Анализ молекулярного спектра поглощения в интервале 220—360 нм дал возможность определить и сравнить концентрацию таких молекулярных форм: $AsCl_3$, As_2 , As_4 , $GaCl$, $GaCl_3$, $InCl$, $InCl_3$, $BiCl$, P_2 и P_4 .

Для ограничения числа типов молекулярных форм считали протекание химических реакций в газовой фазе не зависящим от содержания в ней компонентов, которые не входят в соответствующие уравнения химических реакций. Это позволило, учитывая аддитивность, исследовать отдельно подсистемы роста, а также рассматривать в подсистемах не больше трех

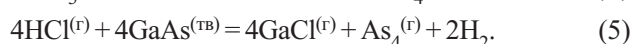
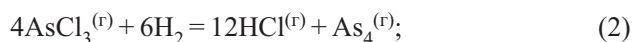
оптически наблюдаемых в указанном интервале длин волн составляющих спектра. Концентрацию компонентов, ответственных за поглощение, определяли по амплитуде поглощения на некоторой фиксированной длине волны, характерной для исследуемой молекулярной формы. Такое феноменологическое исследование дало возможность получить систему кинетических уравнений для источника, обнаружить границы существования различных молекулярных форм, определить технологические возможности формирования, контроля и управления процессом парофазной эпитаксии, получения гетеро- и наноструктур заданного состава, а также оценить чувствительность формирования паровой фазы к изменению макропараметров.

Состав газовой фазы на выходе из зоны источника определяется кинетикой реакции и зависит не только от температуры и начального состава химических реагентов, но и от поля скоростей парового потока в реакторе, его геометрии, площади источника, профиля температуры.

Рассмотрим условия, которые определяют состав компонентов на выходе из источника $\text{GaAs}_{(100)}$, $\text{GaP}_{(100)}$, In , Ga , In/Ga , которые отвечают таким газотранспортным системам: $\text{GaAs-AsCl}_3\text{-H}_2$, $\text{GaP-AsCl}_3\text{-H}_2$, $\text{GaP-PCl}_3\text{-H}_2$, Ga-In-HCl-H_2 .

Система $\text{GaAs-AsCl}_3\text{-H}_2$

В общем случае, в процессе прохождения газовой смеси в системе $\text{GaAs-AsCl}_3\text{-H}_2$ имеют место такие преобладающие химические реакции:



Окончательный состав в зоне роста над подложкой определяется степенью протекания каждой из реакций, а условие роста эпитаксиального слоя на ней — условием перенасыщения. Степень перенасыщения газовой среды определяется на основе фазового равновесия в гетерогенной реакции (5) при условии полного разложения AsCl_3 :

$$\Gamma(T) = \frac{C_{\text{GaCl}} C_{\text{H}_2}^2 C_{\text{As}_4}}{C_{\text{HCl}} K_{p_4}(T)} - 1, \quad (6)$$

где $\Gamma(T)$ — коэффициент перенасыщения газовой среды;
 C — концентрация соответствующих молекулярных форм реакции (5);
 $K_{p_4}(T)$ — константа равновесия реакции (5);
 T — температура.

Величина $\Gamma(T)$ может быть положительной и тем большей, чем больше отношение концентраций $C_{\text{GaCl}}/C_{\text{HCl}}$, и возрастает с увеличением соотношения вкладов каждой из реакций (4) и (5) в образование монохлорида галлия. При отсутствии по какой-то причине трихлорида мышьяка над источником арсенида галлия $\Gamma < 0$ и химический транспорт GaAs невозможен.

Качественный анализ кинетики реакций для системы $\text{GaAs-AsCl}_3\text{-H}_2$ позволяет утверждать следующее:

— состав газовой фазы на выходе из источника GaAs при $T < 750^\circ\text{C}$ отличается от термодинамически равновесного;

— при «классических» для метода газовой эпитаксии хлоридных систем температурах ($T > 750^\circ\text{C}$) зависимость концентрации хлорида от газодинамики незначительна, что гарантирует высокую стабильность работы твердофазного источника GaAs ;

— при условии сосуществования AsCl_3 и HCl реакции с GaAs идут преимущественно по брутто-механизму [10];

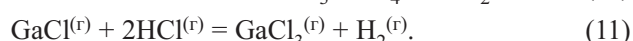
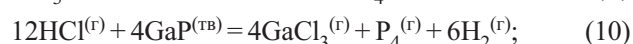
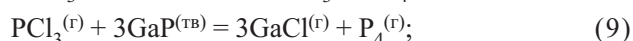
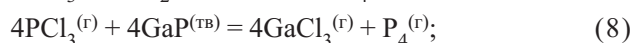
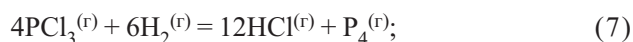
— в интервале температур $550\text{—}750^\circ\text{C}$ на величину отношения $C_{\text{GaCl}}/C_{\text{HCl}}$ можно эффективно влиять выбором геометрии реактора и линейной скоростью потока газовой смеси.

Особенностью системы $\text{GaAs-AsCl}_3\text{-H}_2$ является экспериментально зарегистрированная возможность эпитаксиального осаждения GaAs при температуре источника, меньшей или равной температуре подложки. Этот эффект связан с тем, что при $T > 650^\circ\text{C}$ рост проходит согласно реакции (5), а степень перенасыщения газовой фазы характеризуется уравнением (6). В то же время величина перенасыщения Γ зависит от того, по какой из реакций, (5) или (4), преимущественно образуется монохлорид галлия.

Осаждение в однотемпературной зоне реактора возможно при условии $600 < T < 750^\circ\text{C}$, т. к. ниже 600°C концентрация монохлорида галлия невысока, а выше 750°C отсутствует AsCl_3 . Малым значениям скорости потока ($V = 1\text{—}3$ см/с) отвечает высокая степень разложения трихлорида мышьяка и уменьшение вклада реакции (3) в формирование состава газовой фазы. Напротив, при больших значениях V не успевает развиться не только гомогенная реакция (2), но и гетерогенная (4). При этом, перед областью осаждения паровая фаза обогащается молекулами HCl и AsCl_3 , что уменьшает параметр перенасыщения Γ вплоть до отрицательного значения.

Системы $\text{GaP-PCl}_3\text{-H}_2$, $\text{GaP-AsCl}_3\text{-H}_2$

Рассмотрим условия, которые определяют состав компонентов на выходе из источника GaP , который отвечает эпитаксиальной системе $\text{GaP-PCl}_3\text{-H}_2$. В процессах образования продуктов реакции, поставляемых к подложке газовыми потоками, имеют место такие преобладающие химические реакции:



Характер разложения в системах $\text{PCl}_3\text{-H}_2$ и $\text{PCl}_3\text{-He}$ имеет ряд существенных отличий от системы $\text{GaAs-AsCl}_3\text{-H}_2\text{-He}$, что связано со значительно меньшей устойчивостью молекул трихлорида фосфора PCl_3 , по сравнению с трихлоридом мышьяка AsCl_3 , и более высокой стойкостью фосфида галлия, по срав-

нению с арсенидом галлия. Как известно, трихлорид мышьяка в атмосфере гелия устойчив и при нагревании, по крайней мере до 900°C, в его спектре не наблюдается никаких изменений.

Молекулы PCl_3 в атмосфере гелия, напротив, быстро разлагаются уже при $T > 750^\circ\text{C}$, что проявляется в появлении на кривой поглощения PCl_3 длинноволнового плеча, которое монотонно сдвигается в коротковолновую область с повышением температуры. Начиная с 600°C, максимум кривой поглощения перемещается от $\lambda = 226$ нм к $\lambda = 240$ нм при $T > 650^\circ\text{C}$.

Термодинамические оценки позволяют считать, что в интервале температур 150—500°C происходит разложение PCl_3 согласно реакции (6), а при $T > 600^\circ\text{C}$ молекулы фосфора P_4 преимущественно разлагаются на P_2 . Отметим, что вид спектров поглощения исследуемой системы не чувствителен к изменениям скорости потока газа в интервале от 3 до 70 см/с. Это означает, во-первых, что состав паровой фазы может определяться на основе равновесной термодинамики, а во-вторых, косвенно свидетельствует о том, что изменения в спектрах наблюдаются при разных значениях скорости потока и не связаны с отклонением температуры газа от температуры стенок реактора.

Низкотемпературное разложение молекул PCl_3 приводит к тому, что как в атмосфере гелия, так и в атмосфере водорода ни при каких температурных условиях не реализуется протекание реакций (7) и (8) с заметным выходом химических продуктов. Поэтому процесс формирования паровой фазы в атмосфере водорода может быть удовлетворительно описан на основе двух гетерогенных реакций — (9) и (10). Будем считать, что при температуре 950°C реакция (9) практически достигает равновесия, т. к. при $T > 950^\circ\text{C}$ интенсивность линий поглощения остается постоянной. Высокотемпературная чувствительность состава газовой фазы к величине линейной скорости парового потока заметно ниже, чем в случае арсенида галлия. Это приводит к тому, что состав паровой фазы на выходе из источника близок к равновесным значениям, а также снижает влияние неуправляемого колебания расхода газа на концентрацию компонентов. Однако «классические» значения температуры источников фосфида галлия (850—900°C) лежат в интервале температур, где dC/dt достаточно чувствительно (t — время, C — концентрация PCl_3 , AsCl_3) к газодинамическим условиям и другим макропараметрам технологического процесса, в отличие от типичных режимов, характерных для источников арсенида галлия.

Исследование концентрации C_{PCl_3} в интервале скоростей потока газовой смеси $V = 3\text{—}70$ см/с показало, что $C_{\text{PCl}_3}(T, V) = C_{\text{PCl}_3}(T)$, т. е. концентрации компонентов близки к равновесным. Из этого следует, что рост GaP или $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ в изотемпературных условиях при непосредственном участии PCl_3 в образовании GaCl невозможен вследствие разложения PCl_3 в атмосфере водорода при температуре ниже 500°C, недостаточной для формирования GaCl.

При замене источника PCl_3 на AsCl_3 характер зависимости $C_{\text{GaCl}}(T)$ для системы GaP— AsCl_3 — H_2 существенно не изменится, а все характерные макси-

мы функции сместятся на 50—60°C в область более высоких температур.

Перенасыщение в такой системе описывается формулой

$$\Gamma(T) = \frac{C_{\text{GaCl}} C_{\text{H}_2}^2 C_{\text{P}_4} C_{\text{As}_4}^{0,25(1-x)}}{C_{\text{HCl}} \alpha_{\text{GaAs}}^{1-x} \alpha_{\text{GaP}} K_p(T)} - 1, \quad (12)$$

где α — активность соответствующей компоненты в твердом растворе;

$K_p(T)$ — константа равновесия реакции осаждения.

Основную роль в выполнении условия $\Gamma(T) > 0$ играет отношение $C_{\text{AsCl}_3}/C_{\text{HCl}}$, которое определяется степенью непосредственного участия AsCl_3 в синтезе GaCl.

На рис. 1 приведены результаты расчета распределения концентраций AsCl_3 и GaCl в зоне источника GaP при различных температурах [11]. На исходную концентрацию неравновесного хлорида галлия может влиять также расстояние X от начала реактора до источника GaP. Она влияет, в частности, на степень разложения трихлорида мышьяка при фиксированных температуре и скорости потока газа-носителя. В области гетерогенного контакта фаз при скорости потока 1—3 см/с неравновесные компоненты могут успеть релаксировать с осаждением твердого раствора $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ вследствие протекания реакций (4) и (5). Следовательно, в системе GaP— AsCl_3 — H_2 в температурном интервале 600—700°C возможно создание перенасыщенной паровой фазы и осаждение эпитакси-

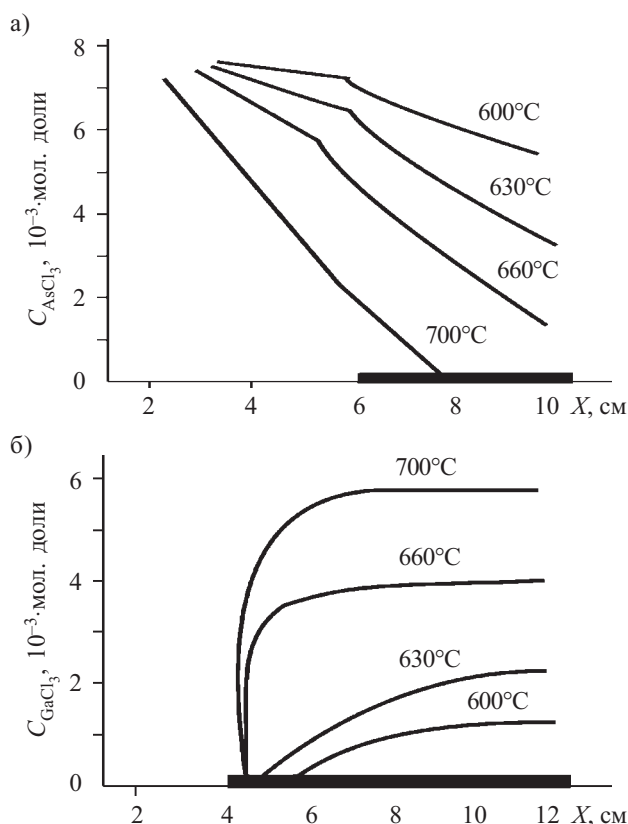


Рис. 1. Зависимость концентрации выхода AsCl_3 (а) и GaCl (б) от продольной координаты зоны источника GaP при различных температурах реактора ($V_{\text{H}_2} = 5$ см/с, $T_{\text{H}_2} = 20^\circ\text{C}$) [11]

альных пленок твердых растворов $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ ($x=0,75$) в изотемпературных условиях [12].

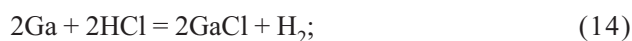
Система In-Ga-HCl-H_2

Стабильность состава паровой фазы в эпитаксиальном реакторе при осаждении изорешеточных с подложкой слоев $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ в хлоридной системе In-Ga-HCl-H_2 — одно из наиболее существенных условий получения совершенных структур. В [3] рассматриваются различные варианты формирования смеси InCl и GaCl в зависимости от конфигурации источников и обосновано преимущество конструкции источника, приведенной на рис. 2.



Рис. 2. Схема источников In и Ga (отдельная ячейка)

Учитывая такую конструкцию, полагаем, что в источнике протекают три гетерогенные реакции:



Для расчета и моделирования зависимостей состава газа от температуры, входных концентраций реагентов и газодинамических условий в источнике необходимо знать кинетические характеристики гетерогенных химических реакций. Для их экспериментального определения использовался in-situ-метод УФ-спектроскопии. Зависимость концентрации реагентов (уравнения реакций (13) — (15)) от скорости газа-носителя V_{H_2} (рис. 3) содержит три характерных участка, протяженность которых определяется температурой, входной концентрацией HCl , соотношением размеров поверхности ячеек In и Ga в источнике [13]. При небольших скоростях потока состав смеси слабо зависит от ее изменения, а концентрации реагентов близки к равновесным. При увеличении скорости наблюдается уменьшение концентрации хлорида галлия и, как правило, увеличение содержания

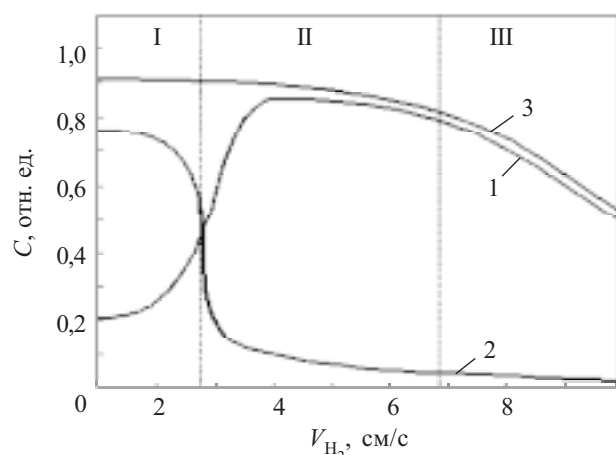


Рис. 3. Зависимость C_{InCl} (1), C_{GaCl} (2), $C_{\text{InCl}} + C_{\text{GaCl}}$ (3) от скорости потока H_2 ($T=620^\circ\text{C}$, $P^0(\text{HCl})=6,7$ мм рт. ст., $\text{Ga/In}=4$) [13]

хлорида индия. В случае, если концентрация In в источнике меньше, чем Ga, в паровой фазе может наблюдаться инверсия концентрации ($C_{\text{GaCl}}/C_{\text{InCl}}$). Дальнейший рост V_{H_2} вызывает уменьшение суммарной концентрации $C_{\text{InCl}} + C_{\text{GaCl}}$ вследствие неполного взаимодействия HCl с источником.

Концентрация соединений реакций (13) — (15) рассчитывалась путем сопоставления экспериментальных результатов in-situ-метода УФ-спектроскопии и решения системы уравнений как для независимых источников In и Ga, так и для комбинированных [13].

В исследованном интервале температур ($500\text{—}700^\circ\text{C}$) лимитирующей стадией формирования паровой фазы является реакция (15), а скорость реакции (13) в несколько раз превышает скорость реакции (14). На рис. 4 изображена типичная расчетная зависимость концентраций реагентов, соответствующая участку I скорости пара-носителя на рис. 3. При такой скорости потока реакция (3) успевает получить достаточное развитие за время движения смеси над источником. На участке II вклад реакций (13) и (14) в формирование паровой фазы незначителен, а на участке III хлористый водород не успевает прореагировать с индием.

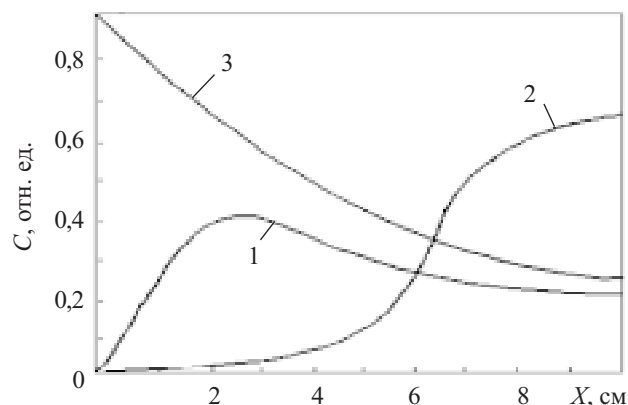


Рис. 4. Зависимость концентрации InCl (1), GaCl (2), HCl (3) от продольной координаты источника ($V_{\text{H}_2}=1$ см/с, $T=620^\circ\text{C}$) [13]

Для создания критического перенасыщения в изотемпературных условиях роста твердых растворов $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}$ ($T_{\text{источника}}=T_{\text{роста}}$) необходимо выполнение двух условий:

1) отношение концентраций $C_{\text{InCl}}/C_{\text{GaCl}}$ в паровой фазе в зависимости от температуры может изменяться только в интервале $20\text{—}50$;

2) должен соблюдаться материальный баланс компонент

$$C_{\text{As}_4} = C_{\text{InCl}} + C_{\text{GaCl}}. \quad (16)$$

Выводы

Проведенные феноменологические исследования позволили построить систему кинетических уравнений для источников In, GaP, Ga, GaAs, обнаружить границу существования разных молекулярных форм. Проведенная оптимизация параметров процесса эпитаксиального осаждения GaAs и твердых растворов $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}$ и $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ дала возможность предложить

разные технологические варианты формирования, контроля и создания паровой фазы заданного состава, установить чувствительность последней к изменению макропараметров. Полученные данные позволили обосновать возможность создания гетеро- и наноструктур соединений III–V на основе тройных растворов $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}$ и $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ в прямоточных горизонтальных реакторах.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Алферов Ж. И. История и будущее полупроводниковых гетероструктур // ФТП.— 1998.— Т. 32, N 1.— С. 3—18
2. Seki H., Koukitu A., Nishisawa J. New methods of vapor phase epitaxial growth of GaAs // Jap. J. Appl. Phys.— 1986.— N 19.— P. 81–88.
3. Губа С. К. Низкотемпературный изотермический метод хлоридной эпитаксии InGaAs // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 1998.— № 2.— С. 40–42.
4. Мильвидский М. Г. Полупроводниковые материалы в современной электронике.— М.: Наука, 1986.
5. Воронин В. А., Голиусов В. А., Чучмарев С. К. Исследование химического равновесия в системах InP-HCl , GaP-HCl // Изв. АН СРСР. Неорганические материалы.— 1983.— Т. 26, №10.— С. 1158–1162.
6. Воронин В. А., Прохоров В. А., Голиусов В. А., Чучмарев С. К. Исследование равновесных характеристик газовой фазы син-

теза полупроводниковых соединений // Электронная техника. Сер. 6. Материалы.— 1984.— Вып. 10.— С. 48–53.

7. Karlicek R. F., A. Blamke. Remote optical monitoring of reactions in vapor phase epitaxial reactor // J. Cryst. Growth.— 1985.— Vol. 73, N 2.— P. 364–369.

8. Губа С. К., Воронин В. А., Рибачук В. Г. Діагностика складу газової фази хлоридних систем методом абсорбційної УФ-спектроскопії // Збірник наукових праць НАНУ. Сер. Фіз. методи та засоби контролю середовищ, матеріалів та виробів.— 2002.— Вип. № 7.— С. 216–222.

9. Kockes A., Koukitu A., Schonherr E. Growth of GaP doping super-lattices by isothermal vapor phase epitaxy // Crystal Properties and Preparation.— 1991.— Vol. 32–34.— P. 520–525.

10. Guba S. K., Kurilo I. V. Gas-phase formation at the low-temperature isothermal growing of Bi-doped GaAs layers // Functional materials.— 2001.— Vol. 8, N 2.— P. 234–239.

11. Антонов И. И., Губа С. К., Жилиев Ю. В. и др. Кинетика формирования изотермической пересыщенной газовой фазы в системе $\text{GaAs-GaP-AsCl}_3\text{-H}_2$ // Неорганические материалы.— 1993.— Т. 29, № 2.— С. 174–176.

12. Voronin V. O., Guba S. K., Litvin M. O. Precipitation mechanism of the GaAsP/GaAs in the isothermal CVD-method // SPIE.— 1999.— Vol. 3890.— P. 491–496.

13. Voronin V. O., Guba S. K., Litvin M. O. In-kinetics study of gas phase formation in the system $\text{Ga/In-AsCl}_3\text{-HCl-H}_2$ by UV-spectroscopy // SPIE.— 2001.— Vol. 4355.— P. 386–293.

Н. Е. ЖИТНИК, Ю. Л. МИРОПОЛЬСКИЙ, д. ф.-м. н. С. В. ПЛАКСИН,
Л. М. ПОГОРЕЛАЯ, к. ф.-м. н. И. И. СОКОЛОВСКИЙ

Украина, г. Днепродзержинск, Институт транспортных систем
и технологий НАНУ «Трансмаг»
E-mail: plm@westa-inter.com

Дата поступления в редакцию
10.04 2008 г.

Оппонент к. т. н. Б. А. ДЕМЬЯНЧУК
(ОНУ им. И. И. Мечникова, г. Одесса)

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ПАРАМЕТРЫ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ АДАПТИВНОЙ ЗАРЯДКИ ВТОРИЧНЫХ ХИМИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ ТОКА

Предложен набор параметров, необходимых для программирования режима адаптивной зарядки, получаемых методом хронопотенциометрического анализа отклика конкретного источника на импульсное воздействие.

Одним из основных факторов, влияющих на срок эксплуатации химического источника тока (ХИТ), является режим его зарядки. В настоящее время широкое распространение получают нестационарные методы, которые обеспечивают ускоренную зарядку, снижение энергозатрат, уменьшение разогрева ХИТ в процессе зарядки, а следовательно, существенное увеличение срока их службы. Однако при этом возрастает количество контролируемых и регулируемых параметров, по сравнению с традиционными методами зарядки постоянным током.

Наличие широкого набора регулируемых параметров при нестационарных методах проведения зарядки ХИТ импульсными асимметричными реверсивны-

ми токами позволяет использовать различные режимы зарядки и их комбинации, но, как правило, подбор параметров зарядных и деполяризующих импульсов, продолжительности пауз между ними осуществляется эмпирически без полного учета состояния конкретного ХИТ. Задача усложняется при использовании адаптивных методов зарядки, которые все более привлекают внимание разработчиков зарядных устройств, поскольку позволяют производить зарядку ХИТ в наиболее рациональном режиме с учетом особенностей конкретного заряжаемого источника тока. При адаптивной зарядке важным требованием является обеспечение необходимых параметров зарядных импульсов в соответствии с динамикой изменения состояния ХИТ.

Известные методы адаптивной зарядки, например [1], основаны на анализе переходных процессов, происходящих в ХИТ при подаче на него импульса зарядного тока, с использованием эквивалентной схемы, что неприемлемо при практической реализации. Информационные параметры ХИТ, как правило, измеряются в аналоговой форме, затем преобразуются

в цифровую и вводятся в управляющую систему, что усложняет систему зарядки в целом. Поэтому практический интерес представляют такие методы, которые позволяют упростить процедуру измерения параметров при сохранении требуемой точности и процедуру обработки информации в цифровой форме.

Целью настоящей работы является получение набора информационных параметров ХИТ для практической реализации программированного режима адаптивной зарядки. Задача решается путем анализа отклика ХИТ на зарядный импульс хронопотенциометрическим методом, позволяющим одновременно получать необходимые информационные параметры в цифровой форме и контролировать динамику процесса зарядки.

При реализации метода адаптивной зарядки необходимо оперировать как конкретными значениями параметров зарядных импульсов и пауз между ними, так и параметрами, характеризующими состояние его заряженности. При этом все параметры, в зависимости от их роли в процессе зарядки, условно могут быть разделены на три группы:

- параметры, на которые накладываются жесткие ограничения;
- начальные установочные параметры, которые оцениваются управляющей системой и могут быть изменены в процессе зарядки;
- логические установочные параметры, определяющие характер реагирования управляющей системы на динамику реакции ХИТ на зарядный импульс.

К первой группе относятся максимально допустимые значения зарядного тока, зарядного напряжения, температуры аккумуляторной батареи (АБ), а также параметры, определяющие момент отключения заряжаемой батареи от зарядного устройства.

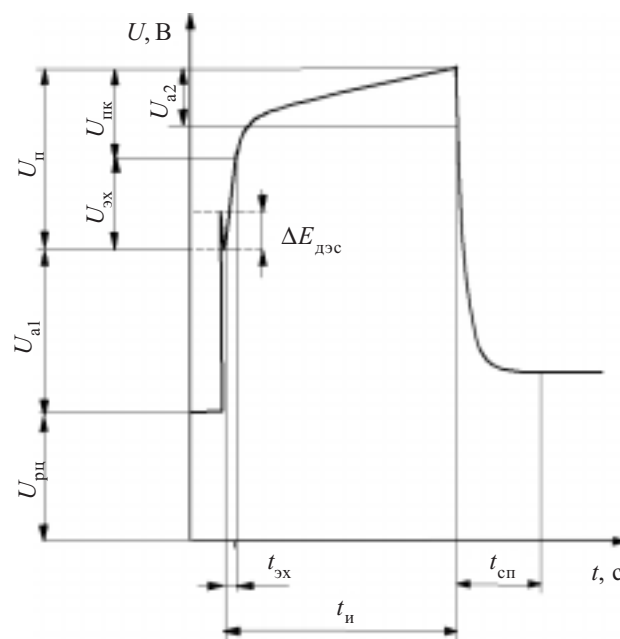
Параметры, относящиеся ко второй группе, отражают динамические характеристики процесса зарядки и определяют требования к управляющей системе. Это, например, начальные значения величин зарядных и деполяризующих токов и напряжений, пауз между ними и т. д. Определение значений этих параметров в начале процесса зарядки не очень критично, поскольку управляющая система благодаря наличию обратной связи с АБ сама приводит их в соответствие данному состоянию заряженности АБ. Тем не менее, предварительная подгонка начальных значений необходима, чтобы не нарушить динамическую устойчивость управляющей системы. При этом необходимо исходить из состояния конкретной заряжаемой АБ и не допускать больших отклонений параметров от оптимальных значений.

Параметры третьей группы определяют характер поведения управляющей системы в зависимости от реакции аккумуляторной батареи на зарядный импульс. Например, если от заряжаемой АБ поступает сигнал о прогрессирующем повышении напряжения, управляющая система либо уменьшает амплитуду зарядного импульса, либо изменяет его длительность или длительность пауз, либо увеличивает амплитуду деполяризующего импульса — в зависимости от состояния других измеряемых параметров аккумуля-

ляторной батареи. Также управляющая система определяет момент отключения батареи от зарядного устройства при достижении конечных значений нескольких параметров АБ.

Очевидно, что параметры второй и третьей групп находятся в тесной взаимосвязи, которая поддерживается в соответствии со специально разработанным алгоритмом.

Отмеченным выше требованиям отвечает процесс адаптивной зарядки вторичных химических источников тока, сопровождаемый хронопотенциометрическим анализом отклика конкретного источника на импульсное воздействие, который оказался весьма эффективным при оценке состояния свинцово-кислотных аккумуляторов [2]. Хронопотенциограмма (ХПГ), общий вид которой приведен на рисунке, регистрирует реакцию АБ на импульс зарядного тока в виде изменения напряжения на ее клеммах и отображает кинетику протекающих в АБ электрохимических процессов. При подаче на АБ тестового импульса тока амплитудой $I_T = 0,1 C_{20}$ А (C_{20} — величина емкости АБ в ампер-часах при ее разряде в течение 20 ч [3]) путем анализа ХПГ конкретной АБ можно получить следующие параметры: U_{pc} — напряжение разомкнутой цепи; U_{a1} — падение напряжения на активном внутреннем сопротивлении в момент подачи тестового импульса; U_{a2} — падение напряжения на активном сопротивлении в момент снятия тестового импульса тока; U_{pk} — концентрационную составляющую напряжения поляризации; U_{ex} — электрохимическую составляющую напряжения поляризации; $U_{\Pi} = U_{ex} + U_{pk}$ — полное напряжение поляризации; $\Delta E_{дэс}$ — напряжение зарядки двойного электрического слоя; t_{ex} — время протекания электрохимической стадии процесса; t_{Π} — длительность тестового импульса тока; $t_{сп}$ — длительность спада потенциала с момента снятия тестового импульса тока.



Общий вид хронопотенциограммы

Проведенное в [4] обоснование связи между параметрами аккумуляторной батареи и кинетикой процесса показало, что $t_{\text{эх}}$ характеризует скорость протекания электрохимической реакции (фарадеевский процесс), $t_{\text{сп}}$ пропорциональна величине накопленной в ХИТ химической энергии, $\Delta E_{\text{дэс}}$ соответствует плотности электролита (с повышением плотности электролита величина $\Delta E_{\text{дэс}}$ уменьшается), $U_{\text{а2}}$ отображает падение напряжения на активном сопротивлении ХИТ в момент отключения зарядного импульса — по изменению этой величины можно судить о химической активности электролита и активных масс электродов (уменьшение величины $U_{\text{а2}}$ соответствует увеличению химической активности), отношение $U_{\text{п}}/U_{\text{а1}}$ отображает характер протекания электрохимического процесса в активных массах электродов, а именно, при $U_{\text{п}}/U_{\text{а1}} < 1$ процесс имеет преимущественно поверхностный характер, при $U_{\text{п}}/U_{\text{а1}} > 1$ — объемный, при $U_{\text{п}}/U_{\text{а1}} \approx 1$ — смешанный.

Таким образом, использование данных хронопотенциограммы позволяет при одновременном измерении ряда параметров АБ контролировать динамику процессов, происходящих в батарее при ее зарядке. Поскольку значения измеряемых параметров могут быть представлены непосредственно в цифровой форме, это облегчает их обработку компьютерными системами по заданной программе.

Максимально допустимые значения параметров первой группы зависят от типа электрохимической системы и определяются заводом-изготовителем в виде паспортных данных. Начальные значения параметров второй группы определяются из ХПГ конкретного экземпляра заряжаемого ХИТ. В частности, амплитуда импульса зарядного тока определяется выражением

$$I_3 = \frac{U_{\text{макс}} - U_{\text{рц}}}{R_{\text{а1}}} = \frac{(U_{\text{макс}} - U_{\text{рц}}) I_{\text{т}}}{U_{\text{а1}}},$$

где $U_{\text{макс}}$ — максимально допустимое зарядное напряжение для АБ данного типа;

$R_{\text{а1}} = U_{\text{а1}}/I_{\text{т}}$ — активное сопротивление АБ.

Длительность зарядного импульса выбирается в диапазоне

$$10t_{\text{эх}} \geq t_3 \geq 2t_{\text{эх}},$$

причем в начале процесса зарядки $t_3 = 10t_{\text{эх}}$, а в конце $t_3 = 2t_{\text{эх}}$.

Длительность пауз между зарядными импульсами $t_{\text{п}} \approx t_{\text{сп}}$, и величина ее увеличивается в процессе зарядки.

По данным ХПГ также устанавливаются начальные значения остальных параметров второй группы. В процессе зарядки управляющей системой отслеживается динамика их изменений и производится их корректировка по специально разработанному алгоритму, который является предметом отдельной публикации.

Зарядка АБ прекращается при достижении установленных предельных значений параметров $t_{\text{эх}}$, $U_{\text{а1}}$, $U_{\text{а2}}$, $\Delta E_{\text{дэс}}$, $t_{\text{сп}}$, соответствующих максимальным значениям химической активности активных масс электродов, плотности электролита и запаса химической энергии АБ, эквивалентной ее электрической емкости.

Апробация адаптивного метода зарядки аккумуляторной батареи с использованием информационных параметров, полученных путем хронопотенциометрического анализа отклика АБ на тестовый импульс, подтвердила возможность одновременного контроля состояния заряжаемой батареи, кинетики электрохимического процесса зарядки и поддержания режима зарядки, адекватного ее динамике. При этом значения набора информационных параметров получают в цифровой форме по результатам компьютерного анализа и обработки сигнала реакции АБ на тестовый импульс тока, исключается процедура многократных сложных измерений этих параметров приборами (отметим, что некоторые параметры непосредственными измерениями определить трудно или вообще невозможно, а такой параметр как плотность электролита не является электрической величиной) с последующей их обработкой перед вводом в управляющую систему. Это позволяет рекомендовать полученный таким методом набор информационных параметров для использования в автоматизированных системах зарядки вторичных химических источников тока.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Волківський В. Б. Адаптивний метод заряду акумуляторних батарей // Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». — 2005. — Ч. 2. — С. 40—43.
2. Патент 78327 України. Спосіб контролю стану свинцевого акумулятора / В. О. Дзензерський, М. Я. Житник, С. В. Плаксін та ін. — 2004. — Бюл. № 3.
3. ДСТУ ГОСТ 959: 2006. Батареї акумуляторні свинцеві стартерні для автотракторної техніки.
4. Дзензерський В. А., Житник Н. Е., Плаксін С. В., Соколовський І. І. Контроль стану стартерних свинцевих акумуляторів хронопотенціометричним методом // Електротехніка та електроенергетика. — 2005. — № 1. — С. 13—18.

Д. т. н. А. А. ДРУЖИНИН, В. И. ГОЛОТА, к. т. н. И. Т. КОГУТ,
С. В. САПОН, к. т. н. Ю. М. ХОВЕРКО

Украина, г. Львов, НУ “Львовская политехника”;
г. Ивано-Франковск, Прикарпатский НУ
E-mail: druzh@polynet.lviv.ua

Дата поступления в редакцию
19.05 2008 г.

Оппонент к. т. н. П. В. ПАЩЕНКО
(НИИ ядерной физики, г. Москва)

ПРИБОРНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОЭМИССИОННЫХ КРЕМНИЕВЫХ МИКРОКАТОДОВ

Предложена структура преобразования топологической информации для цифровой литографии. Разработаны метод формирования трехмерных структур кремний-на-изоляторе и элементы управления автоэмиссионного микрокатода.

Автоэмиссионные кремниевые микрокатоды являются ключевым элементом в системах цифровой литографии [1]. Для такой литографии эффективная скорость передачи топологической информации в цепи “САПР—канал—микрокатод” находится в терабитном диапазоне [2]. В настоящее время достичь такой скорости передачи информации технически сложно. Поэтому проведение комплексных исследований по разработке как структуры системы преобразования топологической информации в системах цифровой литографии, так и ее отдельных элементов, с возможностью их технической реализации является актуальной проблемой, которой и посвящена данная работа.

Структура системы преобразования топологической информации

Результаты проектирования интегральных схем (ИС) в САПР-системах записываются в файлы стандартного формата, например GDS-2 [3]. Файлы хранят топологическую информацию, которая преобразуется, и используются для управления проекционной литографией, как это показано на рис. 1.

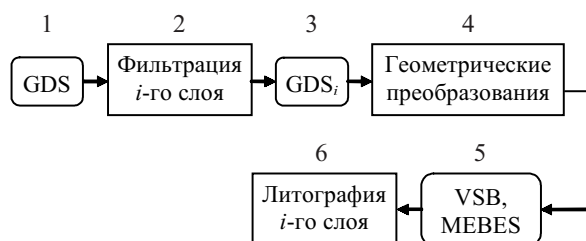


Рис. 1. Структура системы преобразования топологической информации:

1 — иерархический формат данных GDS-2; 2 — фильтрация данных i -го топологического слоя; 3 — “плоский” формат данных GDS-2; 4 — разбивка топологических примитивов на фрагменты и замена их прямоугольниками; 5 — VSB-, MEBES-форматы данных для изготовления фотошаблонов; 6 — литография i -го слоя топологии с использованием фотошаблонов

Для изготовления больших ИС необходимо от 20 до 30 фотошаблонов, сложность и стоимость которых несоизмеримо возрастает с увеличением разрешающей способности литографии. Одним из возможных путей уменьшения затрат на литографию является применение технологий прямой записи без использования фотошаблонов. Так, в [1] для экспозиции фоторезиста предлагается использовать автоэмиссионные микрокатоды одинаковых размеров, которые интегрированы со схемами управления и памяти, изготовленными по комплементарной металл-окисел-полупроводниковой (КМОП) технологии. Для экспозиции кремниевой пластины $\varnothing 300$ мм монокхромными пикселями размером $\alpha = 25$ нм с 5-битовым цветом и допуском на совмещение $\lambda = 50$ нм расчетные скорости передачи топологической информации составляют 10 Тбит/с [2]. Для снижения скорости предлагается программно сжимать информацию для каждого топологического слоя, помещать ее в DRAM-память компьютера объемом 64 Гбит, а затем передавать на аппаратные схемы разжатия, которые интегрированы со схемами управления микрокатадами на одном кристалле [2, 4, 5]. Однако такая интеграция схем, а также их изготовление по КМОП-технологии и обеспечение допустимых тепловых режимов работы, является технологически и технически сложной задачей.

В цифровой литографии функцию фотошаблона выполняют матрицы микрокатодов со схемами управления и памяти. В ячейки памяти записывается информация о топологии ИС. Для автоэмиссионного режима работы микрокатодов необходим высокий вакуум (10^{-6} торр), который проще поддерживать в небольших объемах. Исходя из этого, целесообразно формировать матрицы автоэмиссионных микрокатодов, схемы управления и память на отдельных кристаллах, например, размером 10×10 мм на пластине $\varnothing 100$ мм, изготовленной по технологии кремний-на-изоляторе (КНИ). Скорость передачи информации в этом случае будет 1,11 Тбит/с. Использование 1-битных пикселей уменьшит скорость передачи информации до 0,22 Тбит/с, а 16-канальная линия передачи снизит ее до 13,89 Гбит/с. Кроме того, для экспозиции элементов с критическими размерами, элементов с эффектами “близости”, контурных элементов, активных приборных структур и изоляционных областей можно использовать пиксели как

Размер пиксела	Количество каналов	Количество разрядов управления экспозицией	Коэффициент покрытия площади пикселями	Скорость передачи информации, Мбит/с
α	8	3	0,14	243,1
2α	4	2	0,26	451,4
4α	2	1	0,30	520,8
8α	1	0	0,12	208,4
16α	1	0	0,08	69,5

Примечание. α — размер пиксела, определяющий разрешение литографии.

разных размеров, так и с разным временем экспозиции. Разное время экспозиции можно закрепить за каналами, по которым передается информация о пикселях одного размера, и в результате получить технически реализуемые скорости передачи информации, приведенные в **таблице**.

Для реализации указанных скоростей передачи информации предлагается структура системы преобразования топологической информации, которая показана на **рис. 2**.

Согласно рис. 2, в исходном САПР-файле выбирается i -й слой топологии и формируется выходной файл GDS_i в “плоском” формате GDS-2. Файл GDS_i преобразуется в растровый с пикселями размером α . Результат растеризации записывается в BIT-файл, который является растровым, монохромным с 1-битовым цветом. Формат имеет следующую структуру: заглавие (номер слоя, размер пиксела, ширина раstra в пикселях, длина раstra в пикселях), запись (пиксел 1-битовый). Информация из BIT-файла поступает на блок оптимизации покрытия топологических примитивов пикселями из заданного набора размеров ($1\alpha, 2\alpha, 4\alpha, 8\alpha, 16\alpha$). Топология и технология изготовления микрокатодов, которые при экспозиции формируют пиксели разных размеров, описана в [7, 8], а сам способ экспозиции — в [9].

Файл BITO — с оптимизированным покрытием топологических примитивов, растровый с пикселями разных размеров и 4-битовым цветом. Структура формата файла: заглавие (номер слоя, ширина раstra в пикселях минимального размера, длина раstra в пикселях минимального размера, код пиксела 1, размер пиксела 1, код пиксела 2, размер пиксела 2,

... код пиксела 16, размер пиксела 16), запись (код пиксела). Файл BITO поступает на блок фильтрации, в котором выделяются пиксели только одного размера и записываются в файл BITC.

Файл BITC — растровый, монохромный с 1-битовым цветом. Формат имеет следующую структуру: заглавие (номер слоя, код канала), запись (пиксел 1-битный). Информация из файла BITC по 16 каналам записывается в статическую память микрокатодов. Для экспозиции одной полосы шириной 10 мм на пластине с фоторезистом, которая перемещается дискретно с шагом, равным $\alpha=25$ нм, может использоваться матрица с 16 рядами микрокатодов. Размеры и расположение микрокатодов выбираются так, чтобы можно было сформировать 8 рядов по 400 пикселей 25 нм, 4 ряда по 200 пикселей 50 нм, 2 ряда по 100 пикселей 100 нм, 1 ряд из 50 пикселей 200 нм и 1 ряд из 25 пикселей 400 нм. Схема расположения микрокатодов в такой матрице показана в [8].

Информация, записанная в статическую память микрокатодов, используется блоком синхронизации для согласования перемещения пластины с фоторезистом и включения/выключения автоэмиссионных микрокатодов. Последовательная экспозиция на фоторезисте пикселей разных размеров формирует i -й слой топологии и таким образом выполняет функцию литографии. Топологическая информация вначале преобразовывается автономно (этапы Off-line на рис. 2), а затем — согласованно во времени с литографическим процессом (этапы On-line).

Технология формирования локальных КНИ-структур

Формировать автоэмиссионные кремниевые микрокатоды, схемы управления и памяти целесообразно на КНИ-структурах, которые имеют пониженное энергопотребление и повышенное быстродействие. Для создания КНИ-структур используются КНИ-пластины. Современные методы изготовления КНИ-пластин (SIMOX, ELTran, Smurt Cut) предусматривают образование сплошных КНИ-пленок на поверхности кремниевой пластины и используют уникальное технологическое оборудование. Однако анализ реальных топологий показывает, что в активных приборных структурах используется менее 40% площади, а остальная часть остается изоляционным материалом. Поэтому актуальным является поиск мето-

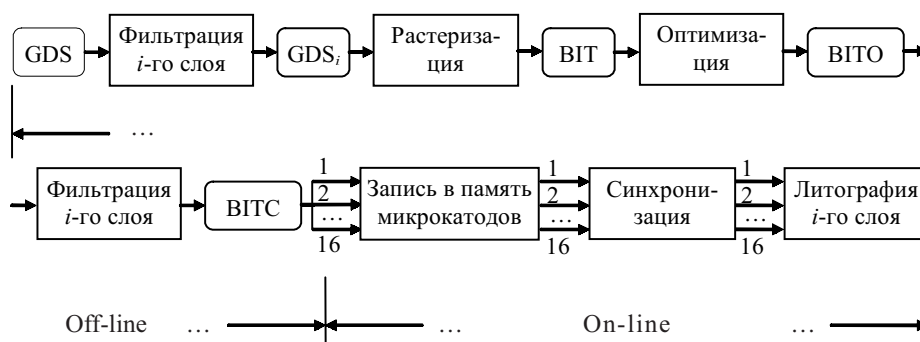


Рис. 2. Структура системы преобразования топологической информации для цифровой литографии

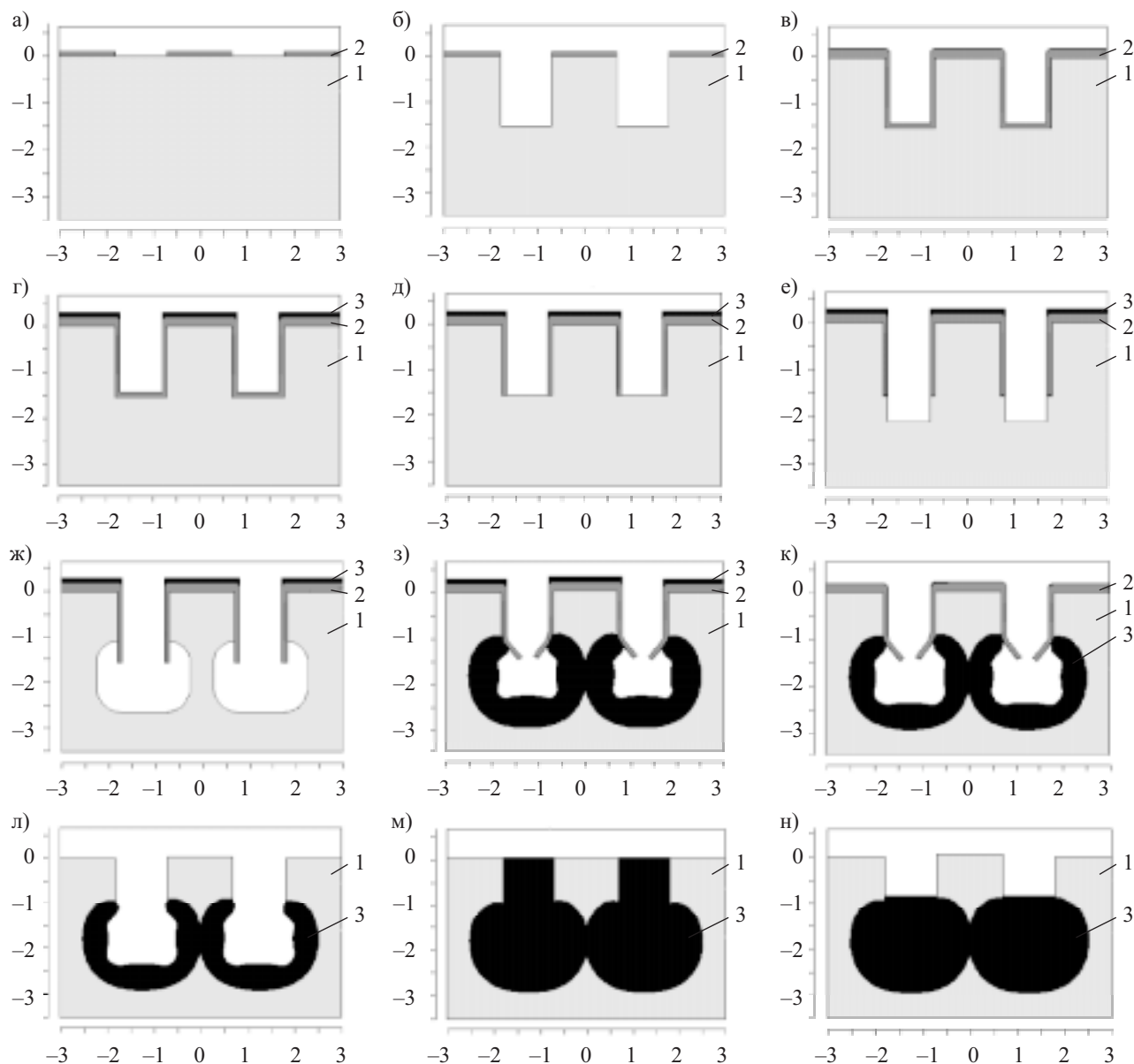


Рис. 3. Базовые технологические операции локального термического окисления кремния под поверхность пластины через горизонтальные туннели:

1 — кремниевая пластина КДБ-40 (100); 2 — слой нитрида кремния (Si_3N_4) или оксинитрида кремния (SiO_xN_y); 3 — области термически окисленного кристаллического кремния (на осях приведены размеры в мкм)

дов локального формирования КНИ-структур на пластине в местах, где должны быть размещены активные приборные элементы.

Авторами разработан метод формирования КНИ-структур на основе локального термического окисления кремния под поверхность пластины через горизонтальные туннели. На рис. 3 показаны результаты компьютерного моделирования следующей последовательности базовых технологических операций этого метода:

а) осаждение слоя Si_3N_4 на кремниевую пластину 1, на которой методом фотолитографии и плазмохимического травления формируют окна необходимой длины шириной 1 мкм;

б) анизотропное плазмохимическое травление незащищенных участков пластины на глубину 1,5 мкм;

в) осаждение слоя Si_3N_4 толщиной 0,02 мкм;

г) фотолитография и осаждение слоя оксида кремния SiO_2 толщиной 0,02 мкм на горизонтальную поверхность пластины;

д) анизотропное плазмохимическое травление Si_3N_4 на дне протравленных щелей в пластине;

е) анизотропное плазмохимическое травление кремния для увеличения глубины протравленных щелей в пластине на 0,5 мкм;

ж) изотропное травление кремния на глубину 0,5 мкм для создания объемных заглубленных полостей в пластине;

з) термическое окисление кремния на протяжении 90 мин для создания изолированных локальных областей кристаллического кремния;

и) травление SiO_2 толщиной 0,1 мкм;

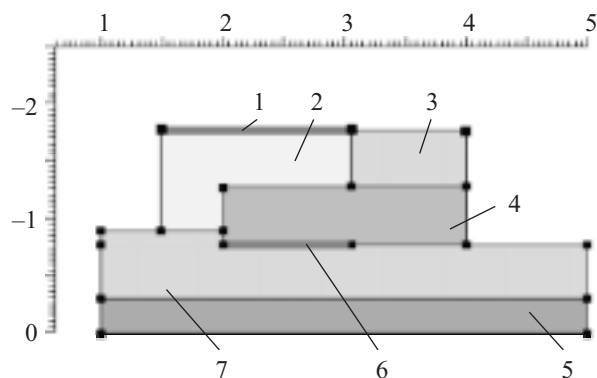


Рис. 4. Контакт на трехмерной КНИ-структуре:
1 — физический контакт (анод); 2 — металл; 3 — оксид кремния; 4 — поликремний; 5 — кремниевая подложка; 6 — физический контакт (катод); 7 — пленка SiO_2 (элементы 4, 5 и 7 образуют КНИ-структуру; на осях приведены размеры в мкм)

- л) травление всего слоя Si_3N_4 ;
- м) осаждение пиролитического SiO_2 и планаризация поверхности;
- н) травление SiO_2 толщиной 0,8 мкм.

Как показало моделирование, разработанный метод позволяет сформировать локальные микро-структуры типа “кремний-на-изоляторе”, а именно, участки кристаллического кремния-на-окисле, и создавать на этой основе микроэлектронные устройства. Это, например, МОП-приборы как со стандартными, планарными, конструкциями на поверхности КНИ-пленки, так и с объемными, сформированными на ее поверхности и стенках. Примеры такой трехмерной КНИ-структуры для контакта и МОП-транзистора изображены на рис. 4 и 5.

На рис. 5 элементами 1, 2 и 3 образован стандартный контакт между слоем металла и кремниевой шиной (сток транзистора). Элементы 1, 3 и 5 образуют трехмерный контакт между слоем металла и кремниевой шиной (исток транзистора), поперечное сечение которого изображено на рис. 4. Элементы 1, 4 и 7 образуют трехмерный контакт между слоями металла и затворного поликремния, а элементами 3, 4 и 6 образован трехмерный контакт между слоем затворного поликремния и кремниевым слоем истока КНИ МОП-транзистора.

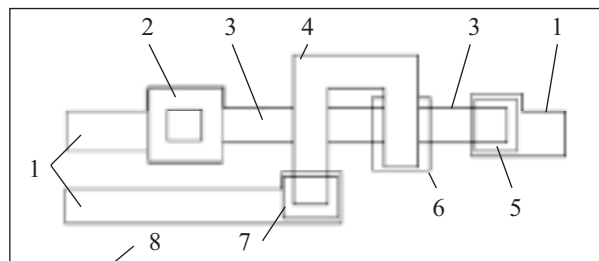


Рис. 5. Топология КНИ МОП-транзистора с разными типами контактов к его электродам:

- 1 — металлические шины; 2, 5, 7 — контактные окна в между-слойном изоляционном диэлектрике в оксиде кремния; 3 — сток-истоковые области транзистора; 4 — поликремниевый затвор транзистора; 6 — контактное окно в подзатворном диэлектрике; 8 — поверхность оксида кремния в структуре КНИ

Схема и элементы управления автоэмиссионным КНИ-микрокатодом

Базовой ячейкой матрицы автоэмиссионных микрокатодов является микрокатод, монолитно интегрированный с МОП-транзистором на локальных КНИ-структурах. Для стабильной автоэмиссии электронов необходим высокий вакуум и разница потенциалов между катодом и экстракционным электродом в пределах 60—100 В в зависимости от размера апертуры экстракционного электрода и материала покрытия микрокатада. Управлять автоэмиссионным микрокатодом может МОП-транзистор, который выдерживает высокие пробивные напряжения и обеспечивает токи стока, соизмеримые с автоэмиссионными токами. В [10] приведена модель масштабируемого высоковольтного МОП-транзистора с дрейфовой областью, сопротивление которой зависит от приложенного напряжения между стоком и истоком. По аналогии с такой моделью объемного МОП-прибора разработан высоковольтный КНИ МОП-транзистор, монолитно интегрированный с автоэмиссионным излучателем. Технология изготовления такого интегрированного прибора описана в [7], а структура и топология показана на рис. 6 и 7.

Результаты компьютерного моделирования статических характеристик высоковольтного КНИ МОП-транзистора показаны на рис. 8. (Здесь $I_{\text{ст}}$, $I_{\text{ист}}$ — значения тока стока и истока, $U_{\text{ст}}$, $U_{\text{ист}}$, $U_{\text{зат}}$ — напряжение стока, истока и затвора, соответственно.)

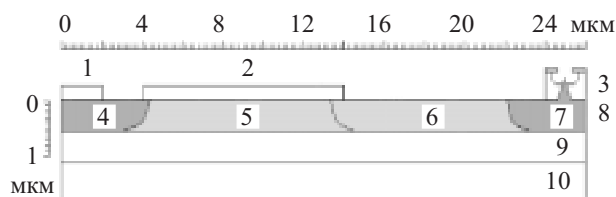


Рис. 6. Структура высоковольтного КНИ МОП-транзистора, монолитно интегрированного с автоэмиссионным излучателем:

- 1 — исток; 2 — затвор с подзатворным окислом толщиной 30 нм; 3 — излучатель; 4 — область истока (легирована $\text{P} \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$); 5 — подзатворная область (легирована $\text{B} \cdot 5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$); 6 — дрейфовая область (легирована $\text{P} \cdot 3 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$); 7 — область стока и микрокатада (легирована $\text{P} \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$); 8 — КНИ-слой; 9 — слой углубленного SiO_2 ; 10 — кремниевая пластина

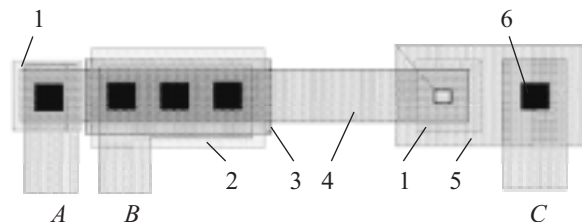


Рис. 7. Схематическая топология высоковольтного КНИ МОП-транзистора:

- 1 — области легирования n -типа проводимости; 2 — затвор из W; 3 — область легирования канала транзистора p -типа проводимости; 4 — кремниевая пленка на изоляторе; 5 — экстракционный электрод из Mo; 6 — контактные окна и междуслойные соединения; A, C — металлические шины для подачи напряжения питания; B — шина для подачи управляющих сигналов

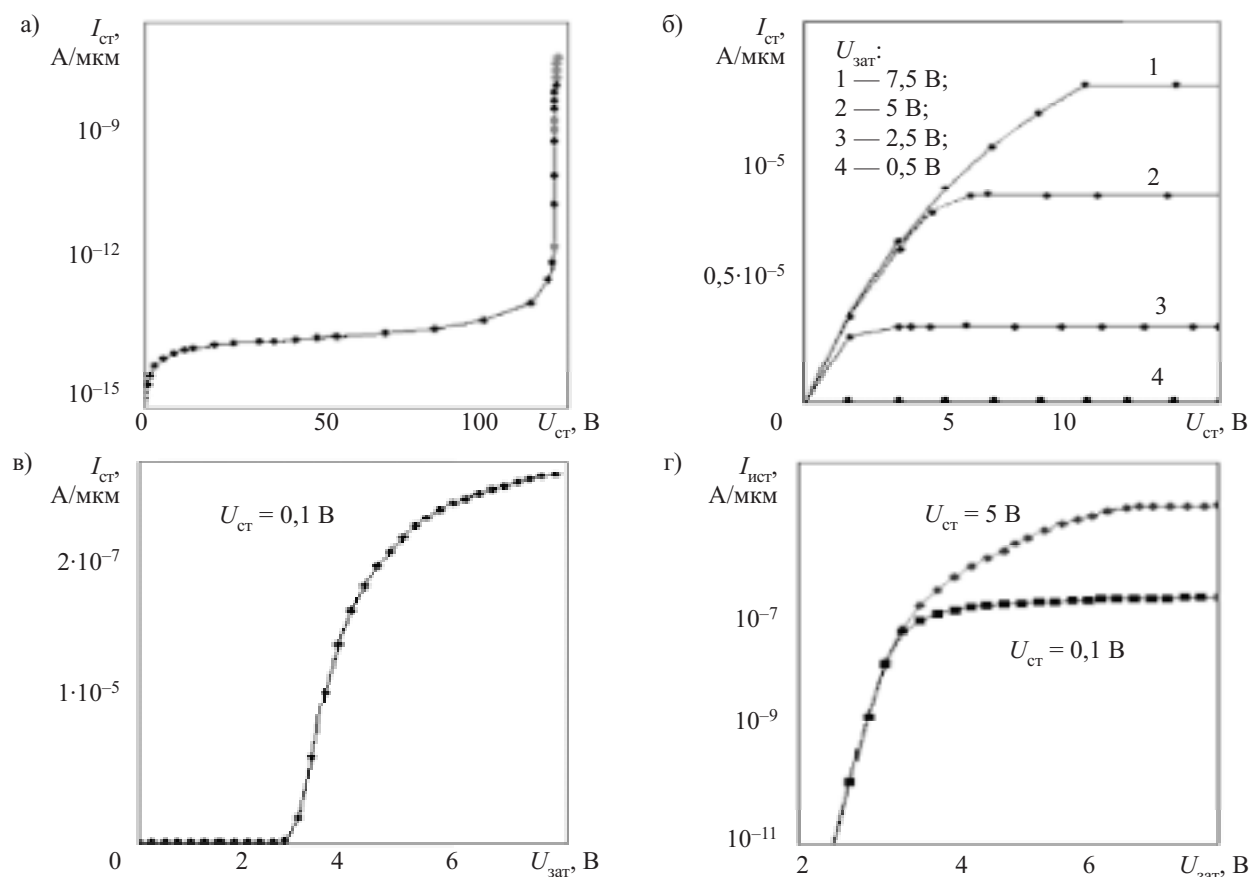


Рис. 8. Статические характеристики высоковольтного КНИ МОП-транзистора:

а — выходная, включающая режим пробоя транзистора; б — выходная, в режиме малых напряжений на стоке транзистора; в, г — входные характеристики транзистора

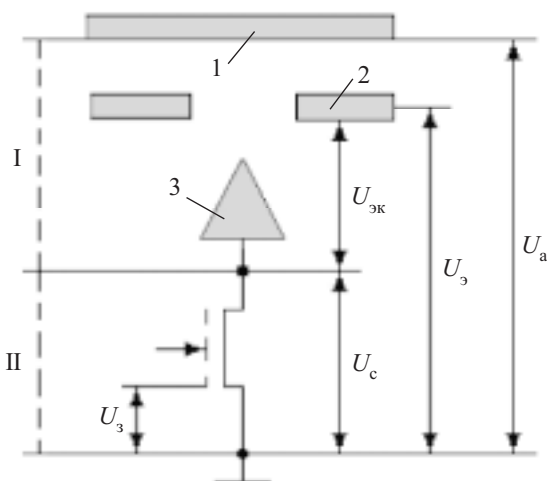


Рис. 9. Эквивалентная электрическая схема высоковольтного КНИ МОП-транзистора:

I — автоэмиссионный микрокатод; II — высоковольтный КНИ МОП-транзистор; 1 — анод; 2 — экстракционный электрод; 3 — микрокатод; 4 — КНИ МОП-транзистор

Как видно из приведенных характеристик, КНИ МОП-транзистор функционирует в диапазоне напряжений сток—исток до 110 В и при напряжениях на затворе до 2,5 В обеспечивает микроамперные токи стока, достаточные для автоэмиссии электронов с микрокатада излучателя. Изменяя длину дрейфовой

области можно обеспечить пробивные напряжения в диапазоне 20—200 В без изменения топологических размеров других элементов транзистора.

Эквивалентная электрическая схема высоковольтного КНИ МОП-транзистора, интегрированного с автоэмиссионным микрокатодом, приведена на рис. 9. Здесь показаны напряжения на участках: $U_3 = 5$ В — затвор—исток; U_c — сток—исток; $U_{эк}$ — электрод—катод; $U_3 = 90$ В — электрод—исток; $U_a = 100$ В — анод—исток.

Как видно из рисунка, затвор и сток транзистора, экстракционный электрод и анод микрокатада имеют разные потенциалы, а величина стокового напряжения определяется рабочей точкой совмещенных характеристик интегрированного устройства, как показано на рис. 10. Рабочая точка находится на пересечении эмиссионной кривой микрокатада и линейной области нагрузочной характеристики транзистора.

В результате физико-химических процессов на поверхности автоэмиссионного микрокатада происходят значительные скачки величины автоэмиссионного тока $I_{эм}$ (точки с, d). При последовательном включении КНИ МОП-транзистора и автоэмиссионного микрокатада эмиссионный ток стабилизируется за счет перемещения рабочей точки в пределах линейного участка нагрузочной характеристики транзистора (точки а, б). При этом определяющим

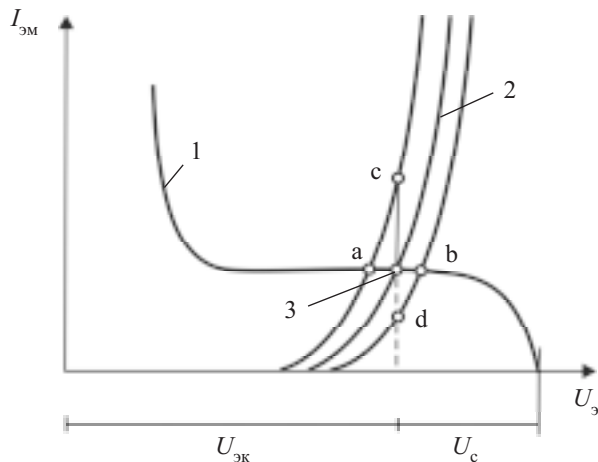


Рис. 10. Управляемый режим работы автоэмиссионного микрокатада:
1 — нагрузочная характеристика КНИ МОП-транзистора; 2 — эмиссионная кривая микрокатада; 3 — рабочая точка

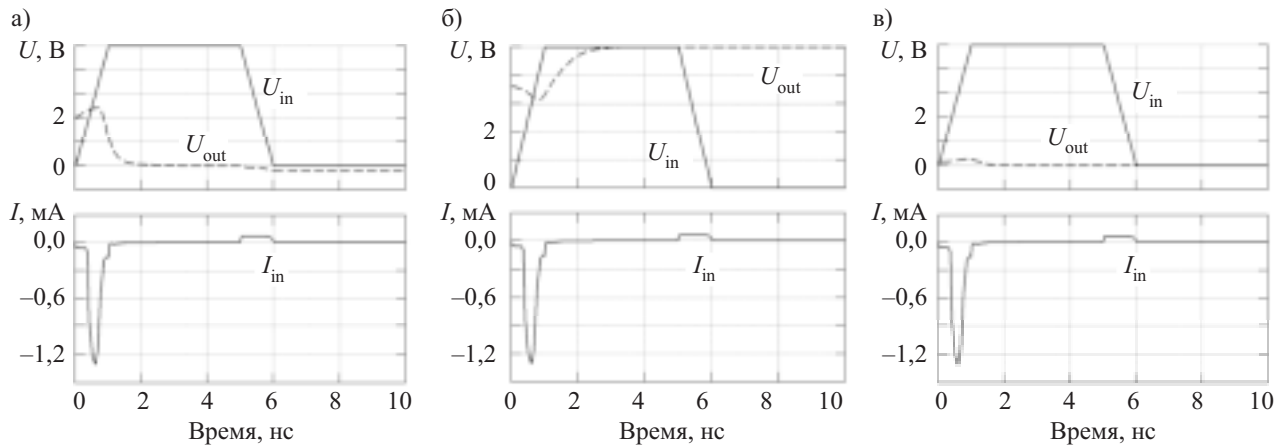


Рис. 12. Временные зависимости тока при переходном процессе (I_{in}), входного (U_{in}) и выходного (U_{out}) импульсов в различных точках системы:
а — ячейка памяти (точка 1); б — формирователь (точка 2); в — формирователь (точка 3)

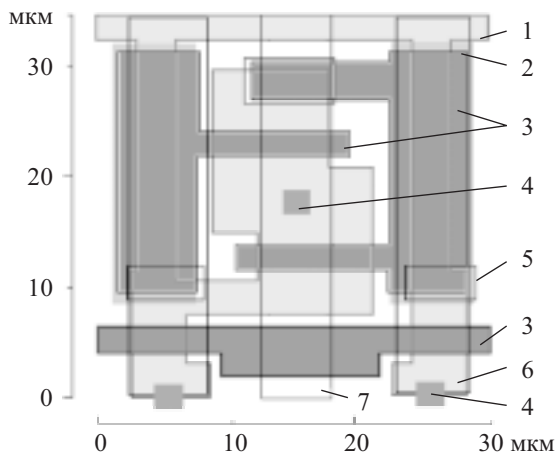


Рис. 13. Топология ячейки памяти, изготовленной по стандартной n -канальной МОП-технологии:
1 — область кремния n^+ -типа; 2 — область легирования каналов n -типа нагрузочных транзисторов; 3 — поликремниевые затворы управляющих транзисторов; 4 — контакты к сток-источковым областям; 5 — спрятанные контакты поликремния к диффузионным областям; 6 — шина записи/считывания информации; 7 — общая шина (площадь ячейки составляет 1050 мкм^2)

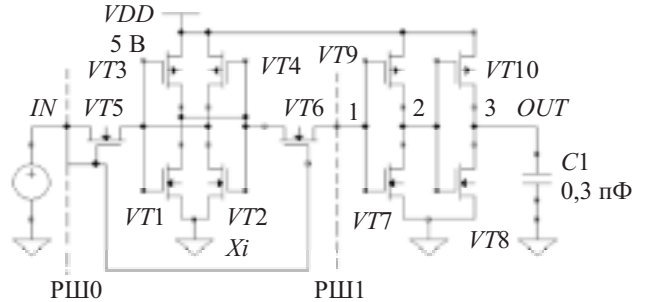


Рис. 11. Схема тестирования однобитовой ячейки памяти с формирователем сигналов:
VT1—VT6 — транзисторы RS-триггера; VT1, VT2 — ключевые МОП-транзисторы n -типа проводимости; VT3, VT4 — нагрузочные МОП-транзисторы p -типа проводимости; VT5, VT6 — управляющие n -канальные МОП-транзисторы для записи/считывания информации с ячейки; Xi — адресная шина; RШ0, RШ1 — разрядные шины; VT7—VT8 — n -канальные МОП-транзисторы формирователя; VT9—VT10 — p -канальные МОП-транзисторы формирователя; VDD — напряжение питания

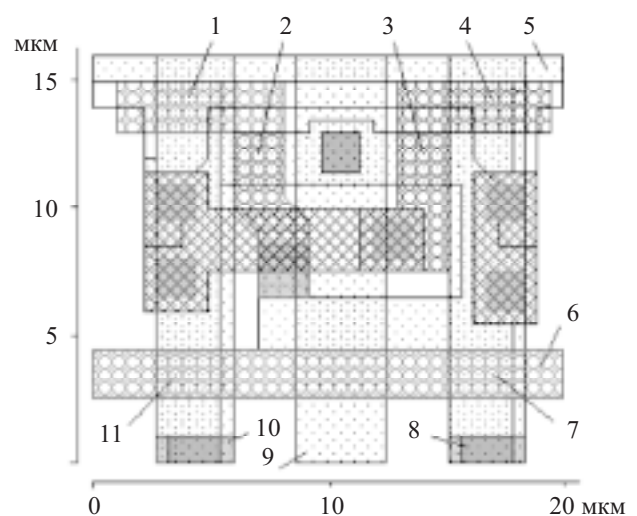


Рис. 14. Топология ячейки памяти, изготовленной с использованием трехмерных КНИ-структур:
1 — VT3; 2 — VT1; 3 — VT2; 4 — VT4; 5 — U_{cc} ; 6 — Xi; 7 — VT6; 8 — RШ1; 9 — GND; 10 — RШ0; 11 — VT5 (площадь ячейки составляет 320 мкм^2)

для величины автоэмиссионного тока становится стоковый ток КНИ МОП-транзистора, а следовательно, изменяя величину последнего можно управлять режимом работы автоэмиссионного микроканала.

Информация о необходимости включения или выключения микроканала с помощью высоковольтного КНИ МОП-транзистора хранится в однобитовой статической ячейке памяти с классической структурой RS-триггера. Ячейки памяти работают при низких напряжениях и располагаются на кристалле отдельно от высоковольтных схем. Выходной сигнал ячейки памяти имеет небольшую мощность, поэтому для управления удаленным высоковольтным КНИ МОП-транзистором нужен дополнительный формирователь сигналов. Схема тестирования ячейки памяти с двухкаскадным формирователем сигналов изображена на рис. 11.

Для исследования схемы на вход IN подавались импульсные сигналы амплитудой 5 В и длительностью 6 нс. Временные зависимости тока во время переходного процесса, а также входного и выходного импульсов, ячейки памяти (точка 1 на схеме) и формирователя (точки 2, 3) показаны на рис. 12.

Как видно из рис. 12, а, сигнал на выходе ячейки не сформирован и поэтому не может управлять высоковольтным КНИ МОП-транзистором. После прохождения первого каскада формирователя сигнал инвертируется, а его форма существенно улучшается. Следующий каскад еще раз инвертирует сигнал и повторяет его уровень на выходе из ячейки памяти. Размеры транзисторов формирователя выбраны из условия обеспечения его работоспособности.

При необходимости размещения на пластине большого количества микроканалов с ячейками памяти критическими становятся размеры последних. Разработанная ячейка памяти на трехмерной КНИ-структуре и экспертная оптимизация ее топологии позволила уменьшить занимаемую площадь в 3,2 раза, по сравнению с площадью ячейки, изготовленной по стандартной n -канальной МОП-технологии, при одинаковых конструкторско-технологических ограничениях. Топология ячеек памяти, изготовленных по стандартной n -канальной МОП-технологии и с использованием трехмерных КНИ-структур, показана на рис. 13 и 14.

Заключение

Проведенные исследования позволили разработать метод локального формирования трехмерных

КНИ-структур, который можно использовать для создания как планарных, так и трехмерных приборных элементов и контактов. На таких КНИ-структурах разработан управляющий высоковольтный МОП-транзистор и ячейка памяти с формирователем сигналов для хранения топологической информации. Экспертная оптимизация топологии ячейки памяти позволила значительно уменьшить ее площадь по сравнению с площадью ячейки, изготовленной по стандартной n -канальной МОП-технологии.

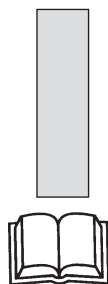
ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Baylor L. R., Lowndes D. H., Thomas C. E. et al. Digital electrostatic electron-beam array lithography // J. Vacuum Science & Technology B (Microelectronics and Nanometer Structures).— 2002.— Vol. 20.— P. 2646—2650.
2. Dai V., Zakhov A. Lossless layout compression for maskless lithography systems // Emerging Lithographic Technologies IV, Proc. of the SPIE.— San Jose, California.— 2000.— Vol. 3997.— P. 467—477.
3. Cadence design systems, Inc. / Calma. GDSII Stream Format Manual, Feb. 1987, Release 6.0, Documentation N. B97E060.
4. Dai V., Zakhov A. Lossless compression techniques for maskless lithography data // Emerging Lithographic Technologies VI, Proc. of the SPIE.— 2002.— Vol. 4688.— P. 583—594.
5. Nikolić B., Wild B., Dai V. et al. Layout decompression chip for maskless lithography // Emerging Lithographic Technologies VIII, Proc. of the SPIE.— San Jose, California.— 2004.— Vol. 5374, N. 1.— P. 1092—1099.
6. Druzhynin A., Kogut I. Digital CMOS ARRAY based on SOI structures // Electron Technology (Warszawa).— 1999.— Vol. 32, N 1/2.— P. 142—145.
7. Голота В. І., Когут І. Т. Керований автоемісійний кремнієвий катод субмікронних розмірів на основі структур кремнію на ізоляторі // Фізика і хімія твердого тіла.— 2007.— Т. 8, № 4.— С. 856—860.
8. Дружинин А. А., Голота В. И., Когут И. Т. Технология изготовления автоэмиссионных кремниевых катодов субмикронных размеров // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2007.— № 5.— С. 50—53.
9. Пат. 24157 України. Спосіб експонування топографічних зображень із використанням рядів матриць із автоелектронними випромінювачами різних розмірів / Когут І. Т., Голота В. І.— 2007.— Бюл. № 9.
10. Chauhan Y. S., Anghel C. et al. A highly scalable high voltage MOSFET model // J. Solid-State Electronics.— 2006.— Vol. 50.— P. 1801—1813.

НОВЫЕ КНИГИ

Катцен Сид. PIC-микроконтроллеры. Все, что вам необходимо знать.— М.: Додэка-XXI, 2008.— 656 с.

Книга представляет собой исчерпывающее руководство по микроконтроллерам семейства PIC компании Microchip, которые являются промышленным стандартом в области встраиваемых цифровых устройств. В книге подробно описывается архитектура и система команд 8-битных микроконтроллеров PIC, на конкретных примерах изучается работа их периферийных модулей.



А. Н. РУДЯКОВА, к. т. н. А. Ю. ЛИПИНСКИЙ,
д. т. н. В. В. ДАНИЛОВ

Украина, Донецкий национальный университет
E-mail: krf@dongu.donetsk.ua

Дата поступления в редакцию
10.04 2008 г.

Оппонент к. т. н. Т. И. ВОРОНЯК
(Физико-механический институт, г. Львов)

МАКЕТ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО ИНТЕГРИРОВАНИЯ В АКУСТООПТИЧЕСКОЙ СРЕДЕ

Разработана функциональная модель взаимодействия акустической и оптической импульсных последовательностей сигналов в апертуре акустооптического модулятора. Экспериментальные данные подтверждают результаты моделирования и позволяют сделать вывод о корректности и адекватности модели.

В многочисленных публикациях, касающихся разработки и построения новых оптоэлектронных аппаратных средств (АС) обработки сигналов, рассмотрена концепция пространственно-временной дуальности [1]. Она выражается в том, что можно провести параллель между пространственной системой обработки сигналов (процессы параксиальной дифракции луча, проходящего в пространстве), которая увеличивает или уменьшает изображение, и временной системой (процессы дисперсии узкополосных импульсов в диэлектрической среде), которая растягивает или сжимает импульс. Эти процессы описываются подобными уравнениями [2—7]. Используя такой теоретический подход, можно отметить пространственно-временную дуальность, присущую акустооптическим устройствам обработки сигналов в целом.

Хорошо известны и находят широкое применение акустооптические АС, работающие и как пространственная система обработки изображений [8], и как временная система обработки сигналов, которая может растянуть или сжать импульс [9, 10]. В работе [11] рассмотрено нелинейное преобразование пространственно-временного сигнала (акустического волнового пакета) в апертуре акустооптического модулятора (АОМ) и показано, что акустооптическую ячейку можно отнести к гомоморфным системам с входной операцией сложения и выходной операцией умножения. Более того, акустооптические процессоры корреляционного типа могут быть построены как акустооптический коррелятор с пространственным или временным интегрированием (АОКПИ и АОКВИ, соответственно) [12]. В первом случае корреляционный интеграл формируется за счет интегрирования пространственно-временных распределений по пространственной координате, которая совпадает с направлением распространения звука в акустооптической среде. Во втором случае интегрирование осуще-

ствляется за счет накопления заряда фотоприемником, т. е. сигнал интегрируется в направлении распространения световой волны. Трудности, возникающие при решении задачи создания акустооптического устройства обработки сигналов, в котором выполняется пространственно-временное интегрирование, могут быть преодолены путем создания математической модели акустооптической ячейки в виде совокупности отдельных элементов (АОКПИ и АОКВИ) с соответствующими связями между ними [13, 14].

Целью настоящей работы является экспериментальное подтверждение достоверности математической модели АОМ, работающего в режиме пространственно-временного интегрирования, предложенной авторами в [13]:

$$i_d(t) \sim \begin{cases} \frac{V}{4} u_{\text{вх}}^2(t) \int_0^t s_a^2(\tau) d\tau & \text{для } t < W/V, \\ \frac{V}{4} u_{\text{вх}}^2(t) \int_{t-W/V}^t s_a^2(\tau) d\tau & \text{для } t \geq W/V, \end{cases}$$

где $i_d(t)$ — выходной сигнал фотодетектора;
 $u_{\text{вх}}(t)$ — амплитуда падающего светового пучка;
 $s_a(\tau)$ — амплитуда акустического сигнала, заполняющего область акустооптического взаимодействия длины W ;
 V — скорость звука в среде.

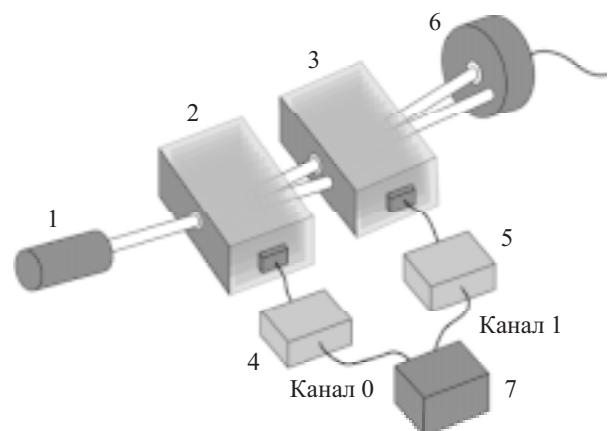


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки: 1 — источник света; 2, 3 — АОМ-1, -2; 4, 5 — драйверы АОМ; 6 — фотоприемное устройство; 7 — генератор импульсного сигнала для драйверов АОМ

Структурная схема экспериментальной установки для исследования пространственно-временного интегрирования в акустооптической среде изображена на **рис. 1**.

Источник света, АОМ-1, АОМ-2 и фотоприемное устройство установлены на оптической скамье. Генератор электрического импульсного сигнала и дополнительное оборудование размещены на лабораторной стойке. В качестве источников питания драйверов АОМ и фотоприемного устройства используются аккумуляторы типа APC RBC17 с электронными стабилизаторами выходного напряжения.

В основу эксперимента положено следующее. Формирование выходного оптического сигнала АОМ зависит от процесса заполнения акустическим импульсом области акустооптического взаимодействия в случае дискретного распределения мощности звукового сигнала в акустооптической среде. Если же входной сигнал будет иметь вид оптической импульсной последовательности (форма импульсов прямоугольная), то при соответствующем фазовом сдвиге между оптическими и акустическими импульсами, поступающими на оптический и акустический вход АОМ, можно получить выходной оптический импульс с пологими фронтами и спадами, возникающими в результате пространственно-временного интегрирования в акустооптической среде. Источник света вместе с АОМ-1 формируют оптическую импульсную последовательность, поступающую на оптический вход АОМ-2. В области акустооптического взаимодействия АОМ-2 выполняется пространственно-временное интегрирование, результат которого регистрируется фотоприемным устройством. Фазовый сдвиг акустического сигнала относительно оптического задается генератором импульсного электрического сигнала.

Рассмотрим формирователь оптической импульсной последовательности. В качестве источника света используется гелий-неоновый лазер Melles Griot 05-LHR-911 с рабочей длиной волны 632,8 нм и мощностью излучения 5 мВт. Оптическая импульсная последовательность формируется модулятором Isomet 1205C-1, технические характеристики которого приведены в **таблице**.

Генератор электрического импульсного сигнала состоит из двух узлов: 4-канального цифрового синтезатора гармонического сигнала и формирователя импульсного сигнала (ТТЛ-уровня) на основе быстродействующих компараторов.

Технические характеристики АОМ Isomet 1205C-1

Диапазон длин волн, мкм	0,442—1,5
Среда взаимодействия	Молибдат свинца
Акустическая скорость, мм/мкс	3,63
Апертура, мм	1
Центральная частота радиосигнала, МГц	80
Полоса перестройки радиосигнала, МГц	30
Входной импеданс, Ом	50

В качестве генератора гармонического сигнала использован многоканальный цифровой синтезатор частот DDS AD9959 производства фирмы Analog Devices, содержащий 4 независимо программируемых канала. На **рис. 2** приведена структурная схема отладочного модуля AD9959 Evaluation Board.

Для каждого из четырех каналов DDS AD9959 обеспечена 14-разрядная настройка сдвига фаз, 32-разрядное разрешение по частоте и 10-разрядная регулировка амплитуды. Также предусмотрена возможность модуляции и развертки сигнала по частоте, при этом обеспечивается подавление сигналов соседних каналов не менее –60 дБ.

В синтезаторе AD9959 независимые каналы синхронизированы с помощью общего задающего генератора, что помогает избежать сложностей, связанных с синхронизацией нескольких синтезаторов частот. Программируемый контроль каналов позволяет корректировать фазовый сдвиг, который возникает во внешних аналоговых цепях, таких как цепи фильтрации, усиления, а также компенсировать задержки, вносимые проводниками печатной платы. Синтезатор отличается низким энергопотреблением — менее 165 мВт на канал.

Компаратор AD8564, включенный по схеме, изображенной на **рис. 3**, сравнивает амплитуды гармонических сигналов каналов 0 и 1 цифрового синтезатора AD9959 с сигналами от перестраиваемых источников опорного напряжения ИОН0 или ИОН1, соответственно.

В зависимости от значения выходного постоянного напряжения ИОН0 или ИОН1 изменяется фазовый угол сигналов для каналов 0 и 1, при котором происходит переключение компараторов. Таким образом можно формировать прямоугольные импульсы необходимой длительности и скважности. Фазовый сдвиг между сформированными импульсными последовательностями задается в одном из каналов цифрового синтезатора AD9959.

В состав фотоприемного устройства входят быстродействующий кремниевый $p-i-n$ -фотодиод Hamamatsu S5573 и малошумящий усилитель фототока на операционном усилителе AD8055.

Трансимпедансный усилитель фототока обеспечивает высокое входное сопротивление и малый уровень собственных шумов [15] и осуществляет преобразование малых токов (нА) в напряжения с такой амплитудой, которая может быть зарегистрирована лабораторным оборудованием (10—100 мВ). Отношение выходного напряжения к фототоку равно 1003 Ом.

Лазерный пучок диаметром, равным апертуре модулятора (1 мм), направляется на АОМ под углом Брэгга, электрический сигнал на выходе фотоприемного устройства, соответствующий интенсивности первого порядка дифракции АОМ, регистрировался осциллографом Tektronix TDS 220.

Верхняя осциллограмма на **рис. 4** соответствует сигналу, поступающему на вход драйвера АОМ с выхода генератора электрического импульсного сигнала. Как видно, частота следования импульсов — 1 МГц, амплитуда — 2,88 В. На нижней осциллограмме — сигнал с фотоприемника, соответствующий

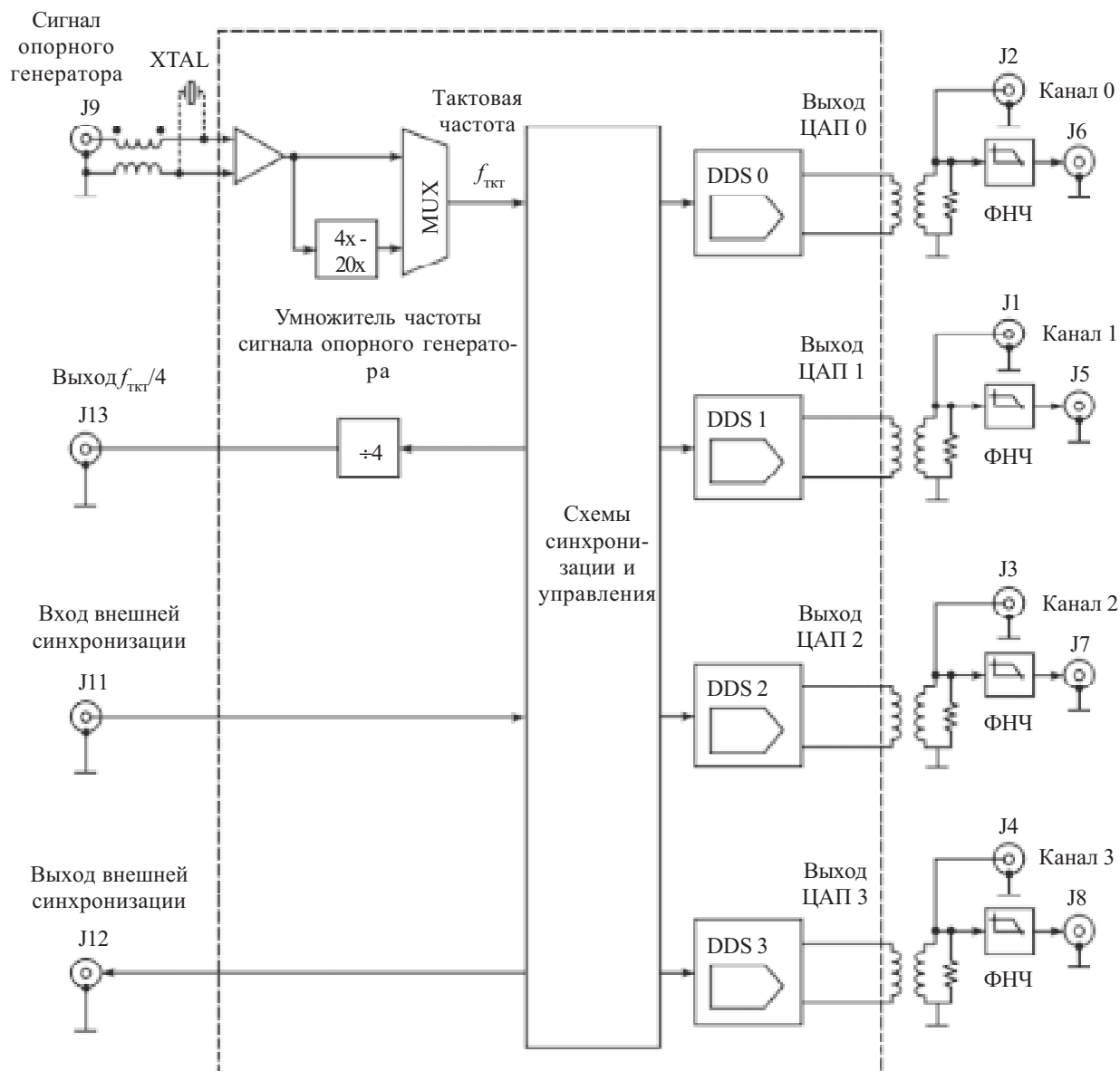


Рис. 2. Структурная схема отладочного модуля DDS AD9959

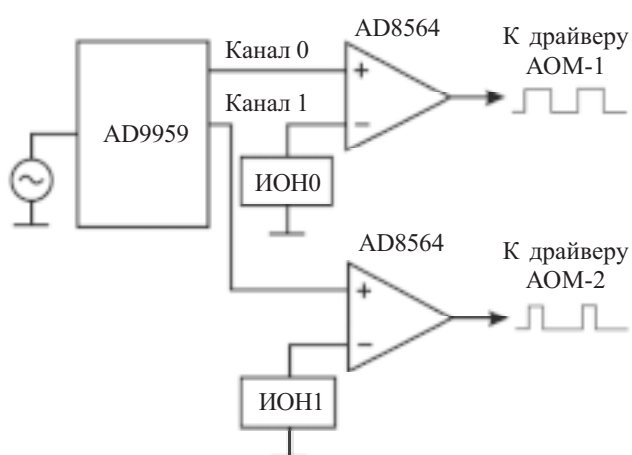


Рис. 3. Структурная схема формирования импульсов с переменной скважностью и длительностью

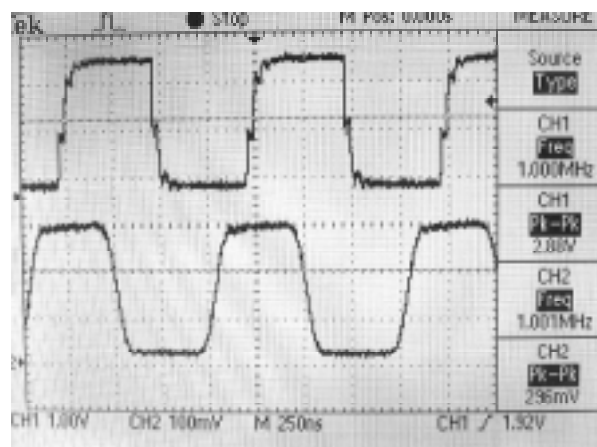


Рис. 4. Осциллограммы сигнала, поступающего на вход драйвера АОМ-1 (верхняя), и сигнала с выхода фотоприемника (нижняя)

первому порядку дифракции. Частота следования оптических импульсов — 1 МГц, амплитуда на выходе усилителя фототока — 296 мВ, что соответствует величине фототока около 295 мкА.

Моделирование процесса пространственно-временного интегрирования оптоэлектронными акустооптическими устройствами

Схема функциональной модели экспериментальной установки для исследования пространственно-временного интегрирования в акустооптической среде с дискретным представлением акустического и светового сигналов, разработанная с использованием пакета Simulink 6.1, показана на рис. 5. Здесь модель АОМ аналогична модели, используемой в акустооптическом цифро-аналоговом преобразователе [13], ее апертюра и скорость звуковой волны соответствуют техническим характеристикам используемого модулятора (см. таблицу).

Структура модели компаратора AD8564 (рис. 6) содержит инерционное звено, отражающее динамические характеристики реального компаратора.

На входы 1 и 2 подается постоянный сигнал, моделирующий сигнал от источника опорного напряжения, а также синусоидальный сигнал, моделирующий сигнал с выхода цифрового синтезатора частот AD9959. Результат моделирования сигнала на выходе компаратора 1, который затем подается на вход АОМ-1, представлен на рис. 7.



Рис. 6. Модель компаратора

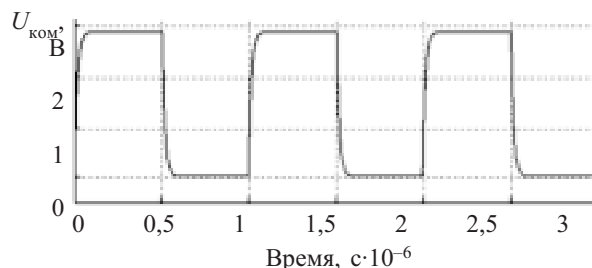


Рис. 7. Сигнал на выходе модели компаратора

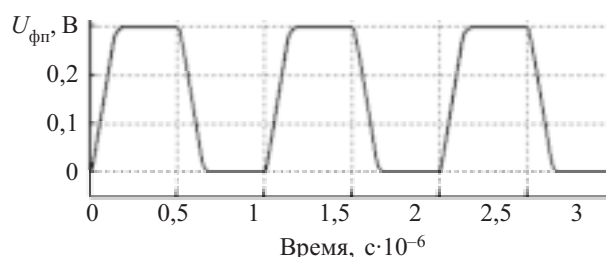


Рис. 8. Напряжение на выходе модели фотоприемника АОМ-1

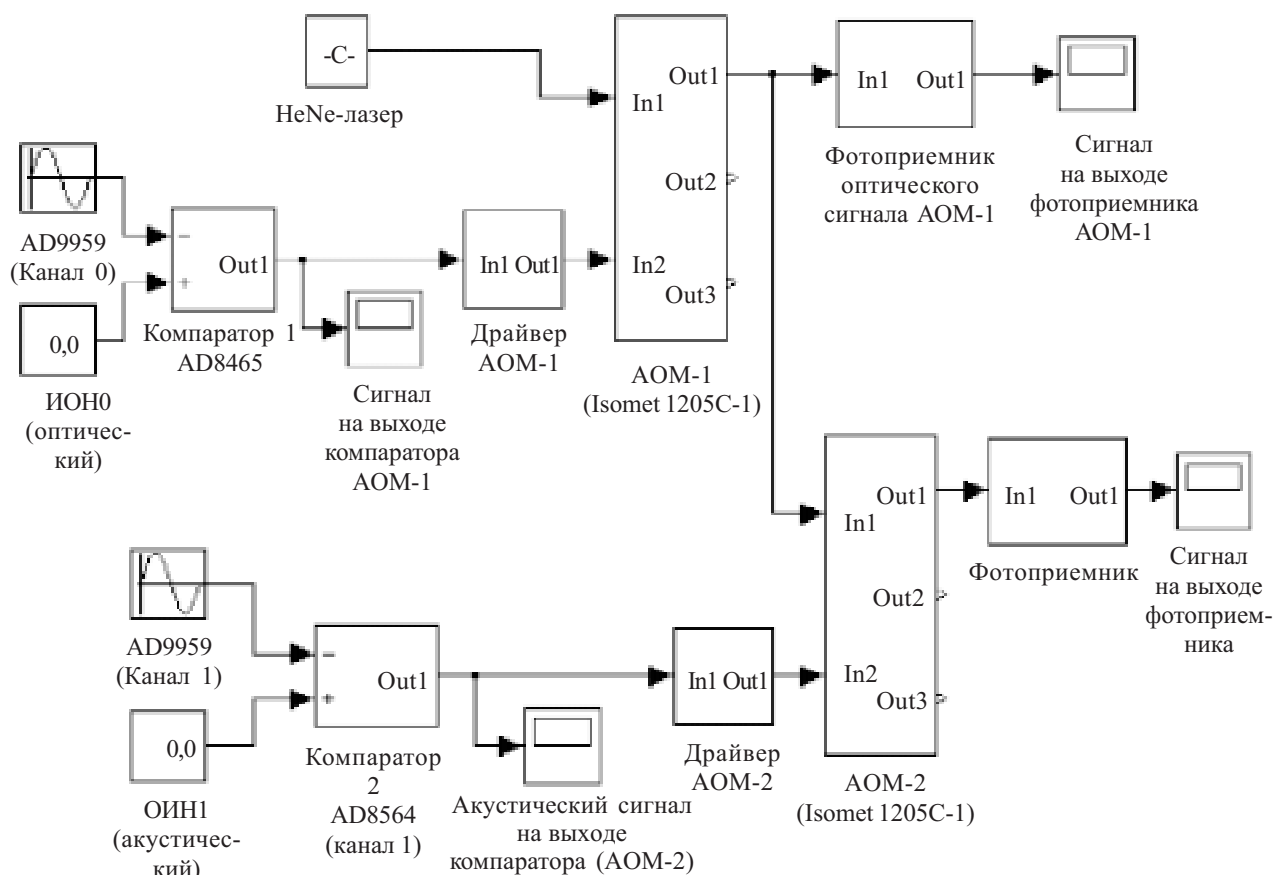


Рис. 5. Схема функциональной модели экспериментальной установки

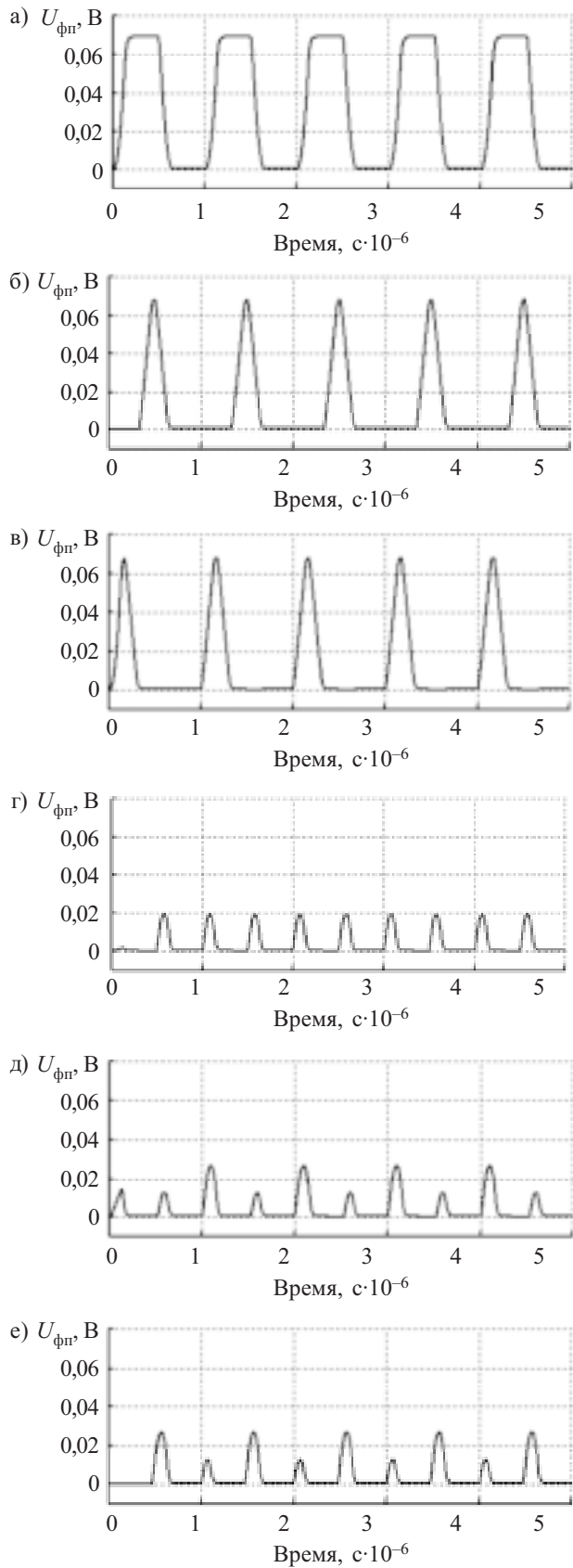


Рис. 9. Сигнал на выходе фотоприемника при различных фазовых сдвигах между каналами 0 и 1 генератора гармонических колебаний:
а — 0°; б — 240°; в — 120°; г — 180°; д — 170°; е — 190°

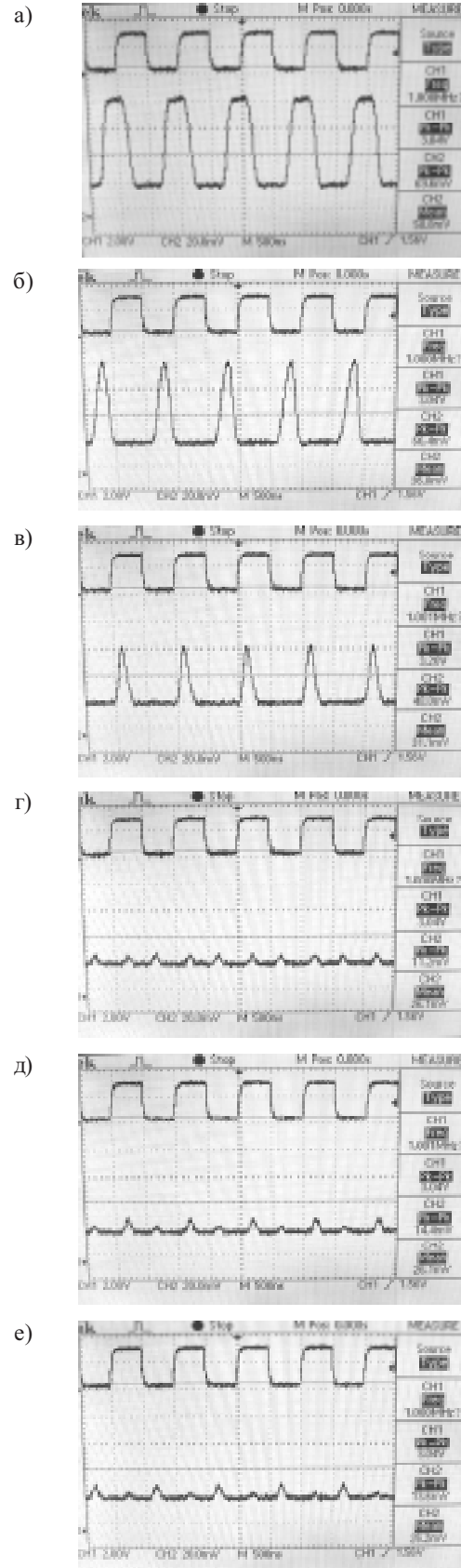


Рис. 10. Осциллограммы сигнала на выходе фотоприемника при различных фазовых сдвигах между каналами 0 и 1 генератора AD9959:
а — 0°; б — 240°; в — 120°; г — 180°; д — 170°; е — 190°

На выходе АОМ-1 получаем оптический сигнал первого дифракционного порядка (**рис. 8**), соответствующий оптическому сигналу Isomet 1205C-1.

Приведенные на **рис. 7** и **8** сигналы согласуются с осциллограммой, полученной в результате эксперимента (**рис. 4**).

С выхода АОМ-1 сигнал (**рис. 8**) подается на оптический вход АОМ-2. Результаты моделирования сигнала на выходе фотоприемного устройства для различных значений фазового сдвига между каналами 0 и 1 приведены на **рис. 9**.

В результате экспериментальных исследований получены осциллограммы электрического сигнала на выходе фотоприемника при различных фазовых сдвигах между каналами 0 и 1 генератора гармонических колебаний AD9959 (**рис. 10**).

Таким образом, в работе представлен разработанный авторами макет экспериментальной установки для исследования пространственно-временного интегрирования в акустооптической среде.

Проведено экспериментальное исследование взаимодействия пространственно-временного сигнала (акустического импульса) с оптической импульсной последовательностью в апертуре акустооптического модулятора.

Результаты исследования (осциллограммы **рис. 10**) соответствуют временным зависимостям выходного сигнала фотоприемника, полученным в ходе функционального моделирования (**рис. 9**), что подтверждает верность выбранной математической модели пространственно-временного интегрирования в акустооптической среде.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Van Howe J., Xu C. Ultrafast optical signal processing based upon space-time dualities // *Journal of Lightwave Technology*.— 2006.— Vol. 24, N 7.— P. 2649—2662.
2. Mouradian L. K., Louradour F., Messenger V. et al. Spectrotemporal imaging of femtosecond events // *IEEE J. Quantum Electron.*— 2000.— Vol. 36, N 7.— P. 795—801.

3. Nakazawa M., Hirooka T. Distortion-free optical transmission using time-domain optical Fourier transformation and transform-limited optical pulses // *J. Opt. Soc. Amer. B, Opt. Phys.*— 2005.— Vol. 22, N 9.— P. 1842—1855.

4. Hakimi H., Hakimi F., Hall K. L., Rauschenbach K. A., A new wideband pulse-restoration technique for digital fiber-optic communication systems using temporal gratings // *IEEE Photon. Technol. Lett.*— 1999.— Vol. 11, N 8.— P. 1048—1050.

5. Azana J., Muriel M. A. Real-time optical spectrum analysis based on the time-space duality in chirped fiber gratings // *IEEE J. Quantum Electron.*— 2000.— Vol. 36, N 5.— P. 517—526.

6. Hall K. L., Moriarty D. T., Hakimi H. et al. An ultrafast variable optical delay technique // *IEEE Photon. Technol. Lett.*— 2000.— Vol. 12, N 2.— P. 208—210.

7. Akhmanov S. A., Vysloukh V. A., Chirkin A. S. Optics of femtosecond laser pulses // AIP.— New York.— 1992.— P. 14—17.

8. Turpin T. M. Spectrum analysis using optical processing // *IEEE Proceedings*.— 1981.— Vol. 69, N 1.— P. 79—92. (см. также ТИИЭР.— 1981.— Т. 69, № 1.— С. 93—108).

9. Rhodes W. T. Acousto-Optic Signal Processing: Convolution and Correlation // *Proc. IEEE*.— 1981.— Vol. 69, N 1.— P. 65—79. (см. также ТИИЭР.— Т. 69, № 1.— С. 74—91).

10. Pat. 6091522 USA. Acousto-optic channelizer-based ultra-wideband signal processor / P. F. Snawerdt III, M. D. Koontz, R. K. Morse, N. C. Hollingsworth.— 2000.

11. Кулаков С. В., Москалец О. Д., Разживин Б. П. Акустический модулятор света как элемент оптической системы обработки сигналов // В кн.: Акустооптические методы обработки информации.— Л.: Наука, 1978.— С. 73—78.

12. Баруздин С. А., Егоров Ю. В., Калиникос Б. А. и др. Функциональные устройства обработки сигналов.— М.: Радио и связь, 1997.

13. Рудякова А. Н., Липинский А. Ю., Данилов В. В. Оптоэлектронный акустооптический цифро-аналоговый преобразователь // Реєстрація, зберігання і обробка даних.— 2007.— Т. 9, № 4.— С. 119—131.

14. Пат. 29963 України. Акустооптичний цифро-аналоговий перетворювач. Рудякова Г. М., Липинський О. Ю., Данилов В. В.— 2008.

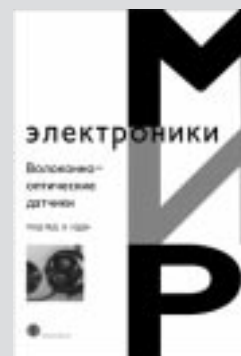
15. P. C. D. Hobbs. Building Electro-Optical Systems: Making It All Work. Wiley, New York, 2000.— P. 625—651.

НОВЫЕ КНИГИ

Волоконно-оптические датчики / Под ред. Э. Удда.— М.: Техносфера, 2008, 520 стр.

Книга, написанная всемирно признанными специалистами, представляет собой вводный курс в быстро развивающуюся и охватывающую новые сферы приложений область волоконно-оптических датчиков. В каждом из трех разделов — Основные компоненты, Технология и Приложения — приводятся отдельные примеры основных достижений в этой области. Вместе они предоставляют инженерам, научным работникам, студентам старших курсов и аспирантам возможность составить цельное впечатление о волоконно-оптических датчиках.

Книга может использоваться в качестве пособия при чтении учебных курсов, а также на промышленных семинарах по волоконно-оптическим датчикам.



К. т. н. В. И. БОСЫЙ, В. П. КОХАН, Н. М. РАХМАНОВ

Украина, г. Киев, НПП «Сатурн»
E-mail: chmil@jssaturn.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
23.04 2008 г.

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

ИСПАРИТЕЛЬ ДЛЯ ТЕРМИЧЕСКОГО НАПЫЛЕНИЯ МАТЕРИАЛОВ В ВАКУУМЕ

Разработан испаритель оригинальной конструкции, предназначенный для термического распыления материалов в технологических процессах изготовления СВЧ-транзисторов, диодов и монолитных схем.

В настоящее время в электронной промышленности широко применяются термические способы распыления материалов, испарение которых происходит при температуре около 2000°С. Предпочтение отдается резистивному нагреву.

Серийные вакуумно-напылительные установки (типа УВР-71 ПЗ, УРМЗ.279.011 и др.) оснащены устройствами резистивного испарения. Испарители для конкретных задач применяются в технологических процессах как технологическая оснастка.

Предлагается разработанный и внедренный в производство оригинальный и простой по конструкции испаритель, который успешно эксплуатируется в технологическом процессе изготовления арсенид-галлиевых транзисторов, диодов и монолитных схем.

Конструкция испарителя представлена на рисунке.

Как видно, испаритель состоит из ленточного нагревателя, на который через токовводы подается напряжение, тигля, как емкости для испаряемого материала, и фиксирующего кольца.

Оригинальным решением в конструкции испарителя является прессовая посадка тигля на ленточный нагреватель и фиксирующего кольца на тигель, что обеспечивает плотный электрический и тепловой контакт всех его элементов.

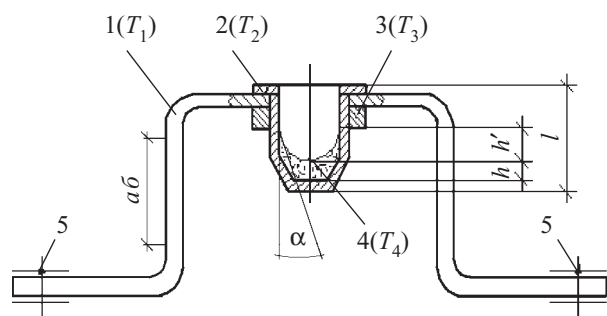


Рис. 1. Конструкция испарителя и температура его элементов:

1 — ленточный нагреватель; 2 — тигель; 3 — кольцо фиксирующее; 4 — навеска испаряемого материала; 5 — медные токовводы

Распределение температуры в испарителе при заданном токе определяется соотношением масс тигля (с находящейся в нем навеской материала) и фиксирующего кольца.

Нашей задачей было реализовать следующее распределение температуры:

$$T_1 > T_2 > T_3 > T_4,$$

$$T_4 = T_{\text{исп. материала}}.$$

Задача решалась экспериментально. Температура на элементах испарителя определялась оптическим пирометром.

В испарителе с таким температурным режимом испарений материал не будет конденсироваться в зоне буртика тигля, т. к. $T_2 > T_4$.

Такое распределение температуры поддерживаетсЯ автоматически — при испарении материала уменьшается температура расплава, а ленточный нагреватель сообщает тепловую энергию в область «фиксирующее кольцо — буртик тигля» и компенсирует уменьшение температуры расплава. При этом расплав материала не расплескивается («запирается») в нижней части тигля. Особенно благоприятен эффект «запирания» расплава при распылении сплавов, а в случае эвтектических сплавов испарение происходит без нарушения стехиометрии.

Особенности конструкции испарителя

Нагреватель 1 — лента из тугоплавкого металла (W, Ta, Nb, Mo) — разогревается проходящим через него током.

Участок ленты ab с максимальной температурой T_1 является источником тепла для всех элементов испарителя.

В нижней части тигля температура T_4 равна температуре испарения помещенного в него материала.

Длина ленты определяется требованием создать необходимый перепад от температуры токовых выводов до максимальной температуры на участке ab.

Тигель 2 — емкость с буртиком, на дно которой помещают испаряемый материал — должен быть тонкостенным для того, чтобы создать градиент температуры между дном тигля (расплавом) и буртиком. Малая масса тигля дополнительно обеспечивает малую тепловую инерционность испарителя. Скорость испарения легко регулировать напряжением питания ленточного нагревателя. С другой стороны, стенки должны надежно удерживать расплав.

Глубина тигля l определяется из условия:

$$l > h + h',$$

где h — высота расплава, определяется количеством загруженного материала;

h' — высота поднятия расплава силами поверхностного натяжения.

Величина h' известна из [1]:

$$h' = a\sqrt{1 - \sin \alpha},$$

где a — капиллярная постоянная расплава испаряемого вещества;
 α — краевой угол.

На рисунке показан случай, когда расплав смачивает материал тигля.

Кольцо 3 фиксирует тигель на ленточном нагревателе, что обеспечивает их электрический и тепловой контакт, формируя тем самым заданное распределение температуры.

Для примера рассмотрим технологические особенности изготовления испарителя для напыления золота. Нагреватель представляет собой молибденовую ленту шириной 20 мм, толщиной 0,3 мм. На участке ленты длиной 60—80 мм создается перепад температуры от температуры испарения золота $T_4 = T_{\text{исп. золота}} = 1500^\circ\text{C}$ [2] на дне тигля до температуры токовводов $\approx 40^\circ\text{C}$. Самая высокая температура T_1 наблюдается на участке ab ленточного нагревателя $T_{ab} \approx 1700^\circ\text{C}$. Тигель изготавливается из монокристаллического молибдена ТУ 48–19–257–83. Физико-механические свойства материала позволяют выполнить боковую стенку тигля толщиной 0,8 мм. При такой толщине

стенки явно выражен необходимый градиент температуры и малая инерционность.

Прочность монокристаллического молибдена обеспечивает длительную эксплуатацию испарителя, а глубина тигля $l \approx 10$ —12 мм позволяет удерживать до 5 г золота.

Капиллярная постоянная расплава золота $a = 0,35$ см [3]. Золото и его сплавы хорошо смачивают молибден.

Для изготовления фиксирующего кольца можно использовать молибден МЧВП. Все элементы испарителя, в нашем случае, выполнены из молибдена. Рабочий диапазон температуры испарителя 1500—1700°C находится в области допустимой для молибдена температуры [2, с. 230].

Достоинствами предлагаемого испарителя являются отсутствие сварных соединений, чистота технологического процесса. Распыляемый материал удерживается в нижней части тигля и не контактирует с другими элементами испарителя.

Долговечность испарителя определяется конструкцией, выбором материала и подтверждается длительной его эксплуатацией при производстве СВЧ-приборов из современных материалов для электронной техники (СВЧ-транзисторов, диодов и монолитных схем).

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ.

1. Ландау Л. Д., Лившиц Е. М. Гидродинамика. — М.: Наука, 1986.
2. Справочник по вакуумной технике и технологии / Под ред. Ф. Розбери. — М.: Энергия, 1972.
3. Фогель А. А. Метод удержания жидких металлов во взвешенном состоянии. — Л.: Машиностроение, 1979.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Соловьев В. В., Климович А. Логическое проектирование цифровых систем на основе программируемых логических интегральных схем. — М.: Горячая линия — Телеком, 2008. — 376 с.

Посвящена проблемам логического проектирования отдельных цифровых устройств на основе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). Показано место логического проектирования в общем процессе разработки цифровой системы, отмечаются особенности логического проектирования на основе ПЛИС. Предлагаются методы синтеза комбинационных схем, конечных и микропрограммных автоматов, позволяющие эффективно использовать архитектурные особенности ПЛИС, а также учитывать системные требования. Представлены новые модели конечных автоматов, позволяющие значительно снизить стоимость реализации и повысить быстродействие последовательностных устройств, а также учитывать местоположение конечного автомата в цифровой системе. Рассматриваются также вопросы верификации результатов синтеза и выбора наиболее эффективного метода синтеза. Описывается пакет ZUBR, в котором реализованы предлагаемые методы синтеза.

Изложение материала сопровождается большим числом примеров. Преимущество предлагаемых методов синтеза подтверждается результатами экспериментальных исследований. Для специалистов, разработчиков цифровых систем, может быть использована в качестве учебного пособия для студентов и аспирантов.



К. ф.-м. н. М. В. ДМИТРИЕВ, к. т. н. И. Н. ЕРИМИЧОЙ,
к. т. н. Л. И. ПАНОВ, Е. Л. ПАНОВА

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

Дата поступления в редакцию
22.04 2008 г.

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

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ НЕКРИСТАЛЛИЗУЮЩЕЙСЯ МОНОАРМИРОВАННОЙ ПОЛИМАТРИЧНОЙ СТЕКЛОКЕРАМИКИ

Предложен комплексный метод прогнозирования диэлектрических параметров стеклокерамики с одним армирующим и двумя стеклянными компонентами при разном их соотношении.

Стеклокерамические композиционные материалы (СКМ) успешно заменяют радиокерамику в изделиях разного назначения [1, 2], выгодно конкурируя с ней и обеспечивая высокую прибыль за счет снижения себестоимости. Параметры СКМ можно изменять в широких пределах, варьируя материалы, их количество, соотношение компонентов и режимы технологии. СКМ обладают экономическими, техническими и технологическими преимуществами благодаря использованию энергосберегающих, наукоемких технологий.

Конкурентоспособность многих изделий из СКМ обеспечивается композитами с оптимальными свойствами и сменяемыми прогрессивными технологиями при постоянном улучшении свойств, снижении себестоимости и ускорении процесса разработки.

Препятствием на этом пути является большая длительность поиска материала с оптимальными свойствами, если ограничиваться только экспериментами. Это обусловлено необходимостью придания материалу свойств, которые характеризуются десятком параметров при неоднозначности влияния на них многих варьируемых факторов:

- материалов, их чистоты, количества и соотношения окислов стеклянного компонента;
- параметров стеклянного компонента;
- материала, чистоты, количества и свойств функционального наполнителя;
- соотношения компонентов СКМ;
- режимов технологических операций: степени измельчения компонентов, температурно-временного профиля спекания и др.

В публикациях о композитах, в основном, приведены конечные результаты разработки. В них практически отсутствуют сведения о влиянии многих факторов на характеристики материала. Это обуславливает необходимость проведения большого количества экспериментов в процессе разработки.

Так, для четырех случаев варьирования каждого фактора и при их количестве, равном десяти, требу-

ется проведение $4^{10}=1048576$ опытов, позволяющих выбрать оптимальный вариант изготовления изделия.

Сократить объемы экспериментов можно путем внедрения теоретических методов исследования в практику инженерных расчетов, которые позволят оперативно просчитывать различные варианты создания материала. Эффект может быть достигнут как при разработке новых, так и при совершенствовании существующих СКМ.

Аналитические методы исследования раскрывают количественные связи между составом, режимами технологии, структурой и достигаемыми свойствами материала. Они относятся к числу сложных, многопараметрических и многофакторных методов. Поэтому целесообразно сначала создавать менее сложные методы, каждый из которых устанавливает индивидуальную количественную связь части свойств композита с частью варьируемых факторов.

Метод аналитического прогнозирования диэлектрических параметров СКМ (далее — **D-параметров**) для разных соотношений его компонентов представляет собой один из таких методов.

В работах [3—7] подобная задача была решена для СКМ с простейшей структурой, полученной при спекании двух исходных материалов — стекла и наполнителя.

Возможность влияния на свойства СКМ появляется при введении в его состав дополнительного стекла. При подходящих свойствах этого стекла можно получить такие преимущества как:

- ускорение разработки стеклофазы — обычно наиболее сложной, длительной и дорогостоящей части разработки СКМ;
- снижение температуры спекания за счет более низкой температуры образования жидкой фазы дополнительного стекла;
- расширение диапазона применения СКМ;
- улучшение его свойств и др.

С целью продолжения исследований, начатых в [3—7], была поставлена задача создания простого способа прогнозирования D-параметров более сложного композита.

Решение этой задачи осуществлялось комплексным методом, сочетающим экспериментальные и теоретические исследования. Первичный, измерительный, эксперимент был выполнен на изготовленных образцах СКМ. Вторичный, вычислительный,

эксперимент позволил получить в количественном выражении новые сведения об СКМ, полезные для оптимизации его свойств.

Теоретические поиски достоверной связи свойств композитов со свойствами их компонентов активно, но безуспешно предпринимались на протяжении всего двадцатого столетия. Эти поиски отражены в десятках публикаций, обзор которых содержится в [8, 9]. Проявленный интерес обусловлен широким применением композиционных материалов во многих областях техники. Полученные формулы по разным причинам не обеспечивают достаточно точного совпадения результатов расчета с опытными данными.

В работах [5—7] на примере D -параметров показано, что такого совпадения можно достичь, если в расчетах учесть изменения количественных характеристик компонентов, вносимые операциями изготовления. Кроме того, в [5] была экспериментально доказана применимость для таких расчетов простой формулы, отражающей логарифмический закон смешивания компонентов, опубликованной в работе [10] в 1931 г. Для D -параметров она имеет вид

$$\ln(D) = \sum_{i=2}^k y_i D_i, \quad (1)$$

где D, D_i — относительная диэлектрическая проницаемость ϵ (или тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta$, или удельное объемное электросопротивление ρ) композита и i -го компонента, соответственно;

y_i — объемная доля i -го компонента;
 k — количество компонентов.

D -параметры являются эффективными показателями свойств гетерофазного материала.

В данной работе для прогнозирования использована полученная в [11] степенная зависимость D -параметров композита от D -параметров компонентов. Ее справедливость подтверждена экспериментами на многокомпонентных СКМ и результатами контрольных расчетов по логарифмической формуле (1).

Для многокомпонентного композита степенная формула имеет вид

$$D^n = \sum_{i=2}^k y_i D_i^n, \quad (2)$$

где n — показатель степени, равный 10^{-4} практически для любых встречаемых величин ϵ , $\operatorname{tg}\delta$ и ρ [11].

Объемные доли i -х компонентов, согласно [12, с. 33], определяются по формуле:

$$y_i = \frac{m_i / \rho_i}{\sum_{i=1}^k m_i / \rho_i}, \quad (3)$$

где m_i, ρ_i — массовая доля и плотность i -го компонента k -компонентного композита, соответственно.

В настоящей работе для исследований выбран гетерофазный изотропный полиматричный моноармированный СКМ. Его синтез осуществляется методом порошковой металлургии жидкофазным спеканием мелкодисперсного композиционного и гомогенизированного порошка из частиц стекла и функ-

ционального наполнителя. Структура его определяется тремя исходными материалами: наполнителем и двумя стеклами с различными свойствами, образующими стеклянную матрицу. Матрица представляет собой двухкомпонентный стеклянный композит в составе стеклокерамического композиционного материала. Распределенный в стекле тугоплавкий оксидный кристаллический армирующий наполнитель улучшает свойства СКМ и обеспечивает его формоустойчивость при спекании.

Исследуемый СКМ не содержит пор и образующейся при спекании новой кристаллической фазы, которые могли бы негативно повлиять на величины D -параметров.

Как установлено в работах [6, 7], даже малая доля пор ощутимо ухудшает параметры материала $\operatorname{tg}\delta$ и ρ , поскольку эффективные параметры пор $\operatorname{tg}\delta_{\text{п}}$ и $\rho_{\text{п}}$ на несколько порядков хуже, чем параметры компонентов СКМ. Кроме того, поры увеличивают разброс линейной усадки при спекании. Это ухудшает воспроизводимость размеров изделий и приводит к необходимости применения механообработки. Отсутствие пор обеспечивается жидкофазным спеканием СКМ при определенной температуре.

Кристаллическая фаза может ухудшить D -параметры, поскольку:

- на ее формирование требуется дополнительный расход стекла, свойства которого хуже свойств наполнителя;
- свойства остаточного стекла могут стать хуже, чем у исходного.

В настоящей работе была исключена необходимость изготовления образцов трехкомпонентного СКМ. Вместо этого исходные данные для вторичного эксперимента обеспечены результатами эксперимента на более простых двухкомпонентных образцах СКМ-1 (стекло 1 + наполнитель) и СКМ-2 (стекло 2 + наполнитель).

Первичный эксперимент

В данной работе не ставилась задача создания специально разработанного СКМ, и выбор материалов компонентов был сделан только для решения основной задачи.

В качестве стекла 1 выбрано выпускаемое промышленностью некристаллизующееся электровакуумное кальцевоалюмооборатное стекло С51-1 следующего состава (мас. %): SiO_2 — 14; Al_2O_3 — 31; CaO — 20; B_2O_3 — 31; SrO — 4 [13].

В качестве стекла 2 выбрано кристаллизующееся свинцовоборосиликатное стекло следующего состава (мас. %): SiO_2 — 38; PbO — 19; B_2O_3 — 13; Al_2O_3 — 12; ZnO — 5; MgO — 6; CaO — 7 [14].

В качестве наполнителя выбран глинозем ГН-1 (ГОСТ 6912-87 ТУ), содержащий 95% $\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$.

Методика изготовления образцов СКМ-1 и СКМ-2 из перечисленных материалов идентична приведенной в работе [5]. Все образцы были изготовлены при одинаковых режимах технологии:

- удельная поверхность порошков каждого стекла — $850 \text{ м}^2/\text{кг}$, порошка наполнителя — $650 \text{ м}^2/\text{кг}$;
- отношение массовых долей стекла и наполнителя $m_{\text{с}}:m_{\text{н}}=0,4:0,6$;

— одновременное спекание спрессованных гомогенизированных композиций в электропечи при температуре 900°C проводилось в течение 10 минут, что на порядок выше времени спекания оснований одноваттных непроволочных резисторов [2] и конденсаторов емкостью ≈ 1 пФ. Это дает возможность изготовления более крупных изделий.

Благодаря выбранному режиму спекания была исключена кристаллизация стекла 2, предкристаллизационный период которого $\tau_n \geq 10$ мин. Отсутствие кристаллической фазы подтверждено рентгено-фазовым анализом.

Определение экспериментальных значений D -параметров в СКМ-1 и в СКМ-2 осуществлялось при температуре около 25°C. Измерения выполнены в соответствии с ОСТ 110303-86 с соблюдением требуемых размеров и количества образцов. Для измерения $\text{tg} \delta$ и электрической емкости на частоте 1 МГц использовался измеритель Е7-12, для измерения электросопротивления постоянному току — тераомметр Е6-13.

Результаты приведены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты первичного эксперимента

Композит/ компонент	D -параметры			Плотность ρ , г/см ³
	ϵ	$\text{tg} \delta$	ρ , Ом·м	
СКМ-1	8,82	0,00042	$3,0 \cdot 10^{11}$	—
СКМ-2	8,17	0,00015	$1,2 \cdot 10^{12}$	—
Наполнитель	11 [1]	10^{-5} [2]	10^{13} [3]	3,7 [1]
Стекло 1	6,95	0,023	$6,67 \cdot 10^9$	2,65 [1]
Стекло 2	5,72	0,0041	$9,5 \cdot 10^{10}$	2,97

D -параметры выбранного наполнителя взяты из работ [1—3]. Они были получены при тех же режимах технологии, что и в данной работе, и занесены в табл. 1 в качестве исходных данных для вычислительного эксперимента.

Значения плотности измельченных компонентов определялись пикнометрически с применением ксилола.

Результатами эксперимента, согласно формулам (2) и (3), должны быть значения параметров D_i и объемных долей компонентов СКМ y_i , соответствующих произвольно задаваемым величинам m_i .

В соответствии с формулой (3), значения y_i определяются с помощью выражений

$$y_{c1} = \frac{\frac{m_{c1}}{p_{c1}}}{\frac{m_{c1}}{p_{c1}} + \frac{m_{c2}}{p_{c2}} + \frac{m_i}{p_i}}; \quad (4)$$

$$y_{c2} = \frac{\frac{m_{c2}}{p_{c2}}}{\frac{m_{c1}}{p_{c1}} + \frac{m_{c2}}{p_{c2}} + \frac{m_i}{p_i}}; \quad (5)$$

$$y_n = \frac{\frac{m_n}{p_n}}{\frac{m_{c1}}{p_{c1}} + \frac{m_{c2}}{p_{c2}} + \frac{m_n}{p_n}}, \quad (6)$$

где p_{c1} , p_{c2} , p_n — плотность стекла 1, стекла 2 и наполнителя, соответственно;
— массовые доли тех же компонентов.

m_{c1} , m_{c2} , m_n —

Вычисленные по формулам (4)—(6) значения y_i для разных величин m_i сведены в табл. 2 и также служат исходными данными для вторичного эксперимента.

Для двухкомпонентных СКМ-1 и СКМ-2 формула (2) приобретает вид

$$D_{\Sigma 1}^{10^{-4}} = y_{c1} D_{c1}^{10^{-4}} + y_n D_n^{10^{-4}}; \quad (7)$$

$$D_{\Sigma 2}^{10^{-4}} = y_{c2} D_{c2}^{10^{-4}} + y_n D_n^{10^{-4}}, \quad (8)$$

откуда искомые параметры стекол можно определить по формулам:

$$D_{c1}^{10^{-4}} = \frac{D_{\Sigma 1}^{10^{-4}} - y_n D_n^{10^{-4}}}{y_{c1}}; \quad (9)$$

$$D_{c2}^{10^{-4}} = \frac{D_{\Sigma 2}^{10^{-4}} - y_n D_n^{10^{-4}}}{y_{c2}}. \quad (10)$$

Параметры стекол D_{c1} и D_{c2} , вычисленные на примере СКМ с соотношением $m_c:m_n=0,4:0,6$, при использовании экспериментальных данных табл. 1, служат достаточными сведениями для выполнения вторичного вычислительного эксперимента.

Вторичный эксперимент

Вычисления прогнозируемых величин D_i СКМ выполнены с использованием экспериментальных данных из табл. 1, расчетных данных о величинах объемных долей компонентов y_i из табл. 2, а также формулы:

$$D_i^{10^{-4}} = y_{c1i} D_{c1}^{10^{-4}} + y_{c2i} D_{c2}^{10^{-4}} + y_{ii} D_i^{10^{-4}}, \quad (11)$$

полученной из (2) для выбранного СКМ.

Результаты этих вычислений сведены в табл. 2. Из них видно, что варьирование соотношения компонентов приводит к ощутимым изменениям D -параметров композитов, изготавливаемых в одинаковых условиях. Эти изменения должны быть тем больше, чем больше отличаются друг от друга параметры компонентов.

Прогнозирование D -параметров было частично повторено с применением логарифмической формулы (1). Результаты с большой точностью совпали с приведенными в табл. 2, когда вычисленные значения $\ln D$ и $D^{10^{-4}}$ при последующих расчетах задавались не менее, чем восемью значащими цифрами.

Диапазон прогнозируемых D -параметров может быть расширен за счет уменьшения массовой доли наполнителя. Это существенно увеличит объем получа-

Прогнозируемые D -параметры СКМ (результаты вторичного эксперимента)

Массовые доли компонентов		Объемные доли компонентов			D -параметры		
m_{c1}	m_{c2}	y_{c1}	y_{c2}	y_n	ε	$\operatorname{tg}\delta$	ρ , Ом·м
$m_c:m_n=0,4:0,6$							
0	0,40	0	0,454	0,546	8,17	0,00015	$1,2 \cdot 10^{12}$
0,05	0,35	0,063	0,394	0,543	8,26	0,00017	$1,0 \cdot 10^{12}$
0,10	0,30	0,125	0,336	0,539	8,34	0,00020	$8,7 \cdot 10^{11}$
0,15	0,25	0,187	0,278	0,535	8,42	0,00023	$7,2 \cdot 10^{11}$
0,20	0,20	0,247	0,221	0,532	8,50	0,00026	$6,1 \cdot 10^{11}$
0,25	0,15	0,307	0,165	0,528	8,58	0,00029	$5,1 \cdot 10^{11}$
0,30	0,10	0,366	0,109	0,525	8,66	0,00033	$4,3 \cdot 10^{11}$
0,35	0,05	0,425	0,054	0,521	8,74	0,00037	$3,6 \cdot 10^{11}$
0,40	0	0,482	0	0,518	8,82	0,00042	$3,0 \cdot 10^{11}$
$m_c:m_n=0,45:0,55$							
0	0,45	0	0,505	0,495	7,91	0,00021	$9,5 \cdot 10^{11}$
0,05	0,40	0,062	0,446	0,492	7,99	0,00024	$8,0 \cdot 10^{11}$
0,10	0,35	0,124	0,387	0,489	8,07	0,00027	$6,7 \cdot 10^{11}$
0,15	0,30	0,185	0,330	0,485	8,14	0,00030	$5,6 \cdot 10^{11}$
0,20	0,25	0,245	0,273	0,482	8,22	0,00035	$4,7 \cdot 10^{11}$
0,25	0,20	0,304	0,217	0,479	8,30	0,00039	$3,9 \cdot 10^{11}$
0,30	0,15	0,362	0,162	0,476	8,38	0,00044	$3,3 \cdot 10^{11}$
0,35	0,10	0,420	0,107	0,473	8,46	0,00049	$2,8 \cdot 10^{11}$
0,40	0,05	0,477	0,053	0,470	8,54	0,00055	$2,5 \cdot 10^{11}$
0,45	0	0,533	0	0,467	8,61	0,00062	$2,0 \cdot 10^{11}$
$m_c:m_n=0,35:0,65$							
0	0,35	0	0,401	0,599	8,46	0,00011	$1,6 \cdot 10^{12}$
0,05	0,30	0,064	0,342	0,594	8,54	0,00013	$1,3 \cdot 10^{12}$
0,10	0,25	0,127	0,283	0,590	8,62	0,00015	$1,1 \cdot 10^{12}$
0,15	0,20	0,189	0,225	0,586	8,71	0,00017	$9,1 \cdot 10^{11}$
0,20	0,15	0,250	0,168	0,582	8,79	0,00019	$7,6 \cdot 10^{11}$
0,25	0,10	0,311	0,111	0,578	8,87	0,00022	$6,4 \cdot 10^{11}$
0,30	0,05	0,369	0,058	0,573	8,94	0,00025	$5,3 \cdot 10^{11}$
0,35	0	0,429	0	0,571	9,03	0,00028	$4,5 \cdot 10^{11}$

емой информации, что расширит возможность выбора СКМ для конкретного или разных применений.

Выводы

Создан способ прогнозирования диэлектрических свойств трехкомпонентного СКМ для разных соотношений компонентов (2 стекла и наполнитель), сочетающий эксперимент и теоретические исследования. Результат прогнозирования — представляемые в количественном выражении сведения об СКМ — используется для оптимизации его свойств.

Преимущества способа состоят в том, что:

— для получения исходных данных для прогнозирования не требуется изготовления трехкомпонентного СКМ;

— первичный измерительный эксперимент выполняется на простых двухкомпонентных СКМ всего двух составов;

— в качестве теоретической базы используется

любая из двух простейших формул (1) или (2), что упрощает программу для вычислений;

— применяется относительно простая методика определения величин диэлектрических параметров компонентов, реализуемых в составе синтезированного СКМ.

Рассмотренный способ может быть полезен при разработке СКМ разного назначения.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Дмитриев М. В. Композиционная радиостеклокерамика // Труды Одесского политехнического университета. — 1999. — Вып. 2 (8). — С. 209—211.
2. Дмитриев М. В. Стеклокерамические основания резисторов // Труды Одесского политехнического университета. — 1999. — Вып. 1 (7). — С. 89—91.
3. Дмитриев М. В. Прогнозирование диэлектрических свойств композиционной стеклокерамики с кристаллизуемым стеклом для разных соотношений компонентов // Материалы электронной техники. — 2000. — № 3. — С. 35—37.

4. Дмитриев М. В. Диэлектрические свойства стеклокерамики для разных соотношений стекла, наполнителя и продукта их взаимодействия // Известия вузов. Электроника. — 2000. — № 6. — С. 11—14.

5. Дмитриев М. В. Влияние концентрации компонентов и пор на диэлектрическую проницаемость стеклокерамики // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 1997. — № 4. — С. 34—39.

6. Дмитриев М. В. Влияние концентрации компонентов и пор на диэлектрические потери в стеклокерамике // ТКЭА. — 1998. — № 1. — С. 39—43.

7. Дмитриев М. В. Влияние концентрации компонентов и пор на электросопротивление стеклокерамики // ТКЭА. — 1998. — № 2. — С. 43—47.

8. Привалко В. П., Новиков В. В., Яновский Ю. Г. Основы теплофизики и реофизики полимерных материалов. — Киев: Наукова думка, 1991.

9. Дульнев Г. Н., Новиков В. В. Процессы переноса в неоднородных средах. — Л.: Энергоатомиздат, 1991.

10. Lichteneker K., Rother K. Die herleitung des logarithmischen mischungsgesetzes des allgemeinen prinzipien der stationaren stroumung // Physikalische Zeitschrift. — 1931. — Bd, N 6. — S. 255—267.

11. Дмитриев М. В. Степенная связь параметров композиционного материала и его компонентов // ТКЭА. — 2002. — № 4—5. — С. 58—61

12. Дульнев Г. Н., Заричняк Ю. П. Теплопроводность смесей и композиционных материалов. — Л.: Энергия, 1974.

13. Стандарт предприятия СТП ПАЩ.0.27.0.15.78.

14. А. с. 1782947 СССР. Стеклокерамический композиционный материал / Буран Л. В., Дмитриев М. В., Лемза В. Д., Тартаковская Л. Н. — 22.08 1992.

К. ф.-м. н. О. А. КУЛИНИЧ, д. ф.-м. н. В. А. СМЫНТЫНА,
к. ф.-м. н. М. А. ГЛАУБЕРМАН, к. ф.-м. н. Г. Г. ЧЕМЕРЕСЮК,
И. Р. ЯЦУНСКИЙ

Украина, Одесский национальный университет им. И. И. Мечникова
E-mail: yatsunskiy@gmail.com, eltech@elaninet.com

Дата поступления в редакцию
17.04 2008 г.

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

ВЛИЯНИЕ ИСХОДНЫХ ДЕФЕКТОВ НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ МЕХАНИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ И ДЕФОРМАЦИЙ ПРИ ОКИСЛЕНИИ КРЕМНИЯ

Показано, каким образом дефекты исходного кремния влияют на структурные изменения поверхности и приповерхностной области в процессе высокотемпературного окисления.

По мнению ведущих производителей электронной техники, кремний будет оставаться основным материалом для производства элементной базы современной электроники еще как минимум сто лет [1]. При переходе от микронных и субмикронных элементов электронной техники к наноразмерным элементам существенно повышаются требования к структурному совершенству исходного полупроводникового материала и технологии изготовления изделий. Если в случае микронных размеров элементов в зоне пространственного заряда одного структурного дефекта располагалось до десятка элементов, то в случае наноразмерных элементов в зоне пространственного заряда дефекта располагаются десятки тысяч элементов, проводимость рабочих зон которых может быть инвертирована. Процент выхода годных элементов при этом существенно снижается. Установлено, что дефекты в исходном полупроводниковом материале влияют на процесс дефектообразования в изделии при проведении различных технологических операций, однако механизм этого влияния до конца изучен не был.

Целью представленной работы является изучение с помощью современных методов исследования механизма влияния исходных дефектов на распределе-

ние механических напряжений и деформаций в процессе дефектообразования при окислении кремниевых пластин.

Объектами изучения являлись пластины монокристаллического кремния КЭФ-4,5 (111) и КДБ-10 (100), выращенные методом Чохральского, с различным удельным сопротивлением, окисленные в атмосфере сухого кислорода при температуре 1150°C. Толщина пленок оксидов определялась по времени выращивания и эллипсометрическим методом и составляла от 1 до 1,5 мкм.

Для выявления дефектов на поверхности пластин кремния сначала для удаления оксида кремния производилась обработка поверхности плавиковой кислотой (HCl), далее производилась обработка кремниевых пластин химическими избирательными травителями Сиртля (поверхность 111) [2] и Сэкко (поверхность 100) [3] (скорость травления порядка 2—3 мкм/мин) с предварительной обработкой в составах Каро и перекисноаммиачном растворе [4]. Такая предварительная обработка позволяла за счет процессов дополнительного окисления повысить выявляющие свойства избирательных травителей (ИТ).

Изучение поверхности кремния после химической обработки проводилось различными методами.

Для электронной сканирующей микроскопии применяли микроскоп-анализатор Cam Scan-4D с системой энергетического дисперсионного анализатора «Link-860» и программой «Zaf». Чувствительность прибора составляла 0,01% по массе, диаметр пучка — от $5 \cdot 10^{-9}$ до $1 \cdot 10^{-6}$ м [5].

Для ОЖЭ-спектроскопии использовали спектрометр LAS-3000 фирмы «Riber» с пространственной разрешающей способностью 3 мкм и энергетическим разрешением анализатора 0,3% [6].

Для оптических методов исследования применяли металлографический микроскоп ММР-2Р.

Экспериментальные результаты

На **рис. 1** представлена типичная картина распределения 60-градусных дислокаций на поверхности монокристаллического кремния, полученная после предварительной обработки поверхности в смеси Каро и перекисноаммиачном растворе с последующей обработкой в избирательном травителе Сэкко в

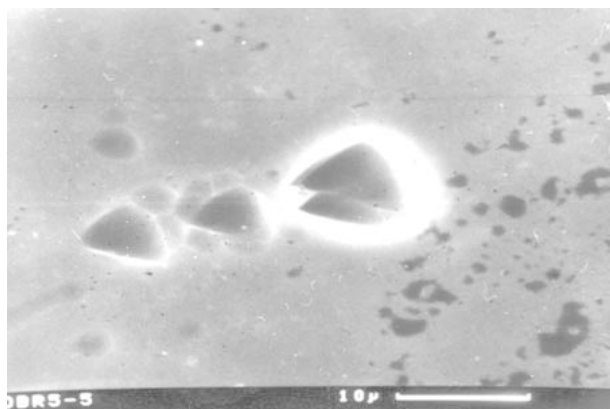


Рис. 1. Распределение 60-градусных дислокаций кремния на поверхности

течение 2 минут. Изображение получено с помощью электронного микроскопа в режиме проводимости. Светлые пятна соответствуют областям пониженной проводимости, темные — областям хорошей проводимости. Отчетливо просматривается образование двойниковой структуры дислокаций. Плотность дислокаций увеличивалась от середины пластины к краям, где наблюдались дополнительные скопления дислокаций, возникающих при скрайбировании пластины. В районе расположения дислокаций наблюдалась повышенная, по сравнению с бездислокационной областью, концентрация кислорода, который, нейтрализуя дислокации, создает области пониженной проводимости, наблюдаемые в эксперименте (**рис. 2**). В некоторых случаях наблюдалось скопление атомов

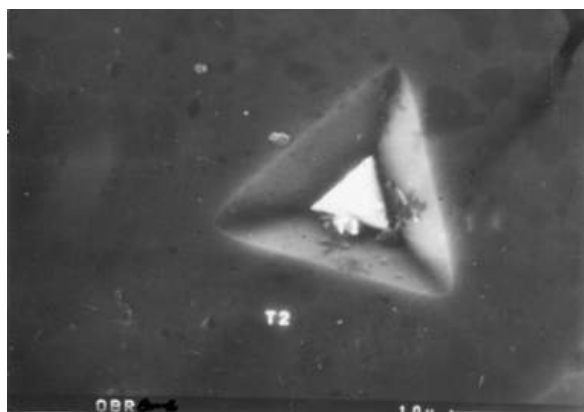


Рис. 2. Область пониженной проводимости отдельной дислокации

натрия, калия и хлора, которые при высокотемпературном окислении попадают в выращенный оксид и изменяют его зарядовое состояние.

Проведенные исследования позволили сделать вывод о том, что при выращивании кремния натрий, калий и хлор попадают в него из затравки и/или из окружающей оснастки. В бездислокационных областях атомы натрия, калия и хлора, соединяясь с кислородом, образуют сложные соединения, сформированные в виде дендритных образований, которые можно обнаружить только с помощью электронного микроскопа после обработки в предварительных составах и избирательных травителях. При нагревании дендритных пластин до температуры 300°C и после удаления окисной пленки наблюдались процессы диссоциации с образованием кластерных скоплений. При дальнейшем нагревании (до 400°C) кластерные скопления распадаются на дефекты в виде примесных облаков, состоящих из точечных дефектов примесного типа.

Наблюдаемые макродефекты в виде двойниковых ламелей, состоящие из избыточных атомов кремния, оказались более стойкими к температурным воздействиям и не претерпели видимых изменений при нагревании до 400°C. В некоторых случаях рентгеновский анализ показал наличие областей сильно разупорядоченного кремния, причем, эти области имели размеры до 1000 мкм.

Проведенный послойный анализ пластин кремния методом избирательного травления после процессов высокотемпературного окисления показал, что поверхностная область кремния имеет сложную структуру с аномально большими глубинами залегания разупорядоченного слоя и области дислокационных сеток. На **рис. 3** представлена типичная картина поверхности кремния, полученная после травливания оксида толщиной 1 мкм и обработки поверхности кремния ИТ в течение 3 мин. Не замечены ямки травления, типичные для кристаллической структуры, наличие которых обычно связывают со структурными дефектами типа дислокаций или окислительными дефектами упаковки. Появление же наблюдаемых ямок неправильной формы, очевидно, вызвано оксидом, который образовался при повышенной диффузии кислорода вдоль структурных дефектов.

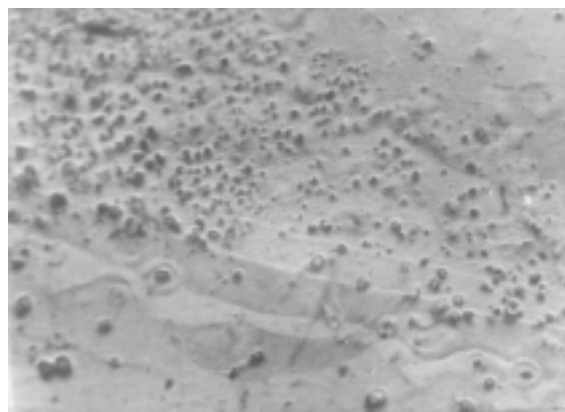


Рис. 3. Поверхность кремния после травливания оксида

Попытки рассмотреть поверхность кремния с помощью электронного микроскопа оказались безрезультатными, т. к. поверхность сильно заряжалась, и это не позволяло получать пучок отраженных электронов.

Все вышеизложенное позволяет предположить, что кремний под оксидом имеет сильно разупорядоченную структуру, близкую к мелкополикристаллической или даже аморфной. Следовательно, если учесть, что механические напряжения обратно пропорциональны глубине залегания слоя, то наиболее разупорядоченный слой примыкает непосредственно к оксиду кремния. Значения толщины этого слоя пропорциональны значениям толщины выращенных оксидов, что объясняется возрастанием механических напряжений на границе раздела при увеличении толщины оксидов. При дальнейшем травлении поверхности кремния ИТ в течение еще 4 мин наблюдалось появление дефектов в виде дислокационных сеток (рис. 4). Сетки дислокаций были декорированы окислами SiO_x . Этот факт подтверждается тем, что при появлении сеток дислокаций дальнейшее травление можно производить без окислителя, т. е. только в растворе HF.

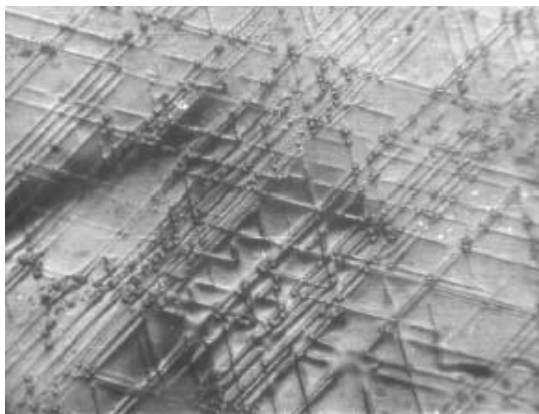


Рис. 4. Дислокационные сетки (1×1500)

Период дислокационных сеток D определяется уровнем механических напряжений и деформаций в данной области, зависящих от параметров высокотемпературной диффузии кислорода, от электрофизических и упругих параметров оксида кремния и кремния, и рассчитывается по формуле [7, с. 163]

$$D = \frac{b}{\epsilon} k, \quad (1)$$

где b — проекция вектора смещения (вектора Бюргерса) на границу перехода;

k — коэффициент, $k \approx 0,5$;

ϵ — значение относительной деформации.

Из формулы следует, что возникающие в данной области дислокационные структуры (сетки) должны

иметь одинаковый период. На практике же наблюдается картина появления дислокационных сеток с переменным периодом (рис. 4). Для четырех различных областей одной плоскости по экспериментально определенным периодам дислокационных сеток были получены следующие значения относительной деформации:

$$\epsilon_1 = 3,3 \cdot 10^{-5}; \epsilon_2 = 7,4 \cdot 10^{-5}; \epsilon_3 = 1,1 \cdot 10^{-5}; \epsilon_4 = 8,7 \cdot 10^{-4}.$$

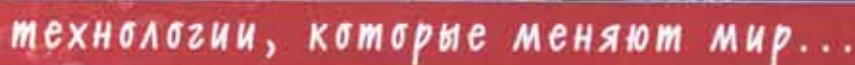
Как видно из (1), в областях с малым периодом дислокационной сетки плотность дислокаций в сетке и величина деформаций больше, чем в областях с большим периодом сетки. Если учесть распределение поверхностной плотности исходных дислокаций пластины кремния до окисления, можно сделать вывод, что дислокационная сетка с малым периодом образуется в местах локализации максимумов плотности исходных дислокаций. Вероятно, это связано с процессами ускоренной диффузии кислорода вдоль исходных дефектов, приводящих к появлению дополнительных механических напряжений и деформаций, которые являются причиной возникновения дислокационных сеток с переменным периодом. Дополнительные напряжения и деформации связаны с дефектами, имеющимися в кремнии изначально, а не с наличием примесей или кислорода.

Таким образом, проведенные исследования показали, что такие дефекты в исходном кремнии как дислокации, дефекты слоистой неоднородности, кластерные скопления кислорода или избыточного кремния, дендриты металлов и двойниковые ламели влияют на формирование структуры приповерхностных слоев кремния в процессе окисления.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Hideki Tsuya. Present status and prospect of Si wafer for ultra large scale integration // Japanese journal of Applied Physics.— 2004.— Vol. 43, N 7A.— P. 4055—4067.
2. Sirtle E., Adler A. Chromsaure—Flusssaure als spezifisches system zur atzgrubenentwicklung auf silizium // Z. Metalik.— 1961.— B. 52, N 8.— S. 529—533.
3. Secco d' Aragona F. Dislocation etch for (100) planes in silicon // J. Electrochem. Soc.— 1972.— Vol. 119, N 7.— P. 948—952.
4. Кулинич О. А., Лисовская А. А., Садова Н. Н. О повышении выявляющей способности избирательного травления монокристаллов кремния // УФЖ.— 1990.— Т. 35, № 11.— С. 1691—1695.
5. Микроанализ и растровая электронная микроскопия / Под ред. Ф. Морис, Л. Мени.— М.: Металлургия, 1985.
6. Карлсон Т. Фото-электронная и ОЖЭ-спектроскопия.— Л.: Машиностроение, 1981.
7. Матаре Г. Электроника дефектов в полупроводниках.— М.: Мир, 2000.

25 - 27 ноября 2008
РОССИЯ, МОСКВА, ЦМТ



www.inconex.ru



VIII МЕЖДУНАРОДНАЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ ВЫСТАВКА

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ



МЕЖДУНАРОДНЫЙ ПРОМЫШЛЕННЫЙ ФОРУМ «РАДИОЭЛЕКТРОНИКА. ПРИБОРОСТРОЕНИЕ. АВТОМАТИЗАЦИЯ»

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
КОМПЛЕКТУЮЩИЕ
ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ
МАТЕРИАЛЫ
КОНСТРУКТИВЫ
ТЕХНОЛОГИИ
ОБОРУДОВАНИЕ
ПРИБОРЫ

9-12 ДЕКАБРЯ 2008

Санкт-Петербург, Петербургский СКК
тел./факс: (812) 777 0407, 718 3537
e-mail: radel@orticon.com
www.farexpo.ru

Организаторы:



Техно&Ком

Radel

Номер готовили
Арзамас, Волгодонск, Днепропетровск,
Донецк, Ивано-Франковск, Киев,
Львов, Минск, Москва, Одесса.



Пишите
Подписывайтесь
Читайте

5(77) 2008