

Научно-технический журнал

Издается с 1996 г.

Выходит 6 раз в год

СОДЕРЖАНИЕ

Материалы электронной техники

Неустров С.А., Неустров А.С. Перестановочная энтропия плотнейших упаковок 3

Технология микроэлектроники

Найда Г.А., Смирнов В.В. Технологические закономерности выращивания структур AlN и GaN на сапфире при использовании неорганических донорно-акцепторных комплексов 7

Микроэлектроника и полупроводниковые приборы

Бобришев А.М., Хребтов И.В. Аналитическая модель для субмикронных НЕМТ-транзисторов с учетом короткоканальных эффектов 14

Сергеев В.А. Аналитическая модель неизотермического распределения плотности мощности в структурах биполярных транзисторов 22

Киргизова А.В., Яненко А.В., Никифоров А.Ю., Григорьев Н.Г. Методика и результаты экспериментальных исследований сбоеустойчивости КМОП КНС оперативных запоминающих устройств при импульсном ионизирующем воздействии 29

Схемотехника и проектирование

Тяпичев К.С. Модель для анализа алгоритмов коррекции ЦАП обратной связи в многоуровневых сигма-дельта модуляторах 33

Лаврентьев М.В., Крулов Ю.В. Выбор архитектуры многокаскадного сигма-дельта модулятора на основе оценки «спросачивающегося» шума квантования и физического шума 40

Семенов М.Ю., Калашиков В.С., Ласточкин О.В. Применение аппарата модулярной арифметики для построения фильтра с конечной импульсной характеристикой 46



Учредители:

Министерство
образования и науки
Российской Федерации

Московский
государственный институт
электронной техники
(технический университет)

Главный редактор
В.Д.Вернер

Редакционная коллегия:

Бархонкин В.А.
Быков Д.В.
Грибов Б.Г.
Казёнов Г.Г.
Копилёв Б.Г.
Копеев Ю.В.
Коркишко Ю.Н.
Королёв М.А.
Кубарев Ю.В.
Неволин В.К.
Неволин В.Н.
Петросици К.О.
Преснухин Л.Н.
Руденко А.А.
Таиров Ю.М.
Телец В.А.
Тихонов А.Н.
Усанов Д.А.
Чаплигин Ю.А. (зам. главного редактора)

Адрес редакции: 124498,
Москва, Зеленоград,
проезд 4806, д. 5, МИЭТ
Тел. (095) 534-6205
Факс (095) 530-5429
E-mail: magazine@rnd.miet.ru
http://www.miet.ru

Заведующая редакцией
С.Г.Зверева

Редакторы
А.В.Тихонова
П.Е.Шрага

Научный редактор
С.Г.Зверева

Художественный редактор
А.В.Тихонова

Технический редактор
Л.Г.Лосякова

Компьютерный дизайн, верстка
М.В.Гергель
А.А.Григоряшина
С.Ю.Рыжков

Подписано в печать 08.06.05
Формат бумаги 60:84 1/8.
Печать офсетная
Объем 12,56 усл.печ.л.,
11,6 уч.-изд.л.
Заказ № 113.

Отпечатано
в типографии ИПК МИЭТ
124498, Москва, Зеленоград,
проспд 4806, д. 5, МИЭТ

Свидетельство о регистрации
№ 014134
выдано Комитетом РФ по печати
12.10.95.

Включен в Перечень первоначальных научных изданий, рекомендуемых для публикации научных работ, отражающих основное научное содержание докторских диссертаций:
Бюллетень ВАК Министерства образования РФ, 2002, № 1.

<i>Казниев Г.Г., Миргородский А.Ю.</i> Метод оценки коэффициента масштабирования с применением интегральных характеристик бинаризованного изображения.....	51
<i>Дубровин С.А.</i> Объектные представления в базах данных САПР СБИС.....	56

Микросистемы

<i>Амеличев В.В., Годовицын Н.В., Красюков А.Ю., Поломоинов С.А., Чаплыгин Ю.А.</i> Оптимизация конструкции мембраны в теплодисперсионном датчике взрывоопасных газов	60
<i>Макарецкий Е.А., Овчинников А.В., Минаков Е.И.</i> Оптоэлектронный дистанционный измеритель давления....	68

Микропроцессорная техника

<i>Лыгач В.В., Грушевский А.М.</i> Применение программируемых микроконтроллеров в системах дистанционного управления с распределенной структурой	74
--	----

Интегральные радиоэлектронные устройства

<i>Чистохин В.В.</i> Особенности проектирования приемной АФАР с расширенным сектором сканирования	80
---	----

Краткие сообщения

<i>Городилов А.В.</i> Механизм динамического распределения ресурсов сервера между обработчиками запросов на основе прогнозирования нагрузки	88
<i>Балаинов А.Г.</i> Исследование порогового напряжения вертикальной МОП-структуры с использованием методов приборно-технологического моделирования	90
<i>Сопова О.В.</i> Способ повышения устойчивости двухзатворного МОП-транзистора к короткоканальным эффектам	92

Конференции, выставки

Об итогах 12-й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2005»	94
<i>Вернер В.Д., Ковалев А.А., Резнев А.А., Сауров А.Н., Чаплыгин Ю.А.</i> Быстрее, лучше, дешевле (выставка «Электроника - 2004» г. Мюнхен)	95
Contents	103
Abstracts	104
К сведению авторов	107

МАТЕРИАЛЫ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

УДК 548.3

Перестановочная энтропия плотнейших упаковок

С.А.Неустроев, А.С.Неустроев

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Приведены значения вероятности и количественное изменение перестановочной энтропии для кристаллов с плотнейшими гексагональной и кубической упаковками.

Одним из существенных ограничений электронных приборов на основе кремния является низкая подвижность носителей заряда. Это выражается в невысокой скорости движения электронных потоков. Скорость их движения может быть повышена акустическим воздействием. Возбуждение акустических волн для воздействия на кремний можно осуществить созданием гетероструктуры. Более интересной представляется гомоструктура кремния, состоящая из слоев кубической и гексагональной модификации. Вследствие нецентросимметричного строения последней в ней возможно возбуждение акустических колебаний воздействием электрического поля. К сожалению, информация о получении объемных слитков или структур, а также электрофизических свойствах гексагонального кремния в литературе отсутствует.

В настоящей работе рассмотрен один из термодинамических факторов, влияющих на процесс образования гексагонального кремния – перестановочной энтропии. Перестановочная энтропия связана с различием в строении кремния в плотнейших гексагональной и кубической упаковках. По терминологии [1, 2] – это структуры ...*ABAB*... и ...*ABCABC*....

В качестве модели взят процесс наращивания слоев материала с плотнейшей упаковкой на поверхность монокристалла той же структуры: молекулы растущего вещества поступают из окружающего пространства перпендикулярно к поверхности, поток равномерен по площади, а его плотность невелика – частица успевает мигрировать к свободному месту. Выбор места частицы на поверхности растущего кристалла – вероятностный процесс, который отражает влияние перестановочной энтропии. Поверхность монокристалла кремния представляет собой регулярный слой соприкасающихся одноатомных молекул сферической формы. В этом слое, как и в последующих, можно выделить шесть молекул, окружающих центральную, и принять это образование за базовое для дальнейших рассуждений.

На рис.1 и 2 изображены молекулы базового слоя в виде окружностей (тонкие линии). Центры окружностей соединены штрих-пунктирными линиями, которые образовали правильный шестиугольник, состоящий из шести равносторонних треугольников со стороной, равной диаметру молекулы. Шестиугольник соприкасается своими сторонами с аналогичными, образуя мозаику кристалла. Сферы слоя, расположенные в углах, являются общими с соседними шестиугольниками.

© С.А.Неустроев, А.С.Неустроев, 2005

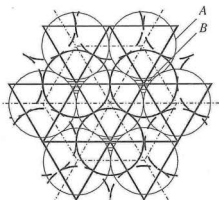


Рис.1. Размещение сфер второго слоя (жирные сплошные и штриховые окружности) в лунках B (горизонтальная штриховка) на поверхности первого слоя A (тонкие линии). Штрихпунктиром обозначены базовый шестиугольник и входящие в него треугольники

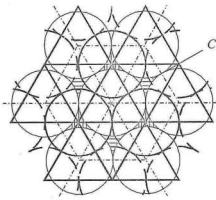


Рис.2. Размещение сфер третьего слоя (жирные сплошные и штриховые окружности) в лунках второго слоя, расположенные над лунками C первого слоя (вертикальная штриховка). Сферы второго слоя обозначены лунками, заштрихованными горизонтально

На рис.1 приведено размещение сфер второго слоя – в ортоцентрах треугольников с вершиной вниз (в лунках B) [1, 2]. Линии, проведенные через центры этого слоя, образуют фигуру, состоящую из треугольников. Она охватывает площадь поверхности, попадание на которую молекул извне обеспечивает занятие соответствующих лунок рассматриваемого шестиугольника.

Приведенный далее расчет основан на определении площади «стока», т.е. доли проекции сферы, попадание на которую молекулы обеспечивает занятие ею центра соответствующей лунки. Молекула, потеряв свою кинетическую энергию в соударении, мигрирует по поверхности сферы к месту закрепления. Лунки, расположенные в границах шестиугольника первого слоя, имеют площадь стока, равную площади треугольника, охватывающего каждую из них: $f_{\text{тр}} = (d^2/4)\sqrt{3}$, где d – диаметр молекулы.

Из-за равенства площадей треугольников вероятность занятия лунок второго слоя – как лунок B , так и лунок C , на поверхности первого слоя A одинакова, т.е. $W_A^B = W_A^C = 3/6$, где 3 – количество лунок рассматриваемого сорта B или C (числитель); 6 – общее количество лунок в границах шестиугольника $B + C$ (знаменатель).

Гексагональная упаковка, т.е. структура ... $ABAB$... или ... $ACAC$... реализуется в случае заполнения молекулами лунок над сферами A , которые образовались после заполнения лунок B (или C) молекулами второго слоя. Лунки A расположены в углах шестиугольника. Доля площади стока в каждую лунку A этого шестиугольника $f_{\text{ш}} = (1/3)f_{\text{тр}}$. Всего лунок на поверхности второго слоя десять: шесть в углах шестиугольника, три лунки C и одна центральная. Заполнение лунок в углах шестиугольника и центральной лунки A отвечает использованию всей площади стока по конфигурации A : $f_A = 1f_{\text{тр}} + 6f_{\text{ш}} = f_{\text{тр}} + (6/3)f_{\text{тр}} = 3f_{\text{тр}}$, где $f_{\text{тр}}$ – площадь стока в центральную лунку, равная площади треугольника, охватывающего ее. Каждая лунка C имеет сток, равный площади треугольника: $f_C = 3f_{\text{тр}}$. Принимая условно площадь стока за единицу, получим $f_A = 3$, $f_C = 3$ и $f = f_A + f_C = 6$, где $f = 6$ – общая площадь стока лунок второго слоя.

С учетом полученных значений площадей можно вычислить вероятность создания элемента гексагональной упаковки W_{ABA} структуры ...*ABAB*...

$$W_{ABA} = W_A^B W_B^A = W_A^B \frac{f_A}{f} = (1/2)(3/6) = 1/4.$$

При этом учтено, что процесс заполнения лунок *B* первого слоя, как и последующее заполнение частицами лунок *A* второго слоя, воспроизводит исходную конфигурацию для наращивания последующих слоев. Приведенный расчет можно использовать в случае создания структуры ...*ACAC*...

$$W_{ACA} = W_A^C W_C^A = W_A^C \frac{f_A}{f} = (1/2)(3/6) = 1/4.$$

Этот результат – следствие того, что вероятность формирования второго слоя по конфигурациям *AB* и *AC* одинакова.

Молекулы третьего слоя кубической структуры (см. рис.2) занимают ортоцентры треугольников базового шестиугольника с вершинами вверх. Это лунки второго слоя, расположенные над лунками *C* первого слоя. Соединяя центры окружностей третьего слоя прямыми, получаем набор треугольников для расчета стока. Как видно, контур фигуры, образованной десятью треугольниками третьего слоя, при повороте на 180° вокруг центра шестиугольника совпадает с контуром фигуры конфигурации *B* (см. рис.1). Это позволяет использовать данные по вероятности заполнения лунок третьего слоя, полученной по конфигурации второго слоя: $W_B^C = \frac{f_C}{f} = 3/6$, в расчете вероятности создания структуры ...*ABCABC*...

$$W_{ABCA} = W_A^B W_B^C W_C^A = (1/2)(3/6)(1/2) = 1/8.$$

При этом учтено, что положение частиц на новой поверхности элемента ...*ABCA*... соответствует исходной конфигурации для последующего роста – зарастания поверхности *A*. Исходя из вероятности заполнения слоя по той или иной конфигурации, а также последовательности расположения слоев, можно вычислить соответствующее значение перестановочной энтропии для каждой упаковки. Образование структуры ...*ABAB*... характеризуется вероятностью $W_{ABA} = 1/4$. Энтропия этой структуры

$$S_{ABA} = R \cdot 2,3026 \cdot \lg W_{ABA} = 8,3146 \cdot 2,3026 \cdot \lg 0,25 = 0,7618 \text{ Дж} \cdot \text{моль}^{-1} \cdot \text{К}^{-1}.$$

Образование структуры ...*ABCABC*... характеризуется вероятностью $W_{ABCA} = 1/8$, а ее энтропия

$$S_{ABCA} = R \cdot 2,3026 \cdot \lg W_{ABCA} = 8,3146 \cdot 2,3026 \cdot \lg 0,125 = 0,1855 \text{ Дж} \cdot \text{моль}^{-1} \cdot \text{К}^{-1}.$$

Согласно полученному выражению структура ...*ABCABC*... имеет более низкое значение энтропии по сравнению со структурой ...*ABAB*.... Фазовый переход кубической структуры в гексагональную (...*ABCABC*... → ...*ABAB*...) характеризуется ростом энтропии $\Delta S = S_{ABA} - S_{ABCA} = 0,5763 \text{ Дж} \cdot \text{моль}^{-1} \cdot \text{К}^{-1}$, указывающей на возможное самопроизвольное преобразование центросимметричной структуры. Очевидно, ее реализация связана с необходимостью значительных затрат энергии.

Рассматриваемый переход известен для ряда элементов и соединений (углерод, кремний, карбид кремния, сульфид цинка и др.) [1], некоторые из которых нашли применение в преобразованной форме. К настоящему времени эта форма кремния обнаружена при индентировании [3, 4], имплантации [5], нагреве [6], всестороннем сжатии при 40 ГПа [7]. Реализация структуры, состоящей из слоев кубической и гексагональной упаковки, создает предпосылки для разработки приборов и микросхем на основе кремния.

Литература

1. Варма А., Кришна П. Полиморфизм и политипизм в кристаллах: Пер. с англ. – М.: Мир, 1969. – 214 с.
2. Шаскольская М.П. Кристаллография. – М.: Высш. шк., 1984. – 376 с.
3. Eremenko V.G., Nikitenko V.I. Electron microscope investigation of the microplastic deformation. Mechanisms of silicon by indentation // Phys. St. Sol. (a). – 1972. – Vol. 14. – P. 317–330.
4. Pirouz P., Chaim R., Danmen U., Westmacott K.H. The martensitic transformation in silicon // I Experimental observations. Acta metall. Mater. – 1990. – Vol. 38, № 2. – P. 313–332.
5. Pirouz P., Danmen U., Westmacott K.H., Chaim R. The martensitic transformation in silicon // III. Comparison with other work. Acta metall. Mater. – 1990. – Vol. 38, № 2. – P. 329–336.
6. Структурные превращения при нагреве монокристаллов кремния / В.М.Глазов, В.Б.Кольцов, В.З.Кучеев и др. // Физика и техника полупроводников. – 1991. – Т. 25, № 4. – С. 588–595.
7. Olijnyk H., Sikka S.K., Holzapfel W.B. Structural phase transitions in Si and Ge under pressures up to 50 G Pa // Phys. Lett. – 1984. – Vol. 103A, № 3. – P. 137–140.

Статья поступила
17 мая 2004 г.

Неустров Степан Архипович – доктор технических наук, профессор кафедры материалов и процессов твердотельной электроники МИЭТ. *Область научных интересов:* плазмохимические процессы в микроэлектронике.

Неустров Алексей Степанович – сотрудник кафедры материаловедения и физической химии МИЭТ. *Область научных интересов:* технология монокристаллов.

Информация для читателей журнала «Известия высших учебных заведений. Электроника»

С тематическими указателями статей за 1996 - 2004 гг.
и с содержанием последних номеров можно ознакомиться
на нашем сайте:

<http://www.miet.ru/static/je/os.html>

ТЕХНОЛОГИЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

УДК 621.315.61

Технологические закономерности выращивания структур AlN и GaN на сапфире при использовании неорганических донорно-акцепторных комплексов

Г.А.Найда, В.В.Смирнов

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Исследован процесс выращивания гетероэпитаксиальных слоев нитридов алюминия и галлия методом пиролиза комплексных соединений GaX_3NH_3 и AlX_3NH_3 на подложках (0001) и $(\bar{1}012)$ сапфира. Рассмотрено влияние технологических параметров на качество слоев. Структура слоев исследовалась рентгеновским дифрактометрическим и электронографическим методами, морфология – методами оптической и растровой электронной микроскопии. Выявлены характерные для AlN и GaN закономерности осаждения гетерослоев.

Гетероэпитаксиальные структуры на основе широкозонных нитридов алюминия и галлия, твердые растворы на их основе, в том числе с индием, выращенные на подложках сапфира, широко применяются в промышленном производстве и прежде всего для изготовления оптоэлектронных приборов и систем для коротковолновых инжекционных источников излучения. Радиационно- и термически стойкие гетерокомпозиции на основе AlN на различных подложках перспективны для изготовления устройств акустоэлектроники и волноводной оптики. Несмотря на значительные успехи, задача совершенствования технологии осаждения полупроводниковых нитридов остается по-прежнему актуальной.

В настоящей работе рассмотрены технологические особенности выращивания гетероэпитаксиальных структур нитридов алюминия и галлия на подложках сапфира ориентации (0001) и $(\bar{1}012)$ методом пиролиза неорганических донорно-акцепторных комплексов состава GaX_3NH_3 и AlX_3NH_3 (где X – Cl, Br) [1]. В качестве варьируемых параметров процесса осаждения рассмотрены температура, скорость роста и состав парогазовой смеси (ПГС) при фиксированных значениях разориентации подложки. Структурные характеристики слоев и ориентационные соотношения в системах нитрид–сапфир анализировали дифрактометрическим и электронографическим методами, морфологию – методами световой и растровой электронной микроскопии, а также профилометрии.

© Г.А.Найда, В.В.Смирнов, 2005

На рис.1–4 представлены графики, показывающие влияние параметров технологического процесса (линейной скорости ПГС v_{NH_3} , v_{Ar} , см/с; температуры роста T_p и источника T_{in} , К; скорости роста v_p , мкм/мин) на структурное совершенство слоев нитридов галлия и алюминия ориентации (0001), (11 $\bar{2}$ 0) и (11 $\bar{2}$ 6). Ширина кривых качания (ШКК) слоев GaN ориентации (11 $\bar{2}$ 0) измерена в направлениях $[\bar{2}110]$ и $[01\bar{1}1]$ Al₂O₃; ориентации (11 $\bar{2}$ 6) – от взаимно перпендикулярных наклонных плоскостей (10 $\bar{1}$ 3) и (0006) GaN. Разориентация подложек составляла: $\alpha_x = +0,60^\circ$, $\alpha_y = -0,10^\circ$ для (11 $\bar{2}$ 0) Al₂O₃; $\alpha_x = +0,75^\circ$, $\alpha_y = -0,55^\circ$ для подложек (0001) Al₂O₃.

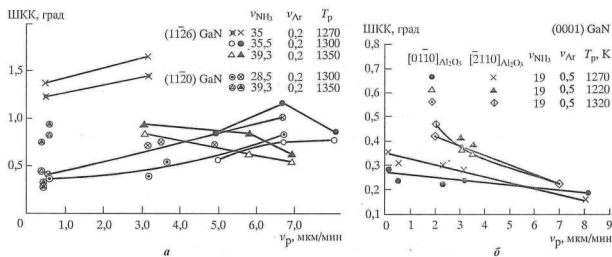


Рис.1. Зависимость ширины кривых качания слоев GaN ориентации (11 $\bar{2}$ 6), (11 $\bar{2}$ 0) (0001), выращенных на подложках (11 $\bar{2}$ 0) Al₂O₃ (а) и (0001) Al₂O₃ (б), от скорости роста v_p

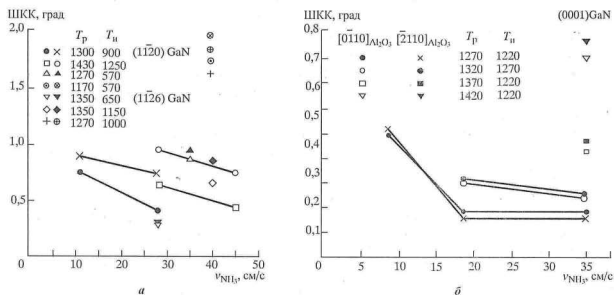


Рис.2. Зависимость ширины кривых качания слоев GaN ориентации (11 $\bar{2}$ 6), (11 $\bar{2}$ 0) (0001), выращенных на подложках (11 $\bar{2}$ 0) Al₂O₃ (а) и (0001) Al₂O₃ (б), от расхода аммиака v_{NH_3}

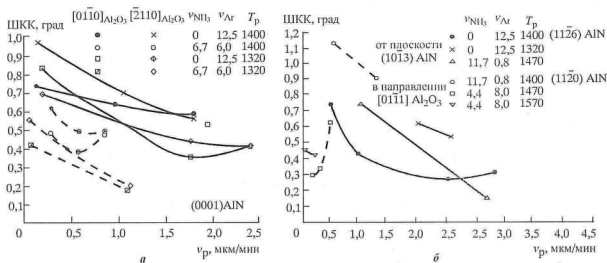


Рис.3. Зависимость ширины кривых качания слоев AlN ориентации $(11\bar{2}6)$, $(11\bar{2}0)$ (0001) , выращенных на подложках $(0001) Al_2O_3$ (а) и $(\bar{1}012) Al_2O_3$ (б), от скорости роста v_p

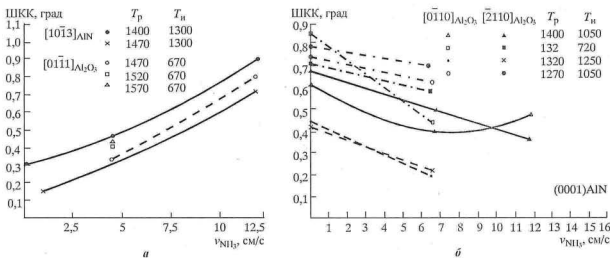


Рис.4. Зависимость ширины кривых качания слоев AlN ориентации $(11\bar{2}6)$, $(11\bar{2}0)$ (0001) , выращенных на подложках $(\bar{1}012) Al_2O_3$ (а) и $(0001) Al_2O_3$ (б), от расхода аммиака v_{Ni_3}

Для полученных зависимостей характерно значительное влияние скорости роста на структуру слоев. Увеличение ШКК с ростом скорости осаждения наблюдалось для MeN ориентации $(11\bar{2}0)$ (где Me – Al, Ga) и уменьшение ШКК – для слоев нитридов ориентации $(11\bar{2}6)$ и (0001) . Аналогичное влияние скорости роста на структуру наблюдали при исследовании толстых (до 25 мкм) слоев нитрида галлия ориентации (0001) , полученных хлоридно-гидридным методом. Значение ШКК в этом случае изменялось от 0,26 до 0,88° при увеличении скорости осаждения от 0,25 до 56 мкм/ч [2]. С ростом скорости потока аммиака улучшалась структура слоев GaN ориентации (0001) , $(11\bar{2}6)$, $(11\bar{2}0)$ и AlN ориентации (0001) , а полуширина кривых

качания слоев AlN ориентации $(11\bar{2}6)$, $(11\bar{2}0)$ возрастала. Это объясняется тем, что значения температуры осаждения наиболее совершенных слоев $(11\bar{2}6)$, $(11\bar{2}0)$ AlN достаточно близки, и самое незначительное изменение скорости роста слоя за счет введения аммиака может привести к осаждению гетероэпитаксиальных слоев смешанной ориентации. Подобное ухудшение кристалличности с увеличением потока аммиака наблюдалось в структурах $(0001)\text{GaN}/(0001)\text{Al}_2\text{O}_3$, полученных с использованием соединения $(\text{N}_3)_2\text{Ga}[(\text{CH}_2)_3\text{NCH}_3]_2$, содержащего связь галлий-азот [3]. В этом случае ШКК была наименьшей ($129,6$ arcsec) в слоях, осажденных без введения дополнительного аммиака.

Особенностью исследованных пленок является заметное различие дифракционных кривых во взаимно перпендикулярных исследуемых направлениях. Для большинства сильно рассогласованных эпитаксиальных структур с пленками микронной толщины основной вклад в уширение рефлексов вносят деформации [4]. Наблюдаемая анизотропия ширины кривой качания вдоль измеренных направлений и анализ линейного несоответствия вдоль сопрягающихся направлений плотноупакованных атомных цепочек в (0001) , $(11\bar{2}0)$ MeN и $(\bar{1}012)$ Al_2O_3 [5] косвенно указывают на срастание слоя с подложкой по связям O-Al(Ga) в структурах (0001) , $(11\bar{2}0)$ MeN и N-Al(Ga) в структурах $(11\bar{2}6)$ MeN.

Устойчивый рост гетероэпитаксиальных структур нитридов алюминия и галлия наблюдались в следующих температурных режимах:

Слой	Температурный диапазон, К
(0001) AlN	1270–1500
$(11\bar{2}6)$ AlN	1300–1470
$(11\bar{2}0)$ AlN	1350–1550
(0001) GaN	1120–1370
$(11\bar{2}6)$ GaN	1270–1370
$(1\bar{1}20)$ GaN	1320–1420

Диапазоны изменения температур 1320–1370 К и 1370–1470 К являются переходными при осаждении нитридов галлия и алюминия на подложках $(\bar{1}012)$ Al_2O_3 . В этих интервалах в зависимости от скорости роста получены эпитаксиальные слои ориентации $(11\bar{2}6)$, $(11\bar{2}0)$, $(11\bar{2}6)+(11\bar{2}0)$. Концентрация фаз $(11\bar{2}6)$ и $(11\bar{2}0)$ зависит от условий осаждения и при прочих равных условиях – от разориентации подложки.

Ширина кривой качания лучших образцов составила:

Слой	ШКК, град
(0001) AlN	0,20
$(11\bar{2}6)$ AlN	0,15
$(11\bar{2}0)$ AlN	0,28
(0001) GaN	0,14
$(11\bar{2}6)$ GaN	0,54
$(1\bar{1}20)$ GaN	0,28

Гетероструктуры, выращенные на подложках (0001) Al_2O_3 , имели на электронограммах «кикучи»-линии.

Осаждение слоев нитридов при более низких температурах, независимо от других технологических параметров приводило к существенному ухудшению структурных свойств гетероэпитаксиальных структур, росту текстурированных и поликристаллических пленок. Выращивание нитридов при более высоких температурах как на подложках (0001) Al_2O_3 , так и $(\bar{1}012)$ Al_2O_3 , отличалось неустойчивостью, плохой воспроизводимостью и низким структурным качеством, что можно объяснить возрастающим влиянием на кинетику осаждения нитридов побочных реакций, в частности, разложения GaN, травления продуктами распада комплекса и аммиака, а также десорбции атомов с поверхности, возрастающей с повышением температуры подложки. Значительное повышение температуры осаждения и толщины слоя из-за высоких напряжений несоответствия приводило к растрескиванию слоя.

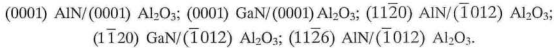
При осаждении AlN и GaN имеет большое значение соотношение аммиака и металлосодержащего компонента в ПГС. При синтезе нитрида галлия соотношение GaN/NH₃ в смеси составило 1/50 – 1/100. Уменьшение парциального давления аммиака независимо от других параметров процесса приводило к снижению кристаллического совершенства структур GaN ориентации (0001), (11 $\bar{2}$ 0), (11 $\bar{2}$ 6), вплоть до получения поликристаллических и аморфных слоев при Ga/NH₃ = 1:1.

При введении дополнительного аммиака в зону роста для заданной концентрации Al/NH₃ в ПГС, определяемой составом комплекса, резко снижалась скорость роста и ухудшалось кристаллическое совершенство пленок (11 $\bar{2}$ 0), (11 $\bar{2}$ 6) AlN. Увеличение парциального давления аммиака в 15–20 раз приводило к прекращению роста. Полученные экспериментальные данные по осаждению нитридов галлия и алюминия хорошо коррелируют с результатами термодинамических расчетов системы MeX₃NH₃ (где Me – Ga, Al; X – Cl, Br) [6, 7]. Улучшение морфологии, а также воспроизводимости осаждения обеспечивается высокой скоростью поступления адатомов к подложке. Однако высокое пересыщение при синтезе слоев снижает их структурные характеристики, приводит к двойникованию, росту слоев смешанной (11 $\bar{2}$ 0 + 11 $\bar{2}$ 6) ориентации, а также осаждению поликристаллических пленок. Поэтому уменьшение скорости роста при сохранении значительных концентраций соединений алюминия в реакционной смеси и высоких линейных скоростей газового потока позволило синтезировать слои (11 $\bar{2}$ 0) AlN и (0001) AlN с высокими структурными и морфологическими характеристиками. Кроме того, удалось снизить на 50–100 К температуру ориентационного перехода от (11 $\bar{2}$ 6) AlN к (11 $\bar{2}$ 0) AlN при синтезе на подложках $(\bar{1}012)$ Al_2O_3 . Структурные свойства слоев (11 $\bar{2}$ 0) AlN с уменьшением температуры выращивания ниже 1420 К ухудшались.

Применение избыточного аммиака при синтезе нитрида алюминия ориентации (11 $\bar{2}$ 6) нецелесообразно, так как температуры осаждения слоев ориентаций (11 $\bar{2}$ 6) AlN и (11 $\bar{2}$ 0) AlN достаточно близки и любое самое незначительное изменение скорости роста слоя за счет введения аммиака может привести к осаждению гетероэпитаксиальной структуры смешанной ориентации. На основании экспериментальных результатов

выявлено наличие определенного оптимума скорости роста для данной температуры осаждения, определяемого составом ПГС и температурой источника комплексного соединения.

Анализ ориентационных соотношений в системе нитрид–сапфир подтвердил реализацию известных соотношений:



Сведения о получении структур GaN ориентации $(1\bar{1}\bar{2}\bar{6})$ впервые сообщены в работе [8]. Однако о существовании такой ориентации GaN можно было предположить, так как об изоморфном с GaN нитриде алюминия той же ориентации сообщалось ранее в [9]. Эпитаксиальные слои $(11\bar{2}\bar{6})$ GaN без включений по данным рентгенодифрактометрических исследований фазы $(11\bar{2}\bar{0})$ GaN выращены в температурном интервале 1270 – 1370 К с использованием высоких пересыщений ($v_p > 5$ мкм/мин). Слои имели желтоватый оттенок, худшую, чем у слоев $(11\bar{2}\bar{0})$ AlN, морфологию. ШКК их составила 0,54 – 1,67°. По структурным и морфологическим свойствам они уступали слоям нитрида алюминия той же ориентации.

Микрорельеф поверхности выращенных структур зависел от технологических параметров осаждения, газодинамических условий, энергетического рельефа поверхности подложки, структурных характеристик полученных гетероэпитаксиальных структур, ряда других факторов и в целом соответствовал описанному в литературе. Эпитаксиальные слои ориентации $(11\bar{2}\bar{0})$ имели лучшую зеркальность, чем слои ориентации $(11\bar{2}\bar{6})$, а также меньшую шероховатость. Высота неровностей R_z эпитаксиальных слоев для лучших образцов составила:

Слой	Высота неровностей R_z
(0001) AlN	<0,05
$(11\bar{2}\bar{6})$ AlN	<0,068
$(11\bar{2}\bar{0})$ AlN	<0,10
(0001) GaN	<0,08
$(11\bar{2}\bar{6})$ GaN	<0,094
$(1\bar{1}\bar{2}\bar{0})$ GaN	<0,062

Таким образом, в результате исследования влияния параметров осаждения (скорости и температуры роста, потока аммиака) на структуру осаждаемых слоев нитридов алюминия и галлия выявлено, что улучшение кристаллического качества может быть осуществлено за счет оптимизации технологических параметров для каждой ориентации слоя нитрида. Характер кинетических зависимостей пиролитического метода близок к хлоридно-гидридному. Сравнительный анализ структурных и морфологических свойств нитридов, выращенных различными методами, показал, что полученные результаты не уступают, а в ряде случаев превосходят результаты других исследований и позволяют использовать эпитаксиальные структуры для создания функциональных устройств микроэлектроники с применением известных методов планарной технологии.

Литература

1. *Смирнов В.В., Соколов Е.Б., Добрынин А.В.* Анализ методов получения полупроводниковых нитридов // Сб. науч. тр. «Материалы и технологические процессы микроэлектроники». – М.: МИЭТ, 1988. – С. 109–116.
2. Influence of growth rate on the structure of thick GaN layers grown by HVPE / *T.Paskova, E.M.Goldys, R.Yakimova et al.* // J. Cryst. Growth. – 2000. – Vol. 208. – P. 18–26.
3. *Fisher R.A., Wohlfart A., Devi A, Rogge W.* Growth kinetics of GaN thin films grown by OMVPE using single source precursors // MRS Internet J. Nitrid Semicond. Res. – 1999. – Vol. 5S1. – W.3.18.
4. *Кюпит Р.Н., Ратищев В.В., Мосина Г.Н., Щеглов М.П.* Структурное совершенство эпитаксиальных слоев GaN по данным рентгеновской дифракции // ФТТ. – 1999. – Т. 41, № 1. – С. 30–37.
5. *Кузнецов А.В., Семилетов С.А., Чапыгин Г.В.* Ориентация нитрида галлия на сапфире // Рост кристаллов. – М.: Наука, 1986. – Т. 15. – С. 14–24.
6. *Добрынин А.В., Смирнов В.В.* Термодинамический анализ осаждения из газовой фазы псевдобинарных растворов нитридов алюминия–галлия // Сб. тез. докл. IV Всесоюзной конф. «Термодинамика и материаловедение полупроводников». – М.: МИЭТ, 1989. – Т. 1. – С. 190, 191.
7. *Добрынин А.В.* Кинетика осаждения нитридов алюминия и галлия и моделирование тепломассообмена в пиrolитическом методе // Изв. вузов. Материалы электронной техники. – 2001. – № 1. – С. 53–57.
8. *Баровский И.В., Найда Г.А., Смирнов В.В.* Особенности гетероэпитаксии нитридов алюминия и галлия на сапфире // Изв. вузов. Электроника. – 2001. – № 5. – С. 17–22.
9. *Sokolov E.B., Maljukov V.A., Kudakov U.D., Naida G.A.* Orientation relationships of aluminium nitride on sapphires // Gryst. Res. Technol. – 1983. – Vol. 8, № 1. – P. 53–58.

Статья поступила
9 февраля 2005 г.

Смирнов Владимир Витальевич – кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник кафедры материалов и процессов твердотельной электроники, проректор МИЭТ. *Область научных интересов:* технология гетероструктур, материалы электронной техники.

Найда Галина Акимовна – кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры материалов и процессов твердотельной электроники МИЭТ. *Область научных интересов:* технология гетероструктур, материалы акустоэлектроники.

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.382.416

Аналитическая модель для субмикронных HEMT-транзисторов с учетом короткоканальных эффектов

А.М.Бобрешов, И.В.Хребтов

Воронежский государственный университет

Предложена модель для субмикронных транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT-транзисторов), в которой наряду с эффектом насыщения дрейфовой скорости электронов проведен учет доминирующих эффектов короткого канала. На основе полученной модели рассчитаны характеристики S -параметров в схемотехнической среде DesignLab 8.0 и проведено их сравнение с экспериментальными данными. Показано, что дополнительный учет короткоканальных эффектов приводит к повышению точности модели. Исследовано влияние этих эффектов на параметры малосигнальной модели транзистора.

Транзисторы с высокой подвижностью электронов (HEMT-транзисторы) обладают наилучшими перспективами для достижения граничной частоты вплоть до терагерцового диапазона. Приборы имеют очень малые шумы в СВЧ-диапазоне и в будущем, несомненно, составят основу элементной базы радиоэлектронных устройств [1].

Одним из способов увеличения быстродействия транзисторов, а также степени интеграции в ИС является уменьшение их размеров, в частности длины затвора, до субмикронных значений. В таких структурах важную роль играют короткоканальные эффекты (ККЭ), влияющие как на режим работы, так и на характеристики приборов, и при длине затвора менее 1 мкм ими уже нельзя пренебрегать.

Цель настоящей статьи – разработка модели для субмикронных HEMT-транзисторов, в которой дополнительно к обычно принимаемому во внимание в моделях эффекту насыщения дрейфовой скорости электронов учтены и другие доминирующие ККЭ, вследствие чего модель может претендовать на повышение точности расчета характеристик прибора.

Верификация модели сначала осуществлялась по смоделированным ВАХ различных HEMT-транзисторов и дальнейшей их сверке с экспериментальными данными, а затем по рассчитанным S -параметрам транзистора ATF35143 фирмы Hewlett Packard в разных режимах работы с применением пакета DesignLab 8.0.

Методика моделирования короткоканальных эффектов. К наиболее важным ККЭ в HEMT-транзисторах можно отнести изменение порогового напряжения с изменением длины затвора, изменение порогового напряжения с изменением напряжения сток–исток [2, 3], а также ударную ионизацию, с которой связывают аномальный рост тока стока в насыщении [4]. Именно эти ККЭ учитывались в настоящей модели.

© А.М.Бобрешов, И.В.Хребтов, 2005

Используя данные численного расчета зависимости порогового напряжения НЕМТ-транзистора от длины затвора [3], можно применить аппроксимацию вида

$$U_{offL_3}(L_3) = I_m / (L_3 + L_3^2), \quad (1)$$

где L_3 – длина затвора; I_m – модельный параметр.

Сдвиг порогового напряжения с изменением напряжения сток–исток ($U_{СИ}$) в НЕМТ-транзисторе подобен такому же эффекту (DIBL) в МОПТТ [5]. Исходя из приведенных в [6] характеристик, зависимость $U_{offU_{СИ}}(U_{СИ})$ будем приближено считать линейной, т.е.

$$U_{offU_{СИ}}(U_{СИ}) = v_m U_{СИ},$$

где v_m – модельный параметр. При этом с уменьшением длины затвора L_3 влияние напряжения $U_{СИ}$ должно усиливаться. Тогда общий сдвиг порогового напряжения $\Delta U_{off} \sim U_{offU_{СИ}}(U_{СИ}) \cdot U_{offL_3}(L_3)$.

С ростом напряжения $U_{СИ}$ в НЕМТ-транзисторах может проявляться эффект ударной ионизации, вызывающий существенное возрастание тока стока, что может быть смоделировано уменьшением порогового напряжения. При этом известно, что чем меньше напряжение затвор–исток ($U_{ЗИ}$), тем при более низких напряжениях $U_{СИ}$ этот эффект наступает и сильнее проявляется [4]. Рост тока стока в области насыщения принимает экспоненциальный характер и также усиливается с уменьшением длины затвора. Исходя из этого, изменение порогового напряжения под влиянием ударной ионизации можно описать выражением

$$U_{offkink}(U_{СИ}, U_{ЗИ}) = v_r U_{ЗИ} U_{СИ} \cdot \exp(v_w U_{СИ}),$$

где v_r и v_w – модельные параметры.

Для общего сдвига порогового напряжения с учетом всех рассмотренных ККЭ имеем

$$\Delta U_{off} = I_m / (L_3 + L_3^2) (v_m U_{СИ} + v_r U_{ЗИ} U_{СИ} \cdot \exp(v_w U_{СИ}) + 1). \quad (2)$$

Здесь учтено, что при $U_{СИ} = 0$ сдвиг порогового напряжения присутствует за счет уменьшения длины затвора, т.е. выражение (2) должно сводиться к (1). Для соответствия аппроксимации (1) численным данным, приведенным в [3], параметр I_m был выбран равным $-0,015$ В. Параметры v_r , v_w и v_m в случае исследования транзисторов с одинаковой структурной калибруются по ВАХ одного образца НЕМТ-транзистора.

Таким образом, учет перечисленных ККЭ возможен при моделировании изменения порогового напряжения транзистора, которое обычно определяется на стадии изготовления и считается постоянным.

Аналитическая модель НЕМТ-транзистора. Основой настоящей модели является соотношение, хорошо описывающее зависимость поверхностной плотности заряда в НЕМТ-транзисторе от приложенных напряжений [7]:

$$n_{si}(U_{ЗИ}, U(x)) = n_{0i} \left[\alpha_i + (1 - \alpha_i) \tanh \frac{U_{ЗИ} - U_{mi} - U(x)}{U_{li}} \right], \quad i = 1, 2 \text{ и } 3, \quad (3)$$

где $U(x)$ – потенциал канала (x – координата, направленная вдоль канала); n_{0i} , α_i , U_{mi} и U_{li} – модельные параметры. Индекс i соответствует трем компонентам заряда, присут-

ствующим в НЕМТ-транзисторе: электроны двумерного газа на границе гетероперехода, свободные электроны и ионизованные доноры в легированном слое.

Модель не содержит явно пороговое напряжение, а потому должна быть модернизирована для исследования влияния его сдвига в условиях короткого канала на характеристики транзистора. Используем модельные параметры n_{0i} , α_i , U_{mi} и U_{li} и получим для них аналитические выражения, содержащие пороговое напряжение.

Основываясь на принципе работы НЕМТ-транзистора, получим выражение для линейной аппроксимации модели управления зарядом:

$$n_{s1} = \frac{\varepsilon}{(d + \Delta d)} (U_{CE} - U_{i1}) \frac{1}{q}, \quad (4)$$

где $U_{i1} = \phi_b - \Delta\varepsilon_c / q - U_{p2}$ – пороговое напряжение 2D-газа при 300 К; ϕ_b – высота барьера Шоттки; $\Delta\varepsilon_c$ – разрыв зоны проводимости; q – заряд электрона; $U_{p2} = qN_D d_d^2 / 2\varepsilon$ – напряжение перекрытия для слоя AlGaAs; N_D – концентрация доноров в слое AlGaAs; $d = d_d + d_i$ – толщина слоя AlGaAs (d_d , d_i – легированная и нелегированная части соответственно); ε – диэлектрическая проницаемость этого слоя, $\Delta d \approx 8$ нм.

Величина Δd определяет важную поправку для нормально закрытых транзисторов, у которых толщина $d \leq 30$ нм и имеет тот же порядок, что и толщина слоя 2D-газа.

При напряжении на затворе больше величины $U_{i2} = U_{i1} + qn_{s01}(d + \Delta d)/\varepsilon$ [8] концентрация электронов двумерного газа n_{s1} приближается к максимальному значению n_{s01} и в слое легированного AlGaAs возникает необходимая часть, которая вносит вклад в проводимость канала. Максимальная величина поверхностной плотности электронов двумерного газа достигается при условии

$$U_{3и} = U_{i2} + U_0, \quad (5)$$

где $U_0 = v_{s1}L/\mu_1$ (v_{s1} и μ_1 – соответственно скорость насыщения и подвижность электронов в двумерном газе). С дальнейшим увеличением $U_{3и}$ рост проводимости может быть связан только с компонентой свободных электронов в легированном слое.

На рис.1 представлены зависимости поверхностной плотности заряда двумерного электронного газа в канале транзистора, а также свободных электронов и нейтрализованных доноров в слое AlGaAs от напряжения затвор–исток [7]. При правильном выборе модельных параметров n_{0i} , α_i , U_{mi} и U_{li} эта зависимость хорошо описывается выражением (3), а для 2D-газа она линейно аппроксимируется выражением (4) при $U_{i1} \leq U_{3и} \leq U_{i2}$ и прямой $n_{s1} = n_{s01}$ при $U_{3и} > U_{i2}$ (см. рис.1, пунктирная линия).

Аналитические выражения, аналогичные (4), можно записать также для поверхностной плотности свободных электронов и нейтрализованных доноров в слое AlGaAs.

С учетом (5) поверхностную плотность свободных электронов найдем из соотношения

$$n_{s2} = \left(\frac{\varepsilon}{d_d - n_{s01}/N_D} - \frac{\varepsilon}{d + \Delta d} \right) (U_{CE} - U_{i2} - U_0) \frac{1}{q}, \quad (6)$$

отличающегося от приведенного в [8] членом $\frac{\varepsilon}{d + \Delta d}$.

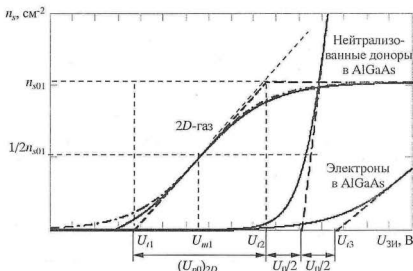


Рис.1. Зависимость поверхностной плотности двумерного электронного газа, нейтрализованных доноров и свободных электронов в слое AlGaAs от напряжения затвор-исток: --- линейная аппроксимация; — вид реальной характеристики; - · - · - · настоящая модель при $\alpha = 0,5$

Для поверхностной плотности нейтрализованных доноров по аналогии с (6) имеем

$$n_{s3} = \frac{\varepsilon}{n_{s01}/N_D} (U_{сб} - U_{i2} - \frac{U_0}{2}) \frac{1}{q}. \quad (7)$$

Здесь n_{s01}/N_D — толщина ионизованного слоя в AlGaAs, обусловленного переходом электронов в канал. Зависимости (6) и (7) также приведены на рис.1 пунктирной линией. Соотношения (4), (6) и (7) были проверены на данных численного расчета поверхностной плотности всех компонентов заряда в НЕМТ-транзисторе с длиной затвора 1 мкм, приведенных в [7]. Учет членов $\frac{\varepsilon}{d + \Delta d}$ в (6) и $\frac{U_0}{2}$ в (7) позволяет улучшить соответствие аппроксимации этим данным.

Используя соотношения (4), (6) и (7), можно получить аналитические выражения для модельных параметров U_{mi} и U_{i1} как функций порогового напряжения, тем самым, внося явную зависимость от него и в (3).

Величина n_{0i} — это значение n_{si} при больших значениях напряжения затвор-исток, т.е. равное n_{s0i} . В настоящей работе использовались типичные значения для всех компонентов заряда.

Параметр U_{mi} — напряжение в точке перегиба кривой $n_{si}(U_{зи})$, а α_i — коэффициент пропорциональности, определяемый как

$$\alpha_i = n_{si}(U_{mi})/n_{0i}. \quad (8)$$

Из рис.1 видно, что для линейной аппроксимации точке перегиба соответствует середина наклонного участка, что дает значение $\alpha_i = 0,5$. Однако при этом для 2D-газа имеет место существенный подпороговый заряд. В реальной характеристике точка перегиба кривой $n_{si}(U_{зи})$ для 2D-газа лежит левее и значение α_i меньше. Для α_i также можно использовать типичные значения, предложенные в [7], и в дальнейшем их не менять. При заданном α_i значение для U_{mi} определяется из выражений (4), (6)–(8):

$$U_{m1} = q\alpha_1 n_{01} (d + \Delta d) / \epsilon + U_{i1};$$

$$U_{m2} = q\alpha_2 n_{02} / \left(\frac{\epsilon}{d_d - n_{01} / N_D} - \frac{\epsilon}{d + \Delta d} \right) + U_{i2} + U_0;$$

$$U_{m3} = q\alpha_3 n_{03} n_{01} / \epsilon N_D + U_{i2} + \frac{U_0}{2}.$$

И наконец, U_{li} – разница между значениями U_{3i} в точке пересечения асимптоты $n_{3i} = n_{0i}$ и касательной к кривой $n_{3i}(U_{3i})$ в точке перегиба и U_{mi} , т.е. из рис.1 нетрудно видеть, что для линейной аппроксимации

$$U_{11} = U_{i2} - U_{m1}, \quad U_{12} = U_2 - U_{m2}, \quad U_{13} = U_3 - U_{m3}.$$

Здесь U_2 – напряжение насыщения для свободных электронов в AlGaAs, определяемое из (6) при $n_{s2} = n_{02}$ аналогично U_3 – напряжение насыщения для нейтрализованных доноров, определяемое из (7) при $n_{s3} = n_{03}$.

Таким образом, для учета ККЭ вместо U_{i1} следует использовать выражение $U_{i1} + \Delta U_{off}$ (где ΔU_{off} рассчитывается из (2)) при определении модельных параметров U_{mi} и U_{li} в (3), оставляя $U(x) = 0$. Следуя [9], можно рассчитать ВАХ НЕМТ-транзистора и элементы его эквивалентной схемы. Модель также позволяет проводить исследование влияния конструктивных и электрофизических параметров транзистора на его характеристики.

Влияние короткоканальных эффектов на характеристики НЕМТ-транзисторов. Для проверки модели рассчитаны ВАХ нескольких НЕМТ-транзисторов. Сначала получена ВАХ (рис.2,а) для НЕМТ-транзистора с длиной затвора 1 мкм (ККЭ незначительны) и проверена правильность расчета по известным экспериментальным данным. Затем рассчитана ВАХ транзистора фирмы NEC NE33200 с длиной затвора 0,3 мкм и проведена калибровка параметров модели порогового напряжения (ККЭ присутствуют). Далее, используя выбранные после калибровки параметры, рассчитана ВАХ НЕМТ-транзистора NEC NE32484A с длиной затвора 0,25 мкм. Во всех случаях получено хорошее соответствие с экспериментальными данными. В итоге для исследования влияния ККЭ на параметры малосиг-

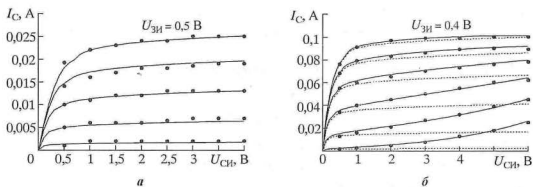


Рис.2. Смоделированные ВАХ для разных напряжений затвора U_{3i} : а – от $-0,3$ до $0,5$ В с шагом $0,2$ В (транзистор № 1); б – от $-0,6$ до $0,4$ В с шагом $0,2$ В (транзистор № 2) (— с учетом дополнительных эффектов короткого канала; --- без учета; ● экспериментальные данные)

нальной модели транзистора были проведены расчет и калибровка параметров модели порогового напряжения для НЕМТ-транзистора ATF35143 фирмы Hewlett Packard с длиной затвора 0,5 мкм.

На рис.2 представлены рассчитанные ВАХ для двух НЕМТ-транзисторов в сравнении с экспериментальными данными. При расчете использовались следующие параметры:

Модельные и электрофизические параметры

$n_{01} = 1,02 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$	$n_{02} = 8,4 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$	$n_{03} = 3,5 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$
$\alpha_1 = 0,44$	$\alpha_2 = 0,498$	$\alpha_3 = 0,5$
$\mu_1 = 5800 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$	$\mu_2 = 1000 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$	$\epsilon = 1,07 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/см}$
$V_{n1} = 1,85 \cdot 10^7 \text{ см/с}$	$V_{n2} = 1 \cdot 10^7 \text{ см/с}$	$\phi_b = 0,95 \text{ эВ}$
$E_{n1} = 3,5 \cdot 10^3 \text{ В/см}$	$E_{n2} = 1 \cdot 10^4 \text{ В/см}$	$\Delta E_c = 0,32 \text{ эВ}$
$d_{n1} = 14 \cdot 10^{-6} \text{ см}$	$d_{n2} = 3 \cdot 10^{-6} \text{ см}$	$N_D = 2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$
$v_m = 1,5 \text{ В}$	$v_r = -1 \text{ В}^{-1}$	$v_w = 0,2 \text{ В}^{-1}$

Геометрические параметры

Транзистор № 1	$d_d = 270 \cdot 10^{-8} \text{ см}$	$L = 1 \text{ мкм}$
	$d_i = 30 \cdot 10^{-8} \text{ см}$	$Z = 100 \text{ мкм}$
Транзистор № 2 (НР ATF35143)	$d_d = 410 \cdot 10^{-8} \text{ см}$	$L = 0,5 \text{ мкм}$
	$d_i = 100 \cdot 10^{-8} \text{ см}$	$Z = 400 \text{ мкм}$

На этих характеристиках видно, что с уменьшением длины затвора (см. рис.2,б) имеет место существенный рост тока стока в области насыщения, что всегда наблюдается в эксперименте для субмикронных транзисторов.

На рис.2,б пунктиром представлены ВАХ, рассчитанные без учета ККЭ (насыщение дрейфовой скорости электронов учитывалось во всех случаях). Видно, что при учете дополнительных короткоканальных эффектов получено хорошее совпадение с экспериментом, тогда как в противном случае необходимого роста тока в насыщении не наблюдается.

На рис.3,а представлена зависимость крутизны от напряжения затвор-исток при разных напряжениях сток-исток для транзистора № 2. Видно, что в случае учета ККЭ, изменение крутизны со сменой рабочего режима заметно больше, чем в аналогичном случае для обычной модели, а максимум крутизны смещается в сторону более отрицательных напряжений затвор-исток. То же наблюдается для зависимости емкости затвор-исток (рис.3,б), которая во всем рассматриваемом диапазоне напряжений к тому же оказывается больше при наличии ККЭ, что уменьшает быстродействие. Выходная проводимость (рис.3,в) и емкость обратной связи затвор-сток (рис.3,г) также возрастают при наличии ККЭ, но в этом случае их изменение со сменой напряжения затвор-исток при малых напряжениях сток-исток практически такое же, как и без ККЭ. Различие становится заметнее при больших напряжениях сток-исток, когда проявляется эффект ударной ионизации.

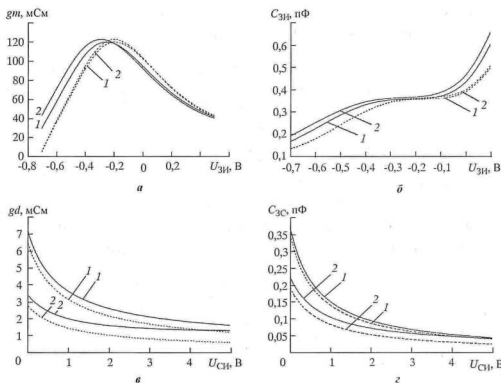


Рис.3. Характеристики для транзистора № 2 – зависимость крутизны g_m (а) и емкости затвор–исток (б) от напряжения затвора $U_{зи}$ при разных напряжениях стока–источка $U_{си}$: 1 – 2 В; 2 – 3 В; зависимость выходной проводимости g_d (в) и емкости затвор–сток (г) от напряжения стока $U_{си}$ при напряжениях затвора $U_{зи}$: 1 – $-0,2$ В; 2 – $-0,4$ В (— с учетом ККЭ; --- без учета)

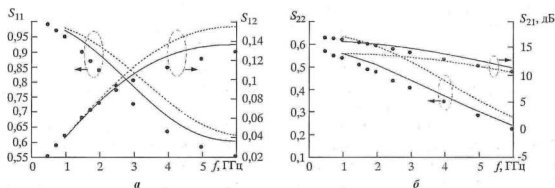


Рис.4. Зависимость амплитуд S -параметров транзистора № 2 от частоты при $U_{си} = 2$ В, $U_{зи} = -0,5$ В (• экспериментальные данные; — расчет с учетом ККЭ; --- без учета)

Для верификации описанной выше модели также рассчитаны S -параметры транзистора № 2 с помощью пакета DesignLab 8.0 и сверены с экспериментальными, взятыми из технических данных прибора. При этом использовалась схема ВЧ-модели, предложенная разработчиками транзистора, оптимизированная для диапазона частот 1–6 ГГц.

Результаты моделирования S -параметров приведены на рис.4. Видно, что учет эффектов короткого канала действительно привел к уточнению расчета S -параметров транзистора. При уменьшении длины затвора пренебрежение этими эффектами будет приводить к более существенной ошибке. Такая же ситуация сохраняется и для других режимов работы транзистора, что позволяет говорить о правильности выбранного направления к дальнейшему улучшению моделей субмикронных НЕМТ-транзисторов.

Литература

1. Hill A.J., Ladbrooke P.H. High Electron Mobility Transistors (HEMTs) – A Review // The GEC Journal of Research. – 1986. – Vol. 4, № 1. – P. 1–14.
2. Short-channel effects in AlGaIn/GaN HEMTs / O.Breitschadel, L.Kley, H.Grabeldinger et al. // Materials Science and Engineering. – 2001. – B. 82. – P. 238–240.
3. Stenzel R., Hontschel J., Kliz W. Simulation of ultra-short channel HEMTs with dDifferent gate concepts by 2D/3D-hydrodynamic Models // Proc. Of 14-th Workshop on modelling and simulation of electron devices (MSED2003) (Barcelona, Spain, 2003). – 2003. – P. 33–36.
4. Webster Richard T., Shangli Wu, Anwar A.F.M. Impact ionization in InAlAs/InGaAs/InAlAs HEMT's // IEEE Electron device letters. – 2000. – Vol. 21. – P. 193–195.
5. High linearity GaN HEMT power amplifier with pre-linearization gate diode / Shouxuan Xie, Vamsi Paidi, Sten Heikman et al. // IEEE Lester Eastman Conference on High Performance Devices. – 2004. – August. – P. 34–36.
6. An analytical model for short-channel MOSFETs / M.H.Yang, Q.Yu, B.Xiao et al. // Semicond. Sci. Technol. – 1999. – 14. – P. 715–720.
7. Abdel Aziz M., El-Sayed M., El-Banna M. An analytical model for small signal parameters in HEMTs including the effect of source/drain extrinsic resistances // Solid-State Electronics. – 1999. – Vol. 43. – P. 891–900.
8. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия: Пер. с англ. – М.: Мир, 1991. – 632 с.
9. Бобришов А.М., Аверина Л.И., Лопатин А.И. Моделирование малощумящего усилителя на HEMT-транзисторе // Вестник ВГУ. – 2001. – № 1. – С. 11–24.

Статья поступила
после доработки
12 февраля 2005 г.

Бобришов Анатолий Михайлович – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой электроники ВГУ. *Область научных интересов:* нелинейные явления в входных твердотельных приборах; автоматизированные измерительные системы научных исследований.

Хрестов Игорь Владимирович – аспирант кафедры электроники ВГУ. *Область научных интересов:* нелинейные явления во входных каскадах радиоприемных устройств, моделирование субмикронных приборов.

Информация для читателей журнала

«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Вы можете оформить подписку на 2005 г. в редакции с любого номера. Стоимость одного номера – 450 руб. (с учетом всех налогов и почтовых расходов).

Адрес редакции:

124498, Москва, Зеленоград, проезд 4806, д. 5, МИЭТ, комн. 7232

Тел.: (095) 534-62-05. Факс: (095) 530-54-29

E-mail: magazine@rnd.miee.ru

<http://www.miet.ru/static/jc/os.html>

Аналитическая модель неизотермического распределения плотности мощности в структурах биполярных транзисторов

В.А.Сержеев

Ульяновское отделение Института радиотехники и электроники РАН

Предложена аналитическая модель неизотермического распределения плотности мощности в планарных структурах биполярных транзисторов, основанная на приближении локальной тепловой обратной связи и учитывающая действие регулярных и случайных причин неоднородного изотермического токораспределения. Получены выражения для неизотермического распределения плотности мощности в биполярных транзисторных структурах с полосковым и круглым эмиттером. Исследованы зависимости максимальной плотности мощности и эффективной площади эмиттера от параметров структуры и электрического режима. Приведены экспериментальные данные, подтверждающие теоретические зависимости.

Эффекты неоднородного распределения плотности тока, мощности и температуры в структурах полупроводниковых приборов (ППП) являются важнейшими факторами, ограничивающими функциональные возможности приборов и определяющими их функциональную и физическую надежность [1]. Исследования этих эффектов актуальны в условиях постоянно повышающихся требований к энергетическим параметрам, качеству и надежности ППП.

Неоднородное распределение плотности мощности в приборных структурах может быть вызвано причинами регулярного и случайного характера. К регулярным причинам относятся падение напряжения на распределенных сопротивлениях активных и пассивных областей структуры и тоководущей металлизации, а также краевые эффекты теплотеноса. К причинам случайного характера относятся дефекты различной природы, а также внешние воздействия (например, ионизирующее излучение). Внутренняя тепловая обратная связь в зависимости от знака приводит либо к увеличению, либо к уменьшению этих исходных неоднородностей. Исследование эффектов неизотермического токораспределения в приборных структурах с дефектами представляет особый интерес для задач диагностики качества ППП.

Достаточно подробно эффекты неоднородного токораспределения аналитически исследованы в биполярных структурах и только в изотермическом приближении [1–4]. И наоборот, анализ температурных полей в приборных структурах проводился без учета причин неоднородного изотермического токораспределения [5]. Расчет и анализ неизотермического распределения плотности тока и температуры в приборных структурах проводились только численными методами [6–9]. При этом неоднородности (дефекты) представлялись одномерными дискретными моделями [9].

Аналитическое решение задачи теплопроводности в приборных структурах с учетом эффектов неоднородного токораспределения и температурной зависимости плотности мощности наталкивается на серьезные, зачастую непреодолимые математические

трудности. Для планарных структур мощных ППП эти трудности удается в значительной мере преодолеть, используя приближение локальной тепловой обратной связи (ЛТОС) [10].

Приближение ЛТОС и основные соотношения модели. Глубина залегания рабочих p - n -переходов в современных планарных структурах много меньше толщины h полупроводниковой пластины, и источники тепла можно считать поверхностными. В структурах мощных ППП характерные геометрические размеры \mathcal{R} активной области в плоскости поверхности, как правило, во много раз превышают характерную длину теплопроводности [1, 6]

$$\ell_T = h + \sqrt{h\lambda/a_T},$$

где λ – коэффициент теплопроводности полупроводника; a_T – коэффициент теплопередачи теплового контакта пластины с теплоотводом.

При отводе тепла от основания пластины, близком к идеальному, $a_T \rightarrow \infty$, $\ell_T \approx h$ и тепловой связью между частями активной области, удаленными друг от друга на расстояние нескольких h , можно пренебречь. В этом случае при поддержании постоянной полной мощности P , выделяющейся в приборе, приращение температуры поверхности $T_n(x, y)$ в данной точке активной области относительно температуры T_0 основания корпуса можно считать пропорциональной плотности теплового потока $q(x, y, T_i, \eta)$ в этой точке:

$$\Delta T_n = T_n - T_0 = \rho_T q(x, y, T_n, \eta), \quad (1)$$

где x, y – координаты в плоскости поверхности структуры; $\rho_T = h/\lambda$ – удельное (на единицу площади) тепловое сопротивление структуры, которое в общем случае является известной (а в случае дефектов теплофизической природы – неизвестной) функцией координат и температуры поверхности $\rho_T(x, y, T_i)$; символ η – параметр электрического режима прибора, который является неявной функцией \bar{T}_a и изменяется при саморазогреве структуры в соответствии с условием постоянства полной мощности:

$$P = \int_{S_a} q(x, y, T_n(x, y), \eta) dS = \text{const}.$$

Краевые эффекты теплопереноса не учитываются, полагая, что расстояние от края пластины до границы активной области в несколько раз превышает толщину кристалла. В обычных (без образования «горячих пятен») режимах работы приборов изменение температуры $T_n(x, y)$ поверхности структуры в пределах активной области не превышает нескольких десятков кельвин и для описания температурной зависимости плотности теплового потока $q(x, y, T_n, \eta)$ на поверхности активной области можно ограничиться линейным приближением относительно отклонения температуры ΔT_a поверхности структуры от среднего значения температуры \bar{T}_a активной области:

$$q(x, y, T_n, \eta) = q(x, y, \bar{T}_a, \eta_a) \left(1 + \xi_T \frac{\Delta T_a}{T_0} \right) = q(x, y, \bar{T}_a, \eta_a) \left(1 - \xi_T \frac{\Delta \bar{T}_a}{T_0} + \xi_T \frac{\Delta T_n}{T_0} \right), \quad (2)$$

где $q(x, y, \bar{T}_a, \eta_a)$ – изотермическое распределение плотности мощности при температуре

$$\bar{T}_a = \frac{1}{S_a} \int_{S_a} T_n(x, y) dS, \quad (3)$$

$\Delta T_a = T_n(x, y) - \bar{T}_a$, $\Delta \bar{T}_a = \bar{T}_a - T_0$, $\Delta T_n = T_n(x, y) - T_0$, $\xi_T = \left. \frac{T_0}{q} \frac{\partial q}{\partial T} \right|_{T=\bar{T}_a}$ – температурный

коэффициент плотности мощности при температуре, равной \bar{T}_a , а значение параметра η_a при температуре \bar{T}_a определяется из условия (3) путем подстановки в него выражения для изотермического распределения плотности мощности при этой температуре. Тогда, подставляя (1) в (2) и (3), получим систему уравнений самосогласованного температурного режима полупроводниковой структуры:

$$q(x, y, T_n, \eta) = \frac{q(x, y, \bar{T}_a, \eta_a) [1 - (\xi_T \Delta \bar{T}_a / T_0)]}{1 - [\xi_T \rho_T(x, y, \bar{T}_a) q(x, y, \bar{T}_a, \eta_a) / T_0]}, \quad (4a)$$

$$\Delta T_n = \frac{\rho_T(x, y, \bar{T}_a) q(x, y, \bar{T}_a, \eta_a) [1 - (\xi_T \Delta \bar{T}_a / T_0)]}{1 - [\xi_T \rho_T(x, y, \bar{T}_a) q(x, y, \bar{T}_a, \eta_a) / T_0]}, \quad (4б)$$

$$\Delta \bar{T}_a = \frac{\Theta}{1 + \xi_T \Theta} T_0, \quad (4в)$$

где

$$\Theta = \frac{1}{T_0 S_a} \int_{S_a} \frac{\rho_T(x, y, \bar{T}_a) q(x, y, \bar{T}_a, \eta_a)}{1 - [\xi_T \rho_T(x, y, \bar{T}_a) q(x, y, \bar{T}_a, \eta_a) / T_0]} dS, \quad (4г)$$

Для анализа соотношений (4a)–(4г) в общем случае необходимо знать выражения для изотермических распределений плотности мощности и удельного теплового сопротивления при произвольной температуре, а также вид функции $\xi_T(T)$. Если зависимость $\xi_T(T)$ является слабой и в рабочем диапазоне температур можно полагать $\xi_T \approx \text{const}$, то анализ выражений (4a)–(4г) существенно упрощается.

В структурах биполярных транзисторов при их работе в нормальном активном режиме плотность мощности определяется плотностью эмиттерного тока $J_{\check{Y}}(x, y)$ и напряжением $U_{KЭ}$ между коллектором и эмиттером:

$$q = J_{\check{Y}} U_{KЭ} = U_{KЭ} A \exp \left[- \frac{\varepsilon + (\rho_n J_{\check{Y}} / m \varphi_{T0})}{1 + (\Delta T_n / T_0)} \right],$$

где $\varepsilon = [(E_g/e) - U_{ЭБ}] / m \varphi_{T0}$; E_g – ширина запрещенной зоны полупроводника; e – заряд электрона; $U_{ЭБ}$ – напряжение на эмиттерном переходе; $\varphi_{T0} = kT_0/e$ – температурный потенциал; k – постоянная Больцмана; ρ_n – удельное (на единицу площади) омическое сопротивление квазинейтральных областей структуры; m – фактор неидеальности p - n -перехода; A – слабо зависящий от температуры [9, 10] параметр.

В задачах диагностики неоднородного токораспределения в транзисторных структурах рассматривают и используют, как правило, режим задания постоянного тока эмиттера, при котором

$$\xi_T = \left. \frac{T_0}{q} \frac{\partial q}{\partial T} \right|_{I_3 = \text{const}} = \frac{E_g - eU_{ЭБ} + e\rho_n J_3}{mkT} \left(1 + \frac{e\rho_n J_3}{kT} \right)^{-1} \frac{T_0}{T} > 0$$

и исходная (изотермическая) неоднородность распределения плотности мощности будет увеличиваться за счет действия положительной тепловой обратной связи. Электрическим параметром η , изменяющимся при саморазогреве структуры в соответствии с условием (3) в этом режиме, является напряжение $U_{ЭБ}$.

Для практических оценок рассмотрим режим небольших плотностей тока и мощности, когда можно пренебречь влиянием распределенных сопротивлений структуры и считать $\xi_T \approx \varepsilon_0 = (E_g - eU_{ЭБ0})/em\varphi_{T0}$, где $U_{ЭБ0}$ – напряжение $U_{ЭБ}$ при температуре, равной T_0 ; для кремниевых структур при $T_0 = 300$ К $\varepsilon_0 \approx 18/m$.

Основной причиной неоднородного токораспределения в структурах с полосковыми эмиттерами является падение напряжения на сопротивлениях токоведущих дорожек эмиттерной металлизации (ЭМ) [1–3]. В диапазоне токов, удовлетворяющих условию $I_3 R_{ЭМ} < m\varphi_T$, плотность мощности под дорожкой запишем в приближенном виде [10]:

$$q^0(x, T) = J_3(x) U_{КЭ} = \bar{q} \left\{ 1 + \frac{\varphi_M}{2} \left[(\bar{x} - 1)^2 - \frac{1}{3} \right] \right\}, \quad (5)$$

где I_3 – полный ток, втекающий в дорожку; $\bar{q} = I_3 U_{КЭ} / L_{ЭМ} a_{ЭМ} = \bar{J}_3 U_{КЭ}$; $\bar{x} = x / L_{ЭМ}$, $L_{ЭМ}$, $a_{ЭМ}$, $R_{ЭМ}$ – длина, ширина и полное омическое сопротивление эмиттерной дорожки металлизации соответственно; x – координата вдоль эмиттерной дорожки (рис.1); $\varphi_M = I_3 R_{ЭМ} / m\varphi_T$; верхний индекс

«0» здесь и далее означает величины, определяемые в изотермическом приближении. Плотность мощности максимальна под началом дорожки ($x = 0$) и в изотермическом приближении с ростом температуры уменьшается, а эффективная площадь эмиттера $S_{эфф}^0$, определяемая как отношение полной мощности к максимальной плотности мощности, соответственно возрастает:

$$S_{эфф}^0 = S_a \frac{\bar{q}}{q_{\text{max}}} = S_a \left(1 + \frac{\varphi_M}{3} \right)^{-1}.$$

В приближении ЛТОС, полагая с погрешностью $\sim (\varphi_M / 3)^2$ $\Delta \bar{T}_a \approx \rho_T \bar{q}$, для распределения плотности мощности под дорожкой из (5) и (4a) получим:

$$q^T(x) = J_3^T(x) U_{КЭ} = \bar{q} \frac{\left\{ 1 + \frac{\varphi_{MT_3}}{2} \left[(\bar{x} - 1)^2 - \frac{1}{3} \right] \right\} \left(1 - \frac{\varepsilon_0 \rho_T \bar{q}}{T_0} \right)}{1 - \frac{\varepsilon_0 \rho_T \bar{q}}{T_0} \left\{ 1 + \frac{\varphi_{MT_3}}{2} \left[(\bar{x} - 1)^2 - \frac{1}{3} \right] \right\}}, \quad (6)$$

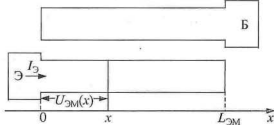


Рис.1. Геометрия «элементарного» транзистора гребенчатой структуры

где φ_{mT_a} – значение φ_m при температуре, равной \bar{T}_a . Эффективная площадь эмиттера будет уменьшаться с ростом полной мощности по закону, близкому к квадратичному:

$$S_{эфф}^T = S_a \left[1 + \left(\varphi_{mT_a} / 3 \right) \right]^{-1} \left[1 - B_{T0} \left(\varphi_{mT_a} / 3 \right) \right] = S_{эфф}^0 \left[1 - B_{T0} \left(\varphi_{mT_a} / 3 \right) \right], \quad (7)$$

где $B_{T0} = \varepsilon_0 \rho_T \bar{q} / (T_0 - \varepsilon_0 \rho_T \bar{q})$; верхний индекс «Т» здесь и далее относится к величинам, определяемым в неізотермическом приближении. При этом относительно слабое уменьшение φ_{mT_a} практически не влияет на характер зависимости $S_{эфф}^T(\bar{q})$.

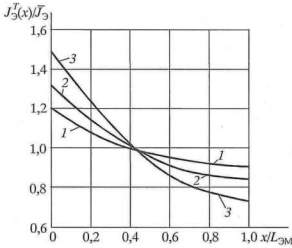


Рис.2. Распределение плотности эмиттерного тока вдоль эмиттерной дорожки металлизации при $R_{эм} I_э = 0,6 \varphi_{т0}$:

$$1 - \frac{\varepsilon_0 \rho_T \bar{q}}{T_0} = 0; \quad 2 - \frac{\varepsilon_0 \rho_T \bar{q}}{T_0} = 0,3; \quad 3 - \frac{\varepsilon_0 \rho_T \bar{q}}{T_0} = 0,5$$

Кривые неізотермического токораспределения, рассчитанные по формуле (6), приведены на рис.2. Кривая 1, рассчитанная при $\varepsilon_0 \rho_T \bar{q} = 0$, соответствует идеальному (предельному) случаю отсутствия тепловой обратной связи при $U_{КЭ} \rightarrow 0$ или $\rho_T \rightarrow 0$.

Экспериментальная проверка предложенной модели осуществлялась на кремниевых транзисторах типа КТ803А, содержащих $n = 8$ эмиттерных дорожек металлизации, длина которых примерно в 6 раз превышает толщину пластины. В статическом режиме зондовым методом [3] измерялось падение напряжения между основанием ($x = 0$) и концом ($x = L_{ЭМ}$) эмиттерных дорожек:

$$U_{ЭМ}(L_{ЭМ}) = R_{ЭМ} I_э \int_0^{L_{ЭМ}} \left(\frac{J_{Э}^T(x')}{J_{Э}^0} \right) dx'. \quad (8)$$

При токах, удовлетворяющих условию $R_{ЭМ} I_э < m \varphi_{т0}$, интегрирование (8) после подстановки (6) дает приближенную формулу:

$$U_{ЭМ}(L_{ЭМ}) \approx \frac{R_{ЭМ} I_э}{2} \left(1 - \frac{R_{ЭМ} I_э}{24 m \varphi_{т0}} \right) \left[1 - \frac{R_{ЭМ} I_э}{24 m \varphi_{т0}} B_T \right],$$

где $B_T = \varepsilon_0 R_{тк} I_0 U_{КЭ} / (T_0 - \varepsilon_0 R_{тк} I_0 U_{КЭ})$, $R_{тк}$ – полное тепловое сопротивление переход–корпус транзистора, $I_0 = n I_э$ – полный ток, втекающий в транзистор. Экспериментальные кривые для прибора с $R_{тк} = 0,6$ К/Вт и $m = 1,6$ при $I_0 = 2A$ (рис.3) дают хорошее совпадение с расчетными значениями, полученными по формуле (9) при $T_0 = 300$ К и $\varepsilon_0 = 10$. Сопротивление дорожек металлизации измерялось измерительным мостом Е12-2 с погрешностью не более 20%. Некоторое различие при больших напряжениях объясняется влиянием распределенных сопротивлений структуры, которым пренебрегали при выводе (6).

Оценим действие ЛТОС на неоднородность токораспределения, обусловленную эффектом отеснения эмиттерного тока, в структурах с круглым эмиттером. Используя известное [4] выражение для плотности эмиттерного тока в дрейфовых транзисторах:

$$J_{\Sigma}(r) = \bar{J}_{\Sigma} \left(1 + \frac{R_{Б\text{эфф}} I_{\Sigma}}{\beta \varphi_T} \right) \left[\frac{R_{Б\text{эфф}} I_{\Sigma}}{\beta \varphi_T} \left(1 - \frac{r^2}{R_{\Sigma}^2} \right) + 1 \right]^{-2},$$

где $R_{Б\text{эфф}}$ – эффективное сопротивление активной области базы; R_{Σ} – радиус эмиттера; r – расстояние от центра эмиттера до данной точки; β – интегральный коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером, и полагая $\Delta \bar{T}_a \approx \rho_T \bar{q}$, плотность мощности в приближении ЛТОС запишем в следующем виде:

$$q^T(r) = \frac{\bar{q}(1 - \epsilon_0 \rho_T \bar{q})(1 + v_B)}{\left[1 + v_B \left(1 - \bar{r}^2 \right) \right]^2 - \epsilon_0 \rho_T \bar{q}(1 + v_B)},$$

где $v_B = R_{Б\text{эфф}} I_{\Sigma} / \beta \varphi_T$ и $\bar{r} = r / R_{\Sigma}$. Для эффективной площади эмиттера в неизотермическом приближении при $v_B \ll 1$ получим

$$S_{\Sigma\text{эфф}}^T = S_{\Sigma\text{эфф}}^0 \left(1 - B_T v_{BT_a} \right), \tag{9}$$

где $S_{\Sigma\text{эфф}}^0 = S_a (1 + v_{BT_a})^{-1}$ – эффективная площадь эмиттера в изотермическом приближении; v_{BT_a} значение параметра v_B при температуре \bar{T}_a . Характер зависимости (9) аналогичен (7) с отличием в параметрах v_{BT_a} и $\varphi_{i T_a}$, определяющих неоднородность изотермического токораспределения.

При проектировании транзисторных структур параметры дорожек металлизации и активной области базы выбираются из таких условий, чтобы падение напряжения на сопротивлениях дорожек металлизации и активной базы во всем диапазоне рабочих токов не превышало значения теплового потенциала [11].

Таким образом, предложенная модель позволяет оценивать степень неоднородности неизотермического распределения плотности мощности и температуры в структурах биполярных транзисторов в широком диапазоне токов и напряжений до развития тепловой неустойчивости. При наличии исходной неоднородности изотермического токораспределения эффективная площадь эмиттера уменьшается с ростом полной мощности по закону, близкому к квадратичному.

Работа выполнена в рамках проекта Б 0107 ФЦП «Интеграция».

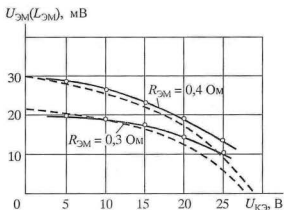


Рис.3. Зависимость падения напряжения на эмиттерных дорожках металлизации от коллекторного напряжения в транзисторе типа КТ 803А с тепловым сопротивлением $R_T = 1 \text{ К/Вт}$ при полном эмиттерном токе $I_{\Sigma} = 2 \text{ А}$: —○— эксперимент; ---- теория

Литература

1. *Аронов В.Л., Федотов Я.А.* Испытания и исследования полупроводниковых приборов. – М.: Высшая школа. – 1975. – 325 с.
2. *Caves K.Y.S., Barnes I.A.* Optimum length of emitter stripes in "comb" structure transistors // IEEE Trans. – 1965. – Vol. ED-12, № 2. – P. 84–85.
3. *Сергеев В.А., Мулев В.М.* Распределение тока в гребенчатых структурах мощных транзисторов в режиме больших токов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – Вып. 1. – 1981. – С. 6–9.
4. *Петров Б.К., Сыоров В.Ф.* Влияние распределенного сопротивления базы на плотность эмиттерного тока в дрейфовых триодах с круговым эмиттером // Изв. вузов СССР. Сер. Физика. – 1969. – № 1. – С. 7–11.
5. *Петров Б.К., Кочетков А.И., Сыоров В.Ф.* Нестационарные температурные поля в кремниевых СВЧ многоэмиттерных транзисторах, работающих в динамическом режиме // Полупроводниковые приборы и их применение / Под ред. Я.А.Федотова. – М.: Сов. радио, 1974. – Вып. 28. – С. 255–266.
6. *Gaur S.P., Navon D.H.* Two-dimensional carrier flow in a transistor structure under nonisothermal conditions // IEEE Trans. – 1976. – Vol. ED-23, № 1. – P. 50–57.
7. *Петросяц К.О., Рыбов Н.И.* Моделирование электрических и тепловых режимов элементов БИС с малыми размерами // Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. – 1986. – Т. 29, № 1. – С. 93–95.
8. *Кернер Б.С., Нечаев А.М., Рубаха Е.А., Синкевич В.Ф.* Расчет на ЭВМ распределений плотности тока и температуры в транзисторных структурах // Микроэлектроника. – 1978. – Т. 7, вып. 2. – С. 147–151.
9. *Кернер Б.С., Рубаха Е.А., Синкевич В.Ф.* Анализ токораспределения в структурах мощных ВЧ и СВЧ транзисторов с неоднородностью // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 1982. – Вып. 5(156). – С. 66–70.
10. *Сергеев В.А.* Контроль качества мощных транзисторов по теплофизическим параметрам. – Ульяновск: УлГТУ, 2000. – 253 с.
11. Мощные высокочастотные транзисторы / Ю.В.Завражнов, И.И.Кизинова, Е.З.Мазель и др. // Под ред. Е.З.Мазеля. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.

Статья поступила
после доработки
15 февраля 2005 г.

Сергеев Вячеслав Андреевич – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники Ульяновского государственного технического университета, заместитель директора по научной работе Ульяновского отделения института радиотехники и электроники РАН. *Область научных интересов:* токораспределение и теплофизические процессы в твердотельных структурах, полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах; методы и средства измерения теплофизических параметров изделий электронной техники.

Методика и результаты экспериментальных исследований сбоеустойчивости КМОП КНС оперативных запоминающих устройств при импульсном ионизирующем воздействии

А.В.Киргизова, А.В.Яненко, А.Ю.Никифоров, Н.Г.Григорьев

Московский инженерно-физический институт
(государственный университет)

Представлены экспериментальные исследования зависимости уровня сохранности информации КМОП КНС БИС статических ОЗУ при воздействии импульсного лазерного излучения в зависимости от кода хранимой информации и напряжения питания. Показано, что уровень сохранности информации в БИС ОЗУ зависит от хранимого в матрице памяти информационного кода и наиболее критичным режимом при воздействии может являться режим хранения кода «диагональ».

Наряду с традиционной задачей роста информационной емкости БИС оперативных запоминающих устройств (ОЗУ) остается важным создание специальных сбоеустойчивых схем для экстремальных условий эксплуатации, предназначенных для сохранения критически важной информации в бортовых управляющих системах в условиях мощных импульсных ионизирующих воздействий (ИИВ). Стойкие запоминающие устройства, как правило, реализуются с применением диэлектрической изоляции элементов – на КНИ-структурах (кремний–на–изоляторе) или КНС-структурах (кремний–на–сапфире).

Важнейшим из показателей, характеризующих поведение БИС ОЗУ при радиационном воздействии, является сбоеустойчивость – способность ОЗУ сохранять информацию в процессе и после ИИВ.

Данная работа является продолжением [1–3] исследования влияния условий работы КМОП КНС БИС ОЗУ на уровень сохранности информации (УСИ) – максимальный уровень ИИВ, при котором сбои отсутствуют. Принято считать, что уровень сохранности информации в БИС ОЗУ не зависит от хранимого в матрице памяти информационного кода [4], что не вполне соответствует современному инженерному опыту. В настоящей работе проведен экспериментальный поиск проявления подобных эффектов.

Объектом исследований являлись КМОП КНС ОЗУ информационной емкостью 2048 бит (организацией 512×4). Экспериментальные исследования сбоеустойчивости БИС ОЗУ проводились с использованием импульсного излучения лазерного имитатора «РАДОН-5М» в соответствии с упрощенной структурной схемой, представленной на рис.1.

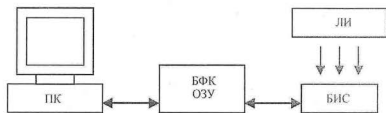


Рис.1. Структурная схема для исследования сбоеустойчивости КМОП КНС БИС ОЗУ при ИИВ (ПК – персональный компьютер, БФК – блок функционального контроля, ЛИ – лазерный имитатор)

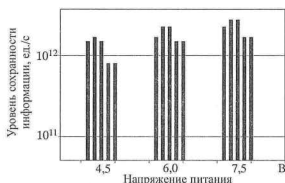


Рис.2. УСИ для различных напряжений питания КМОП КНС БИС ОЗУ емкостью 2 К

Управление и измерение параметров БИС ОЗУ при испытаниях проводилось с использованием автоматизированного испытательного комплекса, который позволял оперативно осуществлять запись и чтение различных информационных кодов. В процессе воздействия образцы БИС ОЗУ функционировали в режиме хранения различных кодов как с одинаковой («Поле 0», «Поле 1», кодов по типу «0x55» и «0xAA»), так и с различной информацией, хранимой в соседних ячейках памяти (коды «Шахматы», «Инверсные шахматы», «Диагональ», «Инверсная диагональ», «Псевдослучайный» и т.п.). Данные коды формируются с учетом топологической (а не логической) адресации ячеек памяти, что позволяет учитывать взаимовлияние ячеек памяти по столбцам и строкам. Несмотря на симметрию «0» и «1», прямые и инверсные коды различны, так как структура ячеек памяти не совсем симметрична из-за топологического различия *n*- и *p*-транзисторов и наличия транзисторов выборки одного типа.

В результате экспериментальных исследований сбоеустойчивости БИС ОЗУ при воздействии ИИ-излучения установлено следующее:

- наиболее критичным режимом при ИИВ является режим хранения при пониженном напряжении питания. При этом значения УСИ при минимальном (4,5 В) и максимальном (7,5 В) напряжениях питания различаются примерно в 2 раза (рис.2);

- УСИ существенно зависит от записанной в матрицу памяти информации и изменяется в пределах от $9,8 \cdot 10^{11}$ до уровней воздействия порядка $4,2 \cdot 10^{12}$ ед./с, превышающих максимально достигнутый уровень (рис.3);

- при хранении кодов с одинаковой информацией по каждому столбцу («Поле 0», «Поле 1», кодов по типу «0x55» и «0xAA») сбоев информации не наблюдалось до максимального уровня воздействия;

- при кодах с различной информацией по каждому столбцу («Шахматы», «Инверсные шахматы», «Псевдослучайный», коды по типу «0x0F» и «0xF0» (рис.4) наблюдались сбои при уровнях воздействия $9,8 \cdot 10^{11}$ ед./с и более. При этом наблюдалось взаимовлияние ячеек памяти по столбцам;

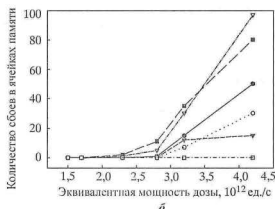
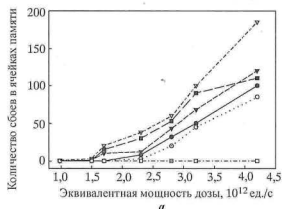


Рис.3. Зависимость количества ячеек памяти, по которым зафиксирована потеря информации в режиме хранения различных информационных кодов при ИИВ, от эквивалентной мощности дозы, ед./с: а - $U_{\text{мин}} = 4,5$ В; б - $U_{\text{мин}} = 7,5$ В (—■— «Шахматы»; ...○... «Инверсные шахматы»; --▼-- «Диагональ»; ...▽... «Инверсная диагональ»; --■-- «Псевдослучайный»; -□-□- «Поле 0», «Поле 1» и «0x55», «0xAA»)

- для кодов, у которых в каждом столбце преобладает однородная информация («Диагональ», «Инверсная диагональ»), наблюдались сбои только в ячейках памяти, хранящих информацию, отличную от большинства ячеек в столбце (т.е. в эти ячейки памяти происходит запись «основного фона») (рис.5).

Однако выяснилось, что даже оптимальные по топологии и параметрам ячейки памяти не гарантируют предельных значений уровня сохранности информации БИС ОЗУ. В частности, большое влияние на значение УСИ оказывает паразитное сопротивление разрядной шины.

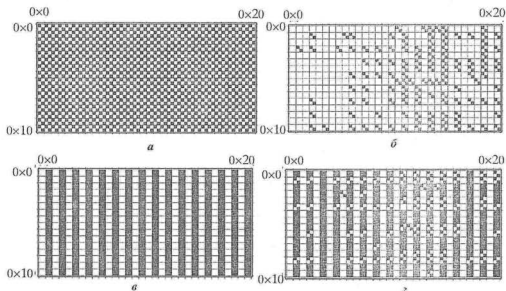


Рис.4. Карты данных хранения различных информационных кодов при ИИВ (эквивалентная мощность дозы равна $4,2 \cdot 10^{12}$ ед./с) при $U_{пит} = 6,0$ В: а – код «Шахматы» до воздействия; б – карта ошибок кода «Шахматы» после воздействия; в – код «0xF0» до воздействия; г – код «0xF0» после воздействия. Белый цвет – в ячейке все 4 бита в состоянии логического «0»; черный цвет – в состоянии логической «1»; черно-белый цвет – в ячейке смешанная информация

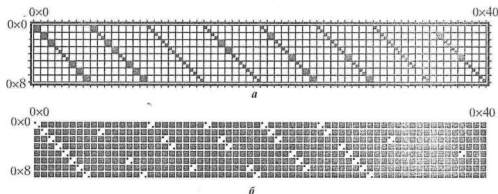


Рис.5. Карты данных сохранности информационных кодов после ИИВ (эквивалентная мощность дозы равна $4,2 \cdot 10^{12}$ ед./с) при $U_{пит} = 6,0$ В: а – код «Диагональ»; б – код «Инверсная диагональ». Белый цвет – в ячейке все 4 бита в состоянии логического «0»; черный цвет – в состоянии логической «1»; черно-белый цвет – в ячейке смешанная информация

Так, в исследуемом КМОП КНС ОЗУ разрядная шина реализована не сплошной линией металлизации, а в виде поликремниевой полоски с подпырами. Появление для каждой ячейки памяти по столбцу паразитного резистивного делителя приводит к тому, что для кодов, у которых в каждом столбце преобладает однородная информация («Диагональ», «Инверсная диагональ»), наблюдаются сбои только в ячейках памяти, хранящих информацию, отличную от большинства ячеек в столбце (т.е. в эти ячейки памяти происходит запись «основного фона»). Таким образом, код «Диагональ», как правило, является наиболее критичным кодом.

Таким образом, при оценке значения уровня сохранности информации КМОП КНС БИС ОЗУ при импульсном ионизирующем воздействии необходимо учитывать режимы хранения различных информационных кодов.

Литература

1. Исследование влияния информационного кода и напряжения питания на сбоеустойчивость КМОП КНС БИС ОЗУ / *А.В.Киргизова, А.В.Яненко, А.Д.Кузьмин и др.* // Радиационная стойкость электронных систем. – Стойкость-2004: Науч.-техн. сб. – М., 2004. – Вып. 7. – С. 45, 46.
2. *Киргизова А.В.* Влияние информационного кода на сбоеустойчивость КМОП КНС ОЗУ // Электроника, микро- и нанoeлектроника: Сб. науч. тр. – М.: МИФИ, 2004. – С. 321–325.
3. *Киргизова А.В., Яненко А.В.* Влияние режима работы на сбоеустойчивость оперативных запоминающих устройств при импульсном ионизирующем воздействии // Научная сессия МИФИ-2005: Сб. науч. тр. – М.: МИФИ, 2005. – Т. 1 – С. 191, 192.
4. *Таперо К.И., Емельянов В.В.* Исследования сбоеустойчивости микросхем статических СОЗУ и АЦП при воздействии импульсного ионизирующего излучения // Радиационная стойкость электронных систем – Стойкость-2000: Науч.-техн. сб. – М.: МИФИ, 2000. – С. 91.

Статья поступила
31 марта 2005 г.

Киргизова Анастасия Владиславовна – аспирант кафедры электроники МИФИ. *Область научных интересов:* исследование радиационной стойкости микросхем памяти.

Яненко Андрей Викторович – старший преподаватель кафедры электроники МИФИ. *Область научных интересов:* разработка методик и средств тестирования и радиационных исследований микросхем памяти.

Никифоров Александр Юрьевич – доктор технических наук, профессор кафедры электроники МИФИ. *Область научных интересов:* моделирование и экспериментальное исследование радиационных эффектов в изделиях микроэлектроники.

Григорьев Николай Геннадьевич – кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры электроники МИФИ. *Область научных интересов:* проектирование радиационно-стойких микросхем памяти.

СХЕМОТЕХНИКА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ

УДК 658.512.2.011.56

Модель для анализа алгоритмов коррекции ЦАП обратной связи в многоразрядных сигма-дельта модуляторах

К.С.Тафинцев

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Разработаны методика моделирования многоразрядных сигма-дельта модуляторов и модель ЦАП обратной связи. Проведены исследование и анализ разных вариантов аналоговой коррекции многоразрядных ЦАП обратной связи. Дано математическое обоснование предложенной модели ЦАП.

Сигма-дельта модулятор (СДМ) входит в состав сигма-дельта АЦП, которые широко применяются в электронных устройствах, требующих высокой точности преобразования сигнала (более 13 бит) в полосе частот до нескольких мегагерц, например в системах проводной и беспроводной высокоскоростной передачи данных, высокоточных измерений, аудиосистемах Hi-Fi, Hi-End и т.д. [1]. СДМ проводит квантование сигнала с частотой в несколько раз превышающей максимальную частоту полезного сигнала (коэффициент передискретизации принимает значение от 8 до 256). При этом точность квантования, а следовательно, разрядность внутреннего квантователя может быть достаточно малой (обычно не более 5 бит), так как СДМ подавляет шумы квантования в полосе полезного сигнала [1].

Сигма-дельта АЦП изготавливают по стандартным КМОП-технологиям, оптимизированным для цифровых интегральных микросхем, что значительно уменьшает их стоимость и дает возможность объединить цифровую и аналоговую части сигма-дельта АЦП на одном кристалле. Использование одноразрядного СДМ позволяет получать разрядность сигма-дельта АЦП более 15–16 бит. Однако это достигается путем использования больших значений коэффициентов передискретизации, что ведет к уменьшению полосы сигнала [1]. Понизить коэффициент передискретизации, а следовательно, увеличить полосу сигнала возможно, если повысить разрядность СДМ. Многоразрядный СДМ, в составе которого используются многоразрядные квантователь и параллельный ЦАП обратной связи, помимо увеличения полосы сигнала имеет ряд преимуществ по сравнению с одноразрядным СДМ [1]:

- уменьшается дифференциальный сигнал на входе операционного усилителя в составе интегратора;
- снижаются требования к цифровому фильтру-дециматору;
- повышается устойчивость;
- понижается энергопотребление.

© К.С.Тафинцев, 2005

Для цифровых КМОП-технологий относительная точность воспроизведения параметров аналоговых элементов приблизительно составляет 0,1–1%, что приводит к несовпадению номиналов элементов ЦАП в составе изготавливаемого СДМ. Это вызывает нарушение линейности передаточной характеристики многоуровневого ЦАП, что, в свою очередь, приведет к появлению нелинейных искажений в полосе сигнала (НИ) [1]. Поэтому для использования указанных выше преимуществ многоуровневых СДМ необходимо уменьшение НИ, вносимых многоуровневым ЦАП обратной связи.

С этой целью в работе рассматриваются методы коррекции ЦАП, или динамического согласования элементов (ДСЭ). Принцип ДСЭ основан на передискретизации сигнала, т.е. на каждом такте каждому разряду термометрического цифрового кода сопоставляются разные элементы ЦАП. Таким образом, ошибки, вносимые несовпадением уровней ЦАП, усредняются в течение нескольких тактов [2].

Известно множество различных алгоритмов коррекции типа ДСЭ и их модификаций [2–5]. Каждый из них имеет свои преимущества и недостатки с точки зрения применения в сигма-дельта АЦП разных конфигураций. В настоящей работе предпринята попытка разработать общую методику для сравнительного анализа различных алгоритмов коррекции многоуровневого ЦАП обратной связи, с помощью которой можно выбрать решение для конкретных требований к АЦП.

Методика сравнения алгоритмов коррекции. Для сравнения эффективности алгоритмов коррекции предлагается исследовать динамические характеристики, полученные по результатам моделирования СДМ во временной области с применением коррекции НИ многоуровневого ЦАП обратной связи.

Для сравнения алгоритмов коррекции в качестве базовой выбрана многокаскадная архитектура СДМ, в которой первый каскад – модулятор второго порядка, второй и третий каскады – модуляторы первого порядка (рис.1). Данная архитектура представляет собой модулятор четвертого порядка, что позволяет получить на выходе сигнал с меньшим уровнем шумов квантования в полосе сигнала при той же разрядности квантователей и коэффициенте передискретизации, чем для модуляторов меньшего порядка. При этом многокаскадный модулятор является более устойчивым по сравнению с однокаскадной архитектурой того же порядка [1].

Влияние искажений ЦАП обратной связи во втором и третьем каскадах будет незначительным, так как эти искажения привносятся в сигнал, значительно усиленный интеграторами предыдущих каскадов. Вследствие этого для построения модели СДМ использовались модели ЦАП обратной связи с учетом относительной погрешности элементов только в первом каскаде модулятора. В остальных каскадах использовались идеальные модели ЦАП. Такая организация модели позволяет максимально выделить искажения, возникающие вследствие нелинейности многоуровневого ЦАП обратной связи, на фоне шума квантования, а также увеличить скорость работы модели.

Для оценки качества подавления НИ алгоритмами коррекции необходимо получить зависимости таких динамических характеристик СДМ, как

- отношение сигнала к шуму с искажениями (СШИ), или Signal to Noise And Distortion Ratio (SNDR),
- динамический диапазон, свободный от искажений (ДДСИ), или Spurious Free Dynamic Range (SFDR),

от амплитуды входного тестового сигнала, представляющего собой синусоидальный сигнал [6]. Для этого, используя рекомендации [6], проводится моделирование СДМ во временной области и расчет динамических характеристик модулятора с помощью быстрого преобразования Фурье данных с выхода модулятора. После обработки данные

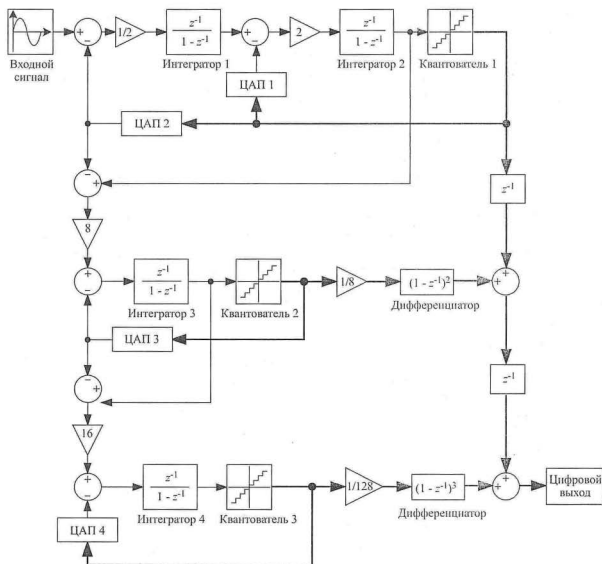


Рис.1. СДМ архитектуры типа 2-1-1 с многоразрядными ЦАП обратной связи

моделирования представляются в виде графиков АЧХ и зависимостей динамических характеристик модулятора от амплитуды входного сигнала. Для удобства анализа можно выводить не сами значения СШИ и ДДСИ для каждого из сравниваемых алгоритмов коррекции, а разность между значениями этих величин для СДМ с коррекцией и идеального СДМ (ДСШИ, ДДДСИ).

Модель неидеального ЦАП с коррекцией. Модель неидеального ЦАП обратной связи разработана с учетом «неодинаковости» элементов ЦАП и возможностью применения различных алгоритмов коррекции типа ДСЭ.

На выходе идеального ЦАП аналоговый сигнал строго пропорционален входному цифровому значению:

$$V_{DAC} = \left(\frac{k + 1/2}{2^{r-1}} - 1 \right) V_{ref},$$

где V_{DAC} – напряжение на выходе ЦАП; k – цифровое значение на входе ЦАП; r – разрядность ЦАП; V_{ref} – максимальная амплитуда сигнала; $\pm V_{ref}$ – опорные напряжения квантователя или внутреннего ЦАП.

Это выражение является математическим представлением процесса формирования аналогового сигнала в ЦАП на переключаемых конденсаторах (ПК). Элементы такого ЦАП, т.е. конденсаторы, подключаются к $+V_{ref}$, если соответствующий разряд в термометрическом коде [6] равен единице, и к $-V_{ref}$, если разряд в термокоде равен нулю. Для неидеального ЦАП значение напряжения на аналоговом выходе имеет следующий вид:

$$V_{DAC} = \left(\frac{k+1/2}{2^{r-1}} - 1 + e_{INL} \right) V_{ref},$$

где e_{INL} – интегральная ошибка преобразования, равная отличию уровня статической передаточной характеристики ЦАП от идеального значения. Эта ошибка связана с неодинаковостью элементов ЦАП, участвующих в процессе формирования аналогового сигнала. Для неидеального ЦАП без коррекции значение этой величины зависит только от цифрового значения на входе ЦАП, т.е. $e_{INL} = e_{INL}(k)$. Пусть $e_{DNL}(i)$ – отличие i -го элемента ЦАП от среднего или идеального значения, так называемая дифференциальная ошибка, тогда $e_{INL}(k) = \sum_{i=1}^k e_{DNL}(i) - \sum_{j=k+1}^{2^r-1} e_{DNL}(j)$.

Почти все современные СДМ спроектированы на ПК. На рис.2 показан фрагмент СДМ на ПК, включающий в себя интегратор и объединенный с входной емкостью ЦАП обратной связи на ПК [3]. Аналоговыми элементами ЦАП обратной связи в модуляторах на ПК являются интегральные конденсаторы $C(i)$ ($i = 1, 2, \dots, 2^r-1$, где r – разрядность квантователя и внутреннего ЦАП). Для идеального ЦАП $C(i) = C$, а для неидеального $C(i) = C + C_{DNL}$; $C(i) = C(1 + e_{DNL})$, где e_{DNL} – относительная дифференциальная ошибка, C_{DNL} – отличие номинала емкости от среднего (идеального) значения, или абсолютная дифференциальная ошибка. При этом $\sum_{i=1}^{2^r-1} C_{DNL}(i) = 0$, хотя в общем случае $C_{DNL}(i) \neq 0$ ($i = 1, 2, \dots, 2^r-1$). Пусть V_{ref} – максимальная амплитуда сигнала; $+V_{ref}$ и $-V_{ref}$ – опорные

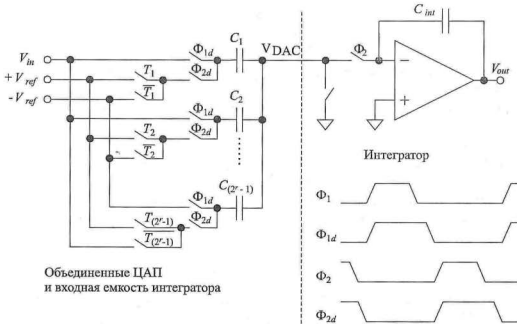


Рис.2. Многоразрядный ЦАП обратной связи в составе СДМ на ПК

напряжения квантователя и внутреннего ЦАП соответственно; k – цифровое значение на входе ЦАП, которое может принимать только целые значения от 0 до $2^r - 1$.

Аналоговой величиной, передаваемой ЦАП на вход интегратора, является суммарный заряд на всех элементах ЦАП:

$$Q_{DAC} = \sum_{i=1}^k q_1(i) - \sum_{j=k+1}^{2^r-1} q_0(j). \quad (1)$$

Если значение разряда в термометрическом коде равно единице, то заряд на элементе ЦАП $q_1(i) = V_{ref} C(i)$, где $i = 1, 2, 3 \dots, 2^r - 1$. Если значение разряда равно нулю, то $q_0(i) = -V_{ref} C(i)$. С учетом неодинаковости элементов ЦАП

$$\begin{aligned} q_1(i) &= V_{ref} C(1 + e_{DNL}(i)); \\ q_0(i) &= -V_{ref} C(1 + e_{DNL}(i)). \end{aligned} \quad (2)$$

Напряжение на выходе ЦАП $V_{DAC} = \frac{Q_{DAC}}{2^r C}$. Подставив (2) в (1), получим

$$Q_{DAC} = V_{ref} C \left[(k-1) + \sum_{i=1}^k e_{DNL}(i) \right] - V_{ref} C \left[(2^r - 2 - k) + \sum_{j=k+1}^{2^r-1} e_{DNL}(j) \right]. \quad (3)$$

Разделив (3) на $2^r C$, имеем

$$V_{DAC} = \frac{V_{ref}}{2^r} (2k - 2^r + 1) + V_{ref} \left(\sum_{i=1}^k e_{DNL}(i) - \sum_{j=k+1}^{2^r-1} e_{DNL}(j) \right) = V_{ref} \left(\frac{k+1/2}{2^{r-1}} - 1 + e_{INL}(k) \right), \quad (4)$$

где $e_{INL}(k) = \sum_{i=1}^k e_{DNL}(i) - \sum_{j=k+1}^{2^r-1} e_{DNL}(j)$ – интегральная ошибка преобразования, которая

для неидеального ЦАП зависит только от входного цифрового значения, а при использовании коррекции типа ДСЭ на каждом такте вычисляется согласно алгоритму используемого способа коррекции. Выражение (4) является математическим представлением модели неидеального ЦАП. Для идеального ЦАП $e_{INL}(i) = 0$ для всех значений i .

Тогда выражение (4) имеет вид $V_{DAC} = \left(\frac{k+1/2}{2^{r-1}} - 1 \right) V_{ref}$.

Согласно алгоритму коррекции выбор элементов для формирования аналогового значения на выходе ЦАП и итоговая интегральная ошибка будут зависеть не только от конкретного цифрового значения, но и от промежуточного внутреннего состояния блока коррекции. Поэтому модель неидеального ЦАП была представлена в виде модели идеального ЦАП и модели алгоритма коррекции, с помощью которого на каждом такте работы модулятора вычисляется значение интегральной ошибки, зависящей от входного цифрового значения и в общем случае от времени. Итоговое значение на выходе неидеального ЦАП определяется суммой значений на выходе идеального ЦАП и интегральной ошибки преобразования, вычисленной моделью алгоритма коррекции.

На рис.3 представлена АЧХ идеального и неидеального СДМ, полученные в результате моделирования с использованием разработанной модели (амплитуда входного сигнала равна -3 дБ, максимальная $e_{DNL} = 0,5\%$). Для проверки метода проведена оценка

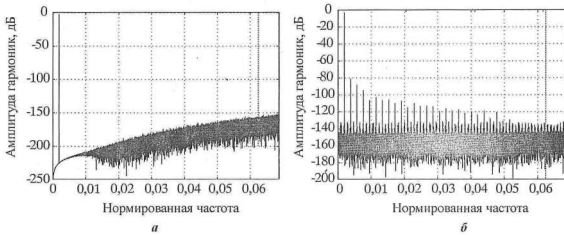


Рис.3. АЧХ: а – идеального СДМ (СШИ равен 122,198 дБ, ДДСИ равен 152,658 дБ); б – неидеального СДМ (СШИ равен 77,283 дБ, ДДСИ равен 78,330 дБ)

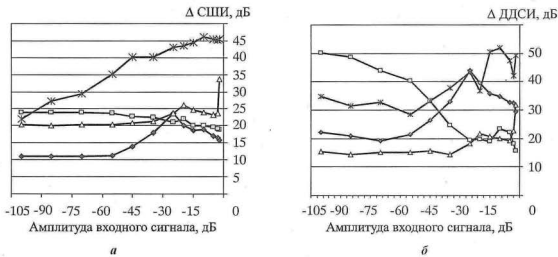


Рис.4. Результаты моделирования СДМ с использованием нескольких алгоритмов коррекции: а – разность между значениями СШИ СДМ с коррекцией и СШИ идеального СДМ; б – разность между значениями ДДСИ СДМ с коррекцией и ДДСИ идеального СДМ (—♦— DWA; —■— PDWA; —△— BiDWA; —×— Tree)

качества подавления НИ несколькими алгоритмами коррекции типа ДСЭ: DWA [2], PDWA [3], BiDWA [3], Tree [5]. Полученные результаты представлены на рис.4.

Модель СДМ реализована на языке C++. Расчеты проводились на персональном компьютере с процессором Pentium 4, время моделирования 2^{20} отсчетов составило от 4 с для идеального модулятора и до 74 с для модулятора с коррекцией по алгоритму типа Tree.

Алгоритм BiDWA имеет лучший ДДСИ на всем диапазоне входных амплитуд (см. рис.4). Лучшее отношение СШИ у алгоритма DWA, но ДДСИ данного алгоритма наилучший из рассмотренных. Следовательно, алгоритм BiDWA является наиболее предпочтительным, так как имеет лучшее после DWA отношение СШИ.

Таким образом, с помощью предложенной модели ЦАП обратной связи возможно моделирование произвольных архитектур СДМ с использованием различных алгоритмов коррекции внутреннего ЦАП и выбор наилучшего варианта для изготовления.

Литература

1. *Norsworthy S., Schreier R., Temes G.* Delta-sigma data converters: theory, design, and simulation. – N.Y.: IEEE Press, 1996. – 476 p.
2. *Baird R., Fiez T.* Linearity enhancement of multibit sigma delta A/D and D/A converters using data weighted averaging // IEEE Trans. Circuits and Systems II. – Dec. 1995. – Vol. 42. – P. 753–762.
3. *Vleugels K., Rabii S., Wooley B.* A 2.5-V sigma-delta modulator for broadband communication applications // IEEE J. of solid-state circuits. – Dec. 2001. – Vol. 36. – P. 1887–1899.
4. A 90-dB SNR 2.5 MHz output-rate ADC using cascaded multibit delta-sigma modulation at 8X oversampling ratio / *Fujimori, L.Longo, A.Hairapetian et al.* // IEEE J. of Solid-State Circuits. – Dec. 2000. – Vol. 35. – P. 1820–1828.
5. *Galton I.* Spectral shaping of circuit errors in digital-to-analog converters // IEEE Trans. Circuits and Systems II. – Oct. 1997. – Vol. 44. – P. 808–817.
6. Mixed-Signal and DSP design techniques // Analog Devices, Inc. – 2000. – 410 p.

Статья поступила после доработки 19 января 2005 г.

Тафинцев Константин Станиславович – магистр техники и технологии, младший научный сотрудник кафедры телекоммуникационных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* цифровая и аналоговая схемотехника, сигма-дельта преобразователи, АЦП, ЦАП, язык описания электронной аппаратуры Verilog, повторное использование разборок, IP-блоки.



Международная научная молодежная школа

Нейроинформатика и системы ассоциативной памяти (Нейро-2005)

26 сентября – 1 октября 2005 г., пос. Дивноморское, Геленджикский район,
Краснодарский край, Россия

Направления работы

Распознавание образов, обработка изображений; Обучение и память, рекуррентные сети; Когнитивная обработка информации; Нейробиологические системы и модели; Извлечение данных и знаний; Теория К-сетей и приложения; Системы принятия решений; Самоорганизующиеся карты и ассоциативная память; Обучение с подкреплением и адаптивные системы; Приложения нейронных систем.

Секретариат Программного и Организационного комитетов

119333 Москва, ул.Вавилова 44/2 ИОНТ РАН

Телефоны для справок: (095) 135-78-02, факс: (095) 135-1351, e-mail: iont@iont.ru

Internet: <http://www.iont.ru>

Литинский Леонид Борисович

Алиева Дина Игоревна

347928, Россия, г. Таганрог, ГСП-284, ул. Чехова, 2, НИИ МВС ТРТУ

Телефоны для справок: (8634) 315-493, 615-459, факс: (8634) 36-03-76, 615-459, e-mail: mvs@tsure.ru

Internet: <http://www.mvs.tsure.ru>

Кухаренко Анатолий Павлович

Бронзов Владимир Олегович

Иванова Наталья Юрьевна

Выбор архитектуры многокаскадного сигма-дельта модулятора на основе оценки «просачивающегося» шума квантования и физического шума

М.В.Лаврентьев, Ю.В.Круглов

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Проведена сравнительная оценка шума «просачивания» и физического шума первого переключаемого конденсатора многокаскадного сигма-дельта модулятора. Сформулированы требования к архитектуре и параметрам элементов модулятора.

Для получения высокой разрядности АЦП широко используется многокаскадный сигма-дельта модулятор (СДМ), в состав которого входят несколько каскадов модулятора малого порядка, что обеспечивает подавление шумов квантования промежуточных каскадов. Однако из-за неидеальности аналоговых частей шум квантования промежуточного каскада не подавляется последующим каскадом, а добавляется к сигналу на выходе модулятора.

Основным источником неидеальностей является интегратор на переключаемых конденсаторах (ИПК), входящий в состав СДМ. Ошибка коэффициента передачи интегратора δ_c и конечное значение эффективного коэффициента усиления K_{eff} операционного усилителя (ОУ) в составе интегратора приводят к «просачиванию» шума квантования на выход модулятора и снижению его характеристик [1–3].

Традиционно для оценки характеристик модулятора анализ физического шума и шума «просачивания» проводится раздельно. В настоящей работе сделана попытка совместного анализа этих шумов для различных параметров компонентов и архитектуры многокаскадного модулятора.

Для оценки шума «просачивания» выбраны 4 варианта архитектур двухкаскадного модулятора: 1-1, 1-2, 2-1, 2-2 (в этих обозначениях цифра показывает число интеграторов в первом и втором каскадах). На рис.1 представлена структурная схема модулятора архитектуры 1-1.



Рис.1. Структурная схема модулятора архитектуры 1-1

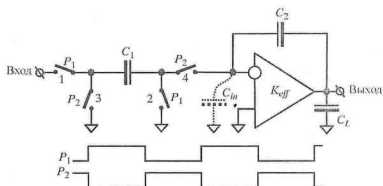


Рис.2. Интегратор с задержкой на переключаемых конденсаторах (C_1 – переключаемый конденсатор; C_2 – интегрирующий конденсатор; C_{in} – входная паразитная емкость; C_L – емкость нагрузки; P_1 – тактовый сигнал, управляющий ключами 1 и 2; P_2 – тактовый сигнал, управляющий ключами 3 и 4)

Цель работы – выбор архитектуры СДМ на основе численного моделирования шума «просачивания» и сравнения его величины с оценочным значением физического шума. Наиболее предпочтительной является архитектура, при которой емкость переключаемого конденсатора в первом ИПК минимальна.

Оценка физического шума интегратора на переключаемых конденсаторах в составе СДМ. На рис.2 приведена принципиальная схема интегратора на переключаемых конденсаторах (ПК) с задержкой, являющегося базовым элементом любого СДМ на ПК.

Методике оценки физического шума, приведенного ко входу ИПК, посвящены работы [4, 5]. Оценка проводится для первого ИПК в первом каскаде многокаскадного СДМ. Вклад физических шумов второго интегратора (и тем более следующих каскадов) в общий шум СДМ пренебрежимо мал ввиду значительного усиления в интеграторе (даже для минимальных коэффициентов передискретизации), а также возможного межкаскадного усиления (коэффициент усиления k на рис.1).

Основными источниками физического шума в ИПК являются сопротивления каналов замкнутых ключей и операционный источник тока, управляемый напряжением (ОИТУН) [6].

На рис.3 приведены 2 эквивалентные схемы, описывающие работу ИПК при замыкании и размыкании ключей тактовыми сигналами P_1 и P_2 . Условно ключи и операционный усилитель предполагаются нешумящими. $\overline{V_1^2}$, $\overline{V_2^2}$, $\overline{V_3^2}$, $\overline{V_4^2}$, $\overline{V_{OY}^2}$ – эквивалентные

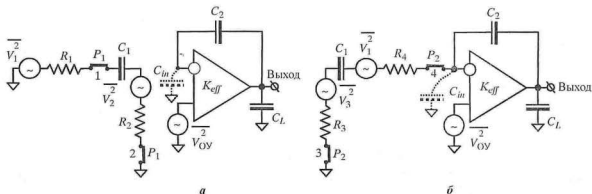


Рис.3. Эквивалентные схемы ПК интегратора для оценки шума ИПК: а – $P_1 = «1»$, $P_2 = «0»$; б – $P_2 = «1»$, $P_1 = «0»$

источники, представляющие спектральные плотности «белых» шумов сопротивлений каналов ключей в замкнутом состоянии и ОУ соответственно. Эти источники генерируют шумовые токи двух видов. Первые производят «прямой» шум (шумовое напряжение непосредственно на выходе ПК интегратора). Вторые – протекают в цепи переключаемого конденсатора C_1 , вызывая на нем шумовое напряжение (шум выборки).

При $P_1 = 1$ (выборка входного сигнала) на выходе ИПК имеет место только «прямой» шум ОИТУН, определяемый эквивалентным источником шума $\overline{V_{Oy}^2}$. При $P_2 = 1$ шум выборки на интегрирующей емкости C_2 определяется всеми перечисленными выше источниками. Для $\overline{V_1^2}$ и $\overline{V_2^2}$ частотная полоса шума определяется постоянной времени заряда конденсатора C_1 через сопротивления каналов R_1 и R_2 ключей 1 и 2, а для $\overline{V_3^2}$, $\overline{V_4^2}$ и $\overline{V_{Oy}^2}$ – полосой $\omega_{eff} = g_{min}/C_{eff}$. Здесь g_{min} – крутизна по затвору входного транзистора ОИТУН, а $C_{eff} = C_1 + C_{in} + C_L + \frac{C_L}{C_2}(C_1 + C_{in})$. Поскольку переходные процессы в ОУ всегда происходят со скоростью в несколько раз меньше скорости в цепи заряда конденсатора C_1 через ключи, то предполагается, что полоса шума для $\overline{V_3^2}$, $\overline{V_4^2}$ и $\overline{V_{Oy}^2}$ меньше, чем для $\overline{V_1^2}$ и $\overline{V_2^2}$.

Принимая во внимание эффективное увеличение приведенной ко входу спектральной плотности шума выборки (из-за периодичности спектра ПК в пределах частотной полосы шума), учитываем только шум выборки. На основе сделанных предположений запишем выражение для приведенной к C_1 мощности шума выборки при $P_2 = 1$ в полосе частот f_b сигнала в виде

$$\overline{V^2} = \frac{kT}{4C_1OSR} + \frac{kTg_m(R_3 + R_4)(C_1/C_2)^2}{4C_{eff}OSR} + \frac{kT(1 + (C_1 + C_{in})/C_2)^2}{3C_{eff}OSR}, \quad (1)$$

где OSR – коэффициент передискретизации.

Первое слагаемое относится к источникам шума $\overline{V_1^2}$ и $\overline{V_2^2}$, второе слагаемое – к $\overline{V_3^2}$ и $\overline{V_4^2}$, третье – к $\overline{V_{Oy}^2}$.

Ошибка коэффициента передачи интегратора δ_C оценивается по формуле

$$\delta_C^2 \approx \frac{B^2}{(Area)^{3/2}} = \frac{B^2}{(C_1/C_0)^{3/2}}. \quad (2)$$

Здесь $Area$ – площадь конденсатора; $B^2 \approx 3(\%^2 \cdot \text{мкм}^3)$ – эмпирическая константа; C_0 – удельная емкость диэлектрика в конденсаторе.

После несложных преобразований, предполагая $C_{eff} \approx 2C_1$, получаем зависимость мощности $\overline{V^2}$ физического шума от δ_C . Далее вычисляем отношение сигнала к физическому шуму $SNR_f = \frac{V_{on}^2}{\overline{V^2}}$ как функцию от δ_C (V_{on} – опорное напряжение) и сравниваем с аналогичными зависимостями шумов «просачивания» от δ_C . В зависимости от

выбранных критериев взаимного соотношения между мощностями шумов «просачивания», их общей мощностью и мощностью физического шума, определяется наилучшая область значений δ_c и, следовательно, область предпочтительных значений C_1 .

Численное моделирование шума «просачивания». Конечное значение эффективного (с учетом «недоработки») по напряжению в реальном переходном процессе) коэффициента усиления K_{eff} , а также несовпадение коэффициентов δ_c , используемых в аналоговых и цифровых блоках СДМ, обуславливают неполное подавление шумов квантования первых каскадов и «просачивание» шумов на выход модулятора [1–3]. Несовпадение коэффициентов связано с относительным разбросом δ_c значений емкостей переключаемого конденсатора C_1 и конденсатора обратной связи C_2 (на рис.1 $a_1 = \frac{C_1}{C_2}$) в ИПК.

Для передаточной характеристики ИПК с учетом неидеальностей получаем

$$H(z) = \left[\frac{C_1}{C_2} (1 + \delta_c) z^{-1} \right] \left[(1 - z^{-1}) \left(1 + \frac{1}{K_{eff}} \right) - \frac{C_1}{K_{eff} C_2} (1 + \delta_c) \right]^{-1} \quad (3)$$

Для оценки шума квантования были созданы модели модуляторов в среде Matlab с учетом неидеальностей интегратора (3), и отдельно рассчитывались шумы «просачивания» с первого и со второго каскадов. Расчеты проведены для 4-х архитектур двухкаскадного модулятора: 1-1, 1-2, 2-1 и 2-2. Результаты моделирования шумов «просачивания» из неидеальных первого и второго каскадов модулятора с одноразрядными квантователями представлены на рис.4.

Обсуждение результатов. Как видно из рис.4, снижение точности коэффициента передачи и эффективного коэффициента усиления ОУ интегратора во втором каскаде не приводит к значительному снижению характеристик всего модулятора. Следовательно, во втором каскаде можно уменьшать размеры конденсаторов.

При значениях $K_{eff} > 6000$ шум «просачивания» зависит практически только от δ_c и, следовательно, при расчетах для схем с большим коэффициентом передискретизации можно принять $K_{eff} \rightarrow \infty$.

На основании выражения (1), определяющего физический шум первого интегратора, была проведена оценка физического шума первого переключающего конденсатора. Для численных оценок принимаем следующие значения параметров: $T = 300$ К; частота дискретизации $f = 40$ МГц; полоса входного сигнала $f_b = 1,25$ МГц; $(R_4 + R_3)g_{m\,in} = 0,5$. Было выявлено, что для достижения величины физического шума менее -98 дБ емкость конденсатора C_1 в составе ИПК должна быть больше 1,5 пФ.

Снижение как общего шума квантования, так и «просачивающегося» шума квантования достигается увеличением разрядности квантователя. С целью определения области допустимых значений относительной ошибки δ_c , исходя из значения C_1 , проведено моделирование с учетом значений K_{eff} от 1000 до 10000 при разрядностях модуляторов от 3 до 7 бит. Сравнение результатов моделирования для высоких K_{eff} ($K_{eff} > 6000$) показало зависимость результатов практически только от δ_c . Учитывая конкретные реализации ОУ, для моделирования было выбрано значение $K_{eff} \geq 1000$. В таблице

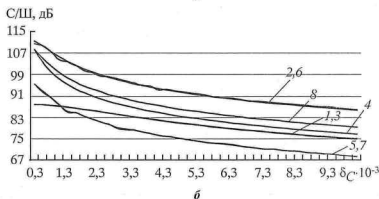
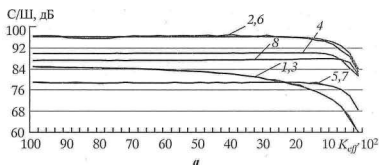


Рис.4. Результаты моделирования шума «просачивания» в модуляторах с одноступенчатыми квантователями в зависимости от K_{eff} при $\delta_C = 0,0006$ (45 пФ) (а) и от погрешности отношения емкостей при $K_{eff} = 6\,000$ (б): 1 – модулятор 1-1 с неидеальным 1-м каскадом; 2 – модулятор 1-1 с неидеальным 2-м каскадом; 3 – модулятор 1-2 с неидеальным 1-м каскадом; 4 – модулятор 1-2 с неидеальным 2-м каскадом; 5 – модулятор 2-1 с неидеальным 1-м каскадом; 6 – модулятор 2-1 с неидеальным 2-м каскадом; 7 – модулятор 2-2 с неидеальным 1-м каскадом; 8 – модулятор 2-2 с неидеальным 2-м каскадом

представлены результаты моделирования вариантов архитектур модулятора для $K_{eff} = 1000$. Значения выбраны при пересечении со шкалой в 98 дБ оси ординат. Моделирование проведено для емкостей от 0,2 до 200 пФ.

Емкости конденсаторов (пФ), при которых шум «просачивания» равен 98 дБ

Разрядность квантователя	Варианты архитектуры модулятора			
	1-1	1-2	2-1	2-2
3	более 200	12,27	1,43	0,81
4		6,4	0,37	0,33
5	30	3,2	менее 0,2	
6	0,95	0,85		
7	0,26	0,25		

Увеличение разрядности квантователя понижает шум «просачивания». Повышение порядка модулятора приводит к значительному понижению шумов квантования, а следовательно, и шума «просачивания». Как видно из результатов моделирования (см. таблицу), разрядность квантователей в составе модулятора архитектуры 2-1 и 2-2 более 4 разрядов достаточна для снижения шума «просачивания» до значения –98 дБ.

Итак, основной вклад в шум «просачивания» вносит первый каскад модулятора, что позволяет снизить требования к параметрам элементов второго каскада:

- при значениях $K_{eff} > 6000$ шум «просачивания» для предложенной модели зависит только от относительного отличия коэффициента передачи от номинального значения;
- при значении физического шума не более -98 дБ емкость ПЧ первого каскада модулятора должна быть не менее $1,5$ пФ;
- для снижения шума «просачивания» до -98 дБ при емкости ПЧ первого каскада модулятора не более $1,5$ пФ необходимо использовать архитектуры модулятора 2-1 и 2-2 с разрядностью квантователей более 3 разрядов.

Литература

1. *Cauwenberg G., Temes G.C.* Adaptive digital correction of analog errors in MASH ADC's. Part I: Off-line and blind on-line calibration // IEEE Trans. on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing. – 2000. – Vol. 47, № 7, July. – P. 621–628.
2. Adaptive digital correction of analog errors in MASH ADC's. – Part II: Correction using test-signal injection / *P.Kiss, J.Silva, A.Wiesbauer et. al* // IEEE Trans. on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing. – 2000. – Vol. 47, № 7, July. – P. 629–638.
3. *Norsworthy S.R., Schreier R., Temes G.C.* Delta-sigma data converters // Theory, Design, and Simulation, Wiley Interscience. – 1997. – 476 p.
4. *Gobet G.-A., Knob A.* Noise analysis of switched capacitor networks // IEEE Trans. on Circuits and Systems II. – 1983. – Vol. CAS – 30, № 1, January. – P. 37–43.
5. *Gregorian R., Temes G.C.* Analog MOS integrated circuits for signal processing. – N.Y.: Wiley, 1986. – 598 p.
6. *Gulati K., Lee H.-S.* A high – swing CMOS telescopic operational amplifier // IEEE J. Solid State Circuits. – 1998. – Vol. 33, № 12. – P. 2010–2019.

Статья поступила
5 апреля 2005 г.

Лаврентьев Максим Валерьевич – аспирант кафедры телекоммуникационных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* цифровая и аналоговая схемотехника, сигма-дельта преобразователи, АЦП, ЦАП, язык описания электронной аппаратуры Verilog, повторное использование разработок, IP-блоки.

Круглов Юрий Викторович – старший научный сотрудник кафедры телекоммуникационных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* дискретно-аналоговые КМОП-схемы на переключаемых конденсаторах, в частности многозарядные широкополосные сигма-дельта модуляторы.

Применение аппарата модулярной арифметики для построения фильтра с конечной импульсной характеристикой

М.Ю.Семенов

НИЦ «Микростайл» (г. Москва)

В.С.Калашиников, О.В.Ласточкин

Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН (г. Москва)

Показаны принципы построения устройств цифровой обработки сигналов в модулярной арифметике на примере построения фильтров с конечной импульсной характеристикой. Проведено сравнение по быстродействию указанных устройств для традиционного двоичного исполнения и при реализации в модулярной арифметике.

Модулярное представление, или представление в системе остаточных классов, — один из возможных способов построения параллельных вычислительных устройств. Несмотря на существование реальных коммерческих продуктов и систем на кристалле в интегральном исполнении, использующих модулярный подход [1, 2], применение модулярной арифметики не является широко используемым методом при построении устройств. Возможность реализации устройств цифровой обработки сигналов (ЦОС) в модулярной арифметике и преимущества такого подхода рассмотрены в [3, 4]. В работе [5] приведены принципы построения согласованного фильтра в прямой форме, реализованного по модулярному принципу, даны оценки по аппаратным затратам и быстродействию.

В настоящей работе рассматриваются принципы построения устройств ЦОС с применением аппарата модулярной арифметики. В качестве примера используются фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) и проводится сравнение указанных устройств для традиционного подхода в двоичной системе счисления и в модулярном представлении с учетом их интегральной реализации.

Основные понятия модулярной арифметики. Целое число X в модулярной арифметике или в системе остаточных классов однозначно определяется набором вычетов $\{x_1, x_2, \dots, x_p\}$ в соответствующем базисе взаимно попарно простых модулей $\{m_1, m_2, \dots, m_p\}$. Вычет x_i определяется как целочисленный остаток от деления числа X на

соответствующий модуль m_i , т.е. $x_i = |X|_{m_i}$. При этом произведение модулей $M = \prod_{i=1}^p m_i$

должно покрывать диапазон представления числа X .

Восстановление числа X по его модулярному представлению $\{x_1, x_2, \dots, x_p\}$ основано на «Китайской теореме об остатках» [6] и проводится по формуле

$$X = \left| \sum_{i=1}^p x_i k_i^{-1} M / m_i \right|_M,$$

где k_i^{-1} определяется из условия $|k_i^{-1} M / m_i|_{m_i} = 1$.

Наряду с основными достоинствами модулярной арифметики, связанными с тем, что арифметические операции сложения, вычитания и умножения выполняются без переносов с вычетами меньшей разрядности независимо для каждого значения модуля m_i , можно выделить ряд преимуществ, относящихся к интегральному исполнению устройств, реализованных с применением аппарата модулярной арифметики [3]:

- независимость каждого канала по отдельному модулю обеспечивает значительную гибкость при топологическом проектировании и планировке кристалла;
- трассировочные межсоединения распространяются только внутри отдельного канала для каждого модуля, что исключает наличие длинных трасс;
- улучшается трассировка цепей тактовых частот внутри каналов для каждого модуля. При этом цепи тактовых частот имеют меньшую расфазировку, что, в свою очередь, приводит к уменьшению пиковых выбросов по цепям синхронизации.

Методы аппаратной реализации КИХ-фильтров в прямой и транспонированной формах. Фильтр с конечной импульсной характеристикой в аппаратном исполнении определяется формулой для вычисления свертки:

$$y(n) = \sum_{k=0}^N b_k x(n-k), \quad (1)$$

где $x(n)$ и $y(n)$ - входная и выходная последовательности соответственно, а b_k - коэффициенты фильтра.

Формуле (1) соответствуют две основные архитектуры аппаратной реализации фильтров: прямая и транспонированная.

На рис.1 показана прямая форма реализации фильтра с конечной импульсной характеристикой, где Z^{-1} соответствует элементу задержки. Отсчеты входных данных $x(n)$ умножаются на соответствующие коэффициенты b_i после каждого элемента задержки. Результаты умножения складываются на многоходовом сумматоре. Результат сложения соответствует выходной последовательности $y(n)$.

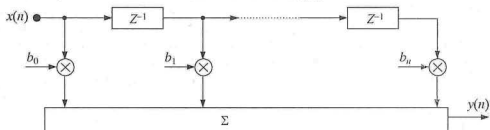


Рис.1. Фильтр с конечной импульсной характеристикой в прямой форме

На рис.2 приведена архитектура КИХ-фильтра в транспонированной форме. Отличие от прямой формы заключается в том, что суммирование результатов умножения входных отсчетов $x(n)$ на соответствующие коэффициенты b_i происходит после каждого элемента задержки и результат суммирования поступает на вход следующего элемента задержки Z^{-1} . Таким образом, на выход продвигается накапливающаяся сумма произведений входной последовательности $x(n)$ на коэффициенты b_i .

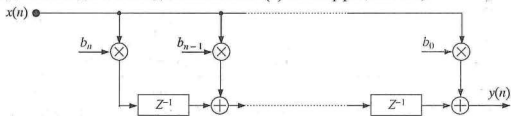


Рис.2. Фильтр с конечной импульсной характеристикой в транспонированной форме

Анализ и сравнение фильтров, реализованных в двоичной системе счисления и в модулярном представлении. Проанализируем более подробно архитектуры КИХ-фильтров, представленных на рис.1 и 2 с точки зрения быстродействия.

Прямая форма реализации фильтра (см. рис.1) имеет максимальную задержку, обусловленную задержкой вносимой множителем входных отсчетов $x(n)$ на соответствующий коэффициент b_i и задержкой многоходового сумматора.

В транспонированной форме (см. рис.2) максимальная задержка определяется также задержкой множителя $x(n)$ на коэффициент b_i и задержкой двухходового сумматора. Таким образом, транспонированная форма реализации фильтра является более быстродействующей.

Обобщенная структура устройств ЦОС с применением аппарата модулярной арифметики приведена в [3] и состоит из преобразователей из двоичной системы счисления в модулярное представление и обратно, а также из независимых друг от друга вычислителей для каждого из базисного набора модулей m_i . Операции модулярного сложения и модулярного умножения выполняются без переносов и, следовательно, результаты этих операций имеют такую же разрядность, что и входные операнды. Это свойство позволяет эффективно использовать транспонированную форму при построении КИХ-фильтра в модулярной арифметике с использованием полного динамического диапазона.

Общая структура КИХ-фильтра в транспонированной форме в модулярной арифметике показана на рис.3. Будем считать, что коэффициенты B_i являются перепрограммируемыми (т.е. не константы) и могут быть представлены в модулярной форме.

Заметим, что значительный вклад в максимальную задержку в таких устройствах вносят преобразователи из двоичной системы счисления в модулярное представление и обратно, варианты реализации которых представлены в работах [3, 7]. При этом именно обратное преобразование чаще всего является критическим местом в системах, основанных на модулярной арифметике. Поэтому при построении преобразователей целесообразно использовать конвейерные методы реализации. При построении рассматриваемого КИХ-фильтра в модулярной арифметике на выходе прямого преобразователя были использованы элементы задержки, а в обратном преобразователе добавлен двухстадийный конвейер для разделения вычислений. При этом общая длина конвейера увеличивается всего на несколько стадий, что является допустимым в отличие, например от преобразования Фурье, в котором длина конвейера увеличивается, по крайней мере, в 2 раза.

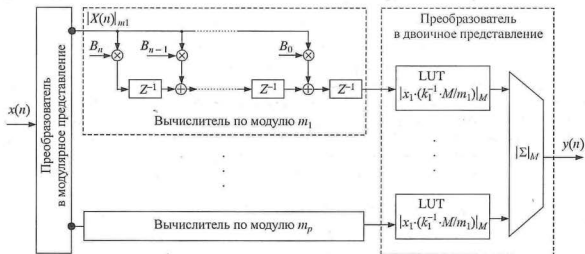


Рис.3. Структура КИХ-фильтра в транспонированной форме с применением аппарата модулярной арифметики

Для оценки быстродействия КИХ-фильтров в двоичной системе и в модулярном представлении был выбран 30-битный динамический диапазон. При этом использовались входные данные разрядности 12 бит, а длина фильтра – 64. Сравнение проводилось в базе 0,6 мкм библиотеки стандартных ячеек с использованием подсистем синтеза Synopsys.

Экспериментальные результаты по быстродействию для КИХ-фильтров, реализованных в двоичной системе счисления и в модулярной арифметике. В результате синтеза высокоуровневого Verilog-описания КИХ-фильтра, реализованного в двоичной системе счисления, было получено значение максимальной задержки двоичного КИХ-фильтра, равное 25,64 нс.

Как уже отмечалось, в случае конвейерной реализации преобразователей элементы задержки Z^{-1} добавляются на выходе прямого преобразователя из двоичной системы счисления в модулярное представление, а также конвейеризируются вычисления в обратном преобразователе из модулярного в двоичное представление. Поэтому быстродействие фильтра, реализованного в модулярной арифметике, будет определяться максимальной задержкой:

$$t^{\text{mod}} = \max(t_{\text{max}}^{\text{bin}2\text{ms}}, t^{m_1}, \dots, t^{m_p}, t_{\text{max}}^{\text{ms}2\text{bin}}), \quad (2)$$

где $t_{\text{max}}^{\text{bin}2\text{ms}}$ – максимальный критический путь в прямом преобразователе; t^{m_1}, \dots, t^{m_p} – максимальные задержки для каждого из вычислителей по модулям m_1, \dots, m_p соответственно; $t_{\text{max}}^{\text{ms}2\text{bin}}$ – максимальный критический путь в обратном преобразователе.

Для обеспечения 30-битного динамического диапазона необходимо, чтобы произведение модулей M ($M = \prod_{i=1}^p m_i$) перекрывало значение 2^{30} . Для проведения эксперимента использовался набор модулей {41, 127, 255, 1024}, удовлетворяющий данному условию:

$$M = 41 \cdot 127 \cdot 255 \cdot 1024 = 1\,359\,651\,840 > 2^{30}.$$

Методы аппаратной реализации модулярных сумматоров и модулярных умножителей, которые использовались при построении модулярных фильтров в данной работе, описаны в [8, 9]. Результаты синтеза КИХ-фильтра, реализованного в модулярной арифметике:

максимальная задержка прямого преобразователя	13,9 нс
максимальная задержка вычислителя по модулю 41	13,2 нс
максимальная задержка вычислителя по модулю 127	13,74 нс
максимальная задержка вычислителя по модулю 255	14,8 нс
максимальная задержка вычислителя по модулю 1024	7,82 нс
максимальная задержка обратного преобразователя	10,8 нс

Используя выражение (2), из полученных результатов легко определить, что максимальная задержка КИХ-фильтра в модулярной форме составляет 14,8 нс и определяется быстродействием вычислителя по модулю 255.

Таким образом, быстродействие модулярного фильтра для 30-битного динамического диапазона почти в 2 раза превышает быстродействие аналогичного фильтра, реализованного в двоичной системе.

Следует отметить, что существуют методы дальнейшего повышения быстродействия подобных устройств, реализованных с применением аппарата модулярной арифметики. Во-первых, при построении обратного преобразователя возможно использование

так называемых компрессоров в финальном сумматоре по составному модулю *M*. Вторых, это применение специальных алгоритмов для реализации элементов вычислителей. Например, при построении модулярных умножителей по модулям вида $(2^n - 1)$ (модули 127 и 255) возможно использование алгоритмов Бута.

Таким образом, рассмотрены принципы построения устройств ЦОС в модулярном представлении на примере фильтров с конечной импульсной характеристикой. Представлены особенности реализации КИХ-фильтров в прямой и транспонированной формах. Показано, что при построении конвейерных КИХ-фильтров с применением аппарата модулярной арифметики рационально использовать транспонированную форму, а при построении преобразователей в/из модулярного представления целесообразно использовать конвейерные методы реализации таких преобразователей. При этом длина конвейера увеличивается лишь на несколько стадий, но в этом случае преобразователи не являются критическими блоками по быстродействию для всего устройства в целом, что подтверждают результаты синтеза.

Проведено сравнение по быстродействию КИХ-фильтров, реализованных в двоичной системе счисления и в модулярном представлении. Фильтры, реализованные с применением аппарата модулярной арифметики, обладают более высоким быстродействием по сравнению с традиционными фильтрами в позиционной системе (например, почти в 2 раза для 30-битного динамического диапазона).

Литература

1. *Slegel T.J., Veracca R.J.* Design and performance of the IBM Enterprise System/9000 Type 9121 vector facility // IBM J. Res. Develop. – 1991. – Vol. 35. – P. 367–381.
2. The Design and Implementation of the IMS A110 Image and Signal Processor / *S.R.Barraclough, M.Sotheran, K.Burgin, et al.* // IEEE Custom Integrated Circuits Conf. – 1989. – P. 24.5.1–24.5.4.
3. *Степковский А.Л., Корнилов А.И., Семенов М.Ю.* Особенности реализации устройств цифровой обработки сигналов в интегральном исполнении с применением модулярной арифметики // Информационные технологии. – 2004. – № 2. – С. 2–9.
4. *Семенов М.Ю.* Особенности интегрального исполнения устройств цифровой обработки сигналов в модулярной арифметике // «Микроэлектроника и информатика-2004». Тез. докл. XI Всеросс. межвузовской конф. студентов и аспирантов. – М.: МИЭТ, 2004. – 444 с.
5. *Амербаев В.М., Степковский А.Л., Широ Г.Э.* Быстродействующий согласованный фильтр, построенный по модулярному принципу // Информационные технологии. – 2004. – № 9. – С. 5–12.
6. *Корнет Т., Лейзерсон Ч., Ривест Р.* Алгоритмы: построение и анализ. – М.: МЦНМО, 2001. – 960 с.
7. *Корнилов А.И., Семенов М.Ю.* Преобразователь из модулярного представления в двоичную систему счисления на основе алгоритма с предварительной обработкой данных // Изв. вузов. Электроника. – 2003. – № 3. – С. 54–58.
8. *Корнилов А.И., Семенов М.Ю., Калишиков В.С.* Методы аппаратной оптимизации сумматоров для двух операндов в системе остаточных классов // Изв. вузов. Электроника. – 2004. – № 1. – С. 75–82.
9. *Корнилов А.И., Семенов М.Ю., Ласточкин О.В.* Принципы построения модулярных индексных умножителей // Изв. вузов. Электроника. – 2004. – № 2. – С. 48–55.

Статья поступила
22 октября 2004 г.

Семенов Михаил Юрьевич – главный специалист НИЦ «Микростаил» (г. Москва).
Область научных интересов: проектирование цифровых устройств.

Калишиков Вячеслав Сергеевич – магистр техники и технологии, аспирант ИППМ РАН. Область научных интересов: проектирование быстродействующих цифровых устройств.

Ласточкин Олег Викторович – магистр техники и технологии, аспирант ИППМ РАН. Область научных интересов: проектирование быстродействующих цифровых устройств.

Метод оценки коэффициента масштабирования с применением интегральных характеристик бинаризованного изображения

Г.Г.Казёнов, А.Ю.Миргородский

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Предложен не требующий высоких вычислительных затрат метод оценки одного из параметров глобального изменения сцены – масштабирование. Метод основан на выделении границ, бинаризации, а также на применении интегральных характеристик бинаризованных изображений. Исследованы различные интегральные характеристики и методы оценки величины коэффициента масштабирования.

Видеопоследовательности, как правило, содержат глобальные изменения сцены, основными из которых являются масштабирование изображения, поворот и сдвиг. Оценка параметров этих изменений – существенный элемент известных методов сжатия видеoinформации. Существует целый ряд способов определения параметров глобального изменения сцены [1, 2], но все они, к сожалению, предъявляют высокие требования к вычислительным ресурсам.

Предлагаемый метод существенно уменьшает количество обрабатываемой информации, сохраняя возможность определения глобального изменения сцены с достаточно высокой точностью. Снижение информации достигается за счет выделения границ объектов в изображениях с последующей их бинаризацией [3, 4]. Результатом данной обработки является множество точек, упрощенно представляющих изображение в виде рисунка, который содержит лишь некоторые характерные линии. Параметры глобального изменения сцены определяются совмещением этих линий в последовательных кадрах видеопоследовательности. Совмещение таких множеств точек, которые в основном представляют тонкие линии, традиционным путем максимизации количества совпадающих точек – трудная и в общем случае неразрешимая задача (простым примером могут послужить две окружности с неодинаковыми радиусами).

В настоящей работе рассматривается один из альтернативных подходов, связанных с использованием интегральных характеристик совмещаемых множеств. Приведенные результаты относятся исключительно к проблеме определения величины масштабирования изображения. Следует отметить, что рассматриваемый метод легко обобщается на задачи оценки поворота и сдвига.

Выделение границ и бинаризация. На первом этапе исходные изображения обрабатываются фильтром границ. В качестве фильтра выбран алгоритм Кэнни [3]. Затем изображения бинаризируются [4]. Бинаризация проводится таким образом, чтобы в изображениях осталось примерно одинаковое количество точек, не превышающее экспериментально определенное значения S_n

$$\tilde{N}_1 = 0,03HW, \quad (1)$$

где H – высота изображения; W – ширина изображения.

На рис.1,а,б приведены исходное и бинаризованное изображения, которые будут использованы в рассматриваемых примерах.

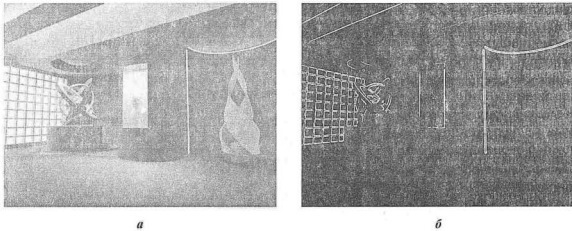


Рис.1. Исходное (а) и бинаризованное (б) изображения

Интегральные характеристики. Для определения величины масштабирования изображения предлагается использовать характеристики множества точек, которые проинтегрированы по углу и зависят только от расстояния до центра кадра (радиуса). Это позволяет избежать зависимости от другого глобального изменения сцены – поворота изображения. Проинтегрированные по углу характеристики оказываются растянутыми по одной или по обеим осям с коэффициентом, зависящим от масштабирования. Это особенность и позволяет определить величину масштабирования изображения.

Рассматриваются следующие интегральные характеристики бинаризованных изображений: кольцевая плотность; круговая плотность; производная от количества точек в круге; длина вектора центра масс (ЦМ) в круге.

Кольцевая плотность. Строится серия окружностей с радиусами в диапазоне от минимального радиуса R_{\min} до максимального радиуса R_{\max} с центром в середине изображения. Значение R_{\max} определяется размерами изображения, окружность с радиусом, равным R_{\max} , является вписанной в изображение. Значение R_{\min} , исходя из поставленных экспериментов, выбиралось равным 10% от R_{\max} . Для каждого радиуса R вычисляется количество точек, фактически расположенных между двумя окружностями с радиусами $R + d$ и $R - d$ ($d = 1$), деленное на R . На рис.2 представлен пример графиков кольцевой плотности для исходного и масштабированного изображений.

Круговая плотность. Строится аналогично кольцевой, но точки берутся не на окружности, а внутри круга, и затем относятся к его площади. Пример графиков круговой плотности представлен на рис.3.

Производная от количества точек в круге. Сначала вычисляется количество точек, лежащих внутри круга переменного радиуса, а затем – производная этой функции по радиусу. Пример такой характеристики представлен на рис.4.

Описанные характеристики являются зависимыми между собой, но их использование может приводить к разным значениям коэффициента масштабирования, результаты измерений которых будут приведены.

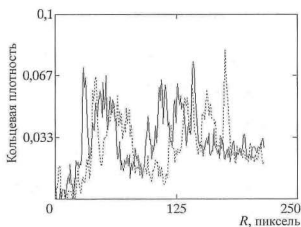


Рис.2. Колецкая плотность: — исходное изображение; - - - масштабированное изображение

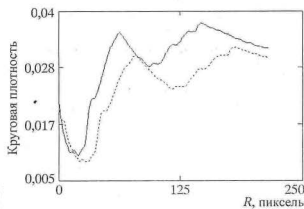


Рис.3. Круговая плотность: — исходное изображение; - - - масштабированное изображение

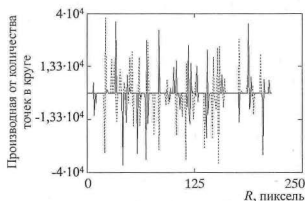


Рис.4. Производная от количества точек в круге: — исходное изображение; - - - масштабированное изображение

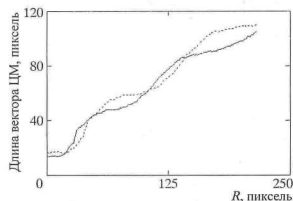


Рис.5. Длины вектора ЦМ в круге: — исходное изображение; - - - масштабированное изображение

Длина вектора центра масс. Вектор ЦМ как функция радиуса определяется усреднением координат всех точек множества, находящихся внутри круга соответствующего радиуса. Для его вычисления, как и для круговой плотности, необходимо построить серию кругов и для каждого из них вычислить длину вектора ЦМ. Пример с графиками длин векторов ЦМ представлен на рис.5.

Оценка величины коэффициента масштабирования по интегральным характеристикам. Расчет величины коэффициента масштабирования сводится к определению таких коэффициентов сжатия (растяжения) вдоль координатных осей, которые обеспечивают наилучшее совпадение интегральных характеристик до и после применения масштабирования.

В приведенных экспериментах сжатие (растяжение) в соответствии с видом характеристики проводилось при необходимости анализа длины вектора ЦМ по обеим осям с одинаковым коэффициентом, а в остальных случаях — либо только по оси абсцисс, либо по обеим осям с разными коэффициентами. В последнем случае коэффициент, соответствующий оси ординат, снижал влияние шума, который возникает при бинаризации. Для того чтобы оценить возможности рассматриваемого подхода, вычисление коэффициентов масштабирования проведено в основном с использованием простого, надежно-

го, но в то же время ресурсоемкого алгоритма минимизации среднеквадратичного отклонения посредством простого перебора.

Кроме того, в работе предлагается оригинальный и эффективный алгоритм вычисления, который основан на выделении и последующем совмещении пиков характеристик. Эффективность алгоритма обусловлена относительно небольшим числом пиков по сравнению с общим числом точек в характеристике. Положение пиков в условиях наличия шумов предлагается определять по нулям сглаживающей функции $F(x)$:

$$F(x) = \frac{\int_{x-a}^{x+a} (y-x)f(y)dy}{\int_{x-a}^{x+a} f(y)dy}, \quad (2)$$

где $f(x)$ – характеристика; a – параметр, определяющий некоторую окрестность интегрирования.

Необходимо построить функции $F_1(x)$ и $F_2(x)$ для интегральных характеристик исходного и масштабированного изображений соответственно. Коэффициент масштабирования определяется по формуле

$$\text{Zoom} = \frac{\sum_{i=0}^N x_{1i}}{N-1}, \quad (3)$$

где x_{1i} , x_{2i} – значения аргументов функций $F_1(x)$ и $F_2(x)$, при которых значения функций равны нулю.

Результаты проведенных экспериментов по определению величины коэффициента масштабирования с использованием различных интегральных характеристик и способов вычисления представлены в таблице. Анализ показывает, что наилучшие результаты дает использование в качестве интегральной характеристики кольцевой плотности.

Значения коэффициентов масштабирования для различных интегральных характеристик

Интегральная характеристика, метод	Коэффициент масштабирования		
	$K_{\text{нск}} = 1,05$	$K_{\text{нск}} = 1,1$	$K_{\text{нск}} = 1,2$
Круговая плотность, сжатие по оси радиусов	1,12	1,2	1,5
Кольцевая плотность, сжатие по оси радиусов	1,06	1,12	1,24
Производная от количества точек в круге, сжатие по оси радиусов	1,06	1,12	1,24
Кольцевая плотность, сжатие по двум осям	1,06	1,12	1,24
Круговая плотность, сжатие по двум осям	1,09	1,13	1,26
Производная от количества точек в круге, сжатие по двум осям	1,06	1,15	1,51
Кольцевая плотность, пики	1,05	1,1	1,15
Производная от количества точек в круге, пики	1,06	1,08	1,19

Ограничение метода. Необходимо заметить, что рассмотренный подход имеет очевидное ограничение – он не применим для изображений, интегральные характеристики которых близки к константам. Нетрудно привести соответствующие

контрпримеры, но это особые ситуации, которые редко встречаются в реальности. Для таких особых (вырожденных) случаев должны быть применены и особые методы, которые в данной работе не рассматриваются.

Приведенные примеры демонстрируют работоспособность и эффективность рассматриваемого метода. Преимущество метода заключается в том, что он не требует высоких вычислительных затрат, а также легко обобщается на другие глобальные изменения сцены – поворот, сдвиг.

Литература

1. Heuer J., Kaup A. Global Motion Estimation in Image Sequences Using Robust Motion Vector Field Segmentation // Proceedings ACM Multimedia 99, Orlando, Florida. – 1999. – P. 261–264.
2. Smolic A., Ohm J.-R. Robust global motion estimation using a simplified m-estimator approach. In Proc. ICIP2000 // IEEE Int. Conf. on Image Processing, September. – 2000. – P. 5.
3. Canny J. A computational approach to edge detection // IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 1986. – Vol. PAMI-8, № 6. Nov. – P. 679–698.
4. Ziou D., Tabbone S. Edge Detection Techniques An Overview // Int. J. of Pattern Recognition and Image Analysis. – 1998. – P. 41.

Статья поступила после доработки 15 февраля 2005 г.

Миргородский Александр Юрьевич – аспирант кафедры проектирования и конструирования интегральных микросхем МИЭТ. *Область научных интересов:* алгоритмы сжатия информации в телекоммуникационных системах.

Казеннов Геннадий Георгиевич – доктор технических наук, профессор кафедры проектирования и конструирования интегральных микросхем МИЭТ. *Область научных интересов:* теория автоматизированного проектирования БИС.



НИИ МВС ТРТУ

Южный научный центр

Международная научная молодежная школа

Высокопроизводительные вычислительные системы (ВПВС-2005)

26 сентября – 1 октября 2005 г., пос. Дивноморское, Геленджикский район,
Краснодарский край, Россия

Направления работы

Фундаментальные проблемы создания и архитектура ВПВС; Алгоритмическое и программное обеспечение ВПВС; Проблемно-ориентированные ВПВС; ВПВС и проблемы информационной безопасности; Нейрокомпьютеры и нейронные сети; Распределенные вычисления и метакомпьютинг.

Секретариат Программного и Организационного комитетов

347928, Россия, г. Таганрог, ГСП-284, ул. Чехова, 2, НИИ МВС ТРТУ

Телефоны для справок: (8634) 315-493, 615-459, факс: (8634) 36-03-76, 615-459, e-mail: mvs@tsure.ru

Internet: <http://www.mvs.tsure.ru>

Кухаренко Анатолий Павлович

Бронзов Владимир Олегович

Иванова Наталья Юрьевна

Объектные представления в базах данных САПР СБИС

С.А.Дубровин

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Для решения проблемы преобразования глобальной (концептуальной) модели базы данных САПР в модель, с которой работают отдельные компоненты, предлагается использовать механизм объектных представлений, преобразующих данные на основе функционального интерфейса.

Современные САПР состоят из большого количества взаимодействующих компонентов, которые обмениваются между собой проектной информацией. По разным данным, на интеграцию компонентов может уходить до сорока процентов времени разработки САПР [1]. Для упрощения процесса интеграции вырабатываются общие модели данных и общие форматы обмена данными. Для предоставления компонентам доступа к данным служат системы управления базами данных (СУБД) САПР.

С появлением объектно-ориентированного программирования все более широкое распространение получает объектная модель данных, на основе которой строятся объектно-ориентированные базы данных (ООБД). Представление сущностей в виде объектов, которые обладают определенным состоянием и имеют определенное поведение, позволяет в удобных терминах моделировать предметную область. Это значительно облегчает процесс разработки сложных приложений, поскольку разработка может вестись на более высоком уровне абстракции в терминах предметной области.

ООБД снимают необходимость преобразования объектов из вида, в котором они находятся в памяти, в хранимые данные и обратно. Таким образом, программисту больше не надо заботиться о сохранении и восстановлении данных. Можно работать с объектом так, как если бы он все время находился в памяти. При необходимости объект будет подгружен в память с помощью СУБД. При этом программисту доступны все дополнительные возможности обычных баз данных, такие, как управление транзакциями, контроль версий и т.д.

Отметим, что каждому средству проектирования необходимо подмножество той информации, которая хранится в глобальной базе данных проекта. При этом информация должна быть организована таким образом, чтобы этому средству было удобно с ней работать. Поэтому необходимы средства, позволяющие поддерживать преобразования хранимых данных к модели, используемой каждым средством проектирования, иначе они будут вынуждены работать с единой моделью данных, совпадающей с моделью, хранимой в БД. Из-за большой избыточности данных навигация по ним будет затруднена. Кроме этого, каждое средство становится зависимым от того, какие данные хранятся в базе и как они организованы. Изменение структуры данных, необходимых одному приложению, затронет все остальные приложения, которые необходимо будет модифицировать для поддержки новой структуры.

Если БД не поддерживает возможность преобразования модели при доступе к данным, приложение вынуждено выгружать необходимые ему данные в отдельную базу

данных и преобразовывать в структуру, подходящую для решения своих задач. Такой подход нежелателен по следующим причинам: разработчики отдельных средств проектирования вынуждены реализовывать дополнительный механизм преобразования данных; ухудшается производительность приложения; вследствие несовместимости преобразуемых моделей возможны потери информации.

Преобразование модели при доступе к данным можно реализовать на основе «объектных представлений». Идея представлений заимствована из теории реляционных БД, в которых существует возможность сохранить результат выполнения запроса в виде так называемого представления (вида). Представление позволяет работать с реструктурированными на основе запроса данными.

Одно из первых описаний представлений применительно к объектным БД дано в работе [2], где рассмотрен подход, позволяющий создавать так называемые «виртуальные классы», т.е. классы, реально не хранимые в БД, на основе хранимых данных. В [3–5] представлена система поддержки объектных представлений MultiView. Основными операциями по созданию новых классов являются операции объединения атрибутов классов, их переименование и сокрытие лишних атрибутов. Данный подход имеет ограниченное применение, поскольку позволяет проводить только простую реструктуризацию существующих данных. В современных приложениях этого недостаточно. Желательно иметь способы для создания представлений, в которых существуют более мощные возможности по преобразованию данных.

Для решения этой проблемы в настоящей работе предлагается механизм выполнения преобразований на основе функционального интерфейса. Суть этого механизма состоит в том, что атрибуты виртуального класса получают из атрибутов хранимых классов не простым копированием, а путем вызова функции преобразования (рис.1). Преимуществом этого подхода является возможность проводить любые допустимые в языке программирования преобразования на основе значения не только данного атри-

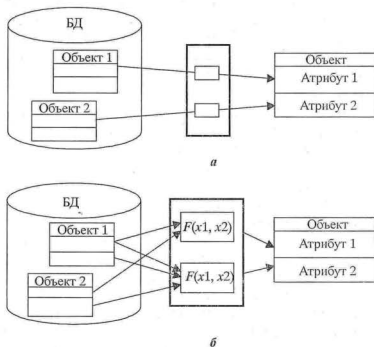


Рис.1. Варианты представлений: а – преобразование с использованием объектных видов; б – преобразование с использованием объектных видов через функциональный интерфейс (□ – экстракция данных; → – доступ к данным)

бута класса, но и других данных, хранимых в БД. Для каждого объекта виртуального класса должен присутствовать хранимый объект, на основании данных которого будет проводиться преобразование. При этом в процессе преобразования могут быть получены данные и из других объектов.

Рассмотрим цикл жизни объекта виртуального класса.

1. В начале работы программы со ссылками, ведущими к объектам виртуального класса, связывается класс, выполняющий преобразование.

2. При первом доступе к объекту через ссылку СУБД обнаруживает, что объект виртуального класса еще не создан. В этом случае СУБД вызывает функцию преобразования, создавая новый объект виртуального класса.

3. В случае, если при доступе к объекту было осуществлено изменение данных, СУБД вызовет функцию обратного преобразования, которая обновит хранимые объекты.

4. При последующем доступе к уже загруженному объекту повторная его загрузка не проводится.

5. По окончании работы с объектом (например, при закрытии транзакции) СУБД удаляет объект из памяти.

Для сохранения возможности обновлять данные в БД через функциональный интерфейс на методы преобразования должны быть наложены некоторые ограничения. Во-первых, методы должны предоставлять возможность построения однозначного обратного преобразования данных. Во-вторых, должны быть решены вопросы синхронизации доступа к данным, т.е. при обновлении данных через некоторый функциональный интерфейс это должно отразиться на данных, получаемых через другие интерфейсы.

Преимущества от использования данного подхода заключаются в следующем. При работе через функциональный интерфейс получаем мощный механизм абстракции, позволяющий представить данные, необходимые разным приложениям, в наиболее удобной для них форме, что было сложно сделать с использованием механизмов, описанных в работах [2–5]. Данные, предоставляемые через функциональный интерфейс, могут быть получены на основе всего содержимого БД, в отличие от данных, образованных путем реструктуризации. Кроме того, снижается избыточность хранимых данных. Использование промежуточного функционального слоя позволяет сосредоточить все процедуры по преобразованию данных в рамках единого интерфейса, что облегчает задачи по написанию и использованию этого слоя.

Например, на начальном этапе разработки схемы с использованием графического схемного редактора информацию о схеме удобно хранить в виде описания графических примитивов, поскольку чаще происходит редактирование данных, а не моделирование полученной схемы. Таким образом, при моделировании схемы необходимо преобразование данных из формы графических примитивов в более удобную форму. Рассмотрим это преобразование на примере цепей, соединяющих элементы. В графическом редакторе САПР AVOCAD цепь описывается через набор пересекающихся примитивов прямых. Для преобразования этого набора в цепь необходимо пройти по всем примитивам через точки их пересечения до тех точек, где они соединяются с элементами схемы. В результате будет получен список элементов, инцидентных данной цепи, что необходимо для моделирования. Опишем класс *Net*, представляющий собой цепь, и класс *Element*, представляющий собой элемент в программе моделирования. Для преобразования создадим класс *Net_create*, умеющий создавать цепь на основе переданной ему информации о выводе элемента. Зададим для связи элемент–цепь преобразование через класс *Net_create*. Таким образом, в полученной системе при попытке доступа к цепи от элемента будет вызвана функция преобразования, которая создаст объект класса *Net* (рис.2).

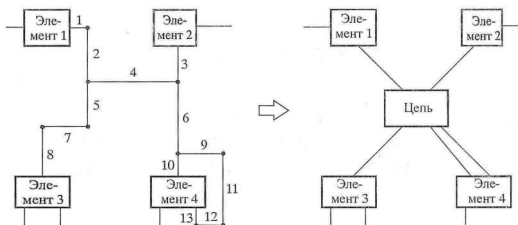


Рис.2. Преобразование из набора графических примитивов в цель

При разработке методов преобразования данных следует обратить внимание на поддержание целостности информации и необходимость более тщательной разработки методов преобразования данных, которая должна проводиться вручную.

С точки зрения ООБД представления полезны по нескольким причинам: они могут быть использованы для логического разделения экземпляров некоторого класса, а также для фильтрации доступа к данным, т.е. пользователю будут видны только те объекты, к которым он имеет доступ.

Предложенная система преобразования данных позволяет интегрировать разнородные системы в рамках единой САПР за счет более мощных механизмов по преобразованию данных. Вследствие локализации задачи преобразования данных уменьшаются сложность разработки БД и прикладного ПО, количество допущенных при разработке ошибок и, как следствие, время разработки САПР.

Литература

1. *Graham A.* The CAD framework initiative standards progress towards first publication at year end // IEEE DATC Newsl. On Design Automation. – 1992. – Sp. – P. 13–21.
2. *Abiteboul S., Bonner A.* Objects and views // Proceedings ACM SIGMOD. Conf. on Management of Data (Denver, Co, May, 1991). – 1991. – P. 238–247.
3. *Rundensteiner E.A.* MultiView: A methodology for supporting multiple views in object-oriented databases // Proceedings of the 18-th International Conference on Very Large Data Bases (VLDB'92) (Vancouver, British Columbia, Canada, 1992). – 1992. – P. 187–198.
4. *Kuno H.A., Rundensteiner E.A.* The MultiView OODBview system: Design and implementation / J. of Theory and Practice of Object Systems. Special Issue on Subjectivity in Object-Oriented Systems. – 1996. – № 2(3). – P. 202–225.
5. *Rundensteiner E.A.* A classification algorithm for supporting object-oriented views // In International Conference on Information and Knowledge Management. – November 1994. – P. 18–25.

Статья поступила
после доработки
12 апреля 2005 г.

Дубровин Станислав Александрович – аспирант кафедры проектирования и конструирования интегральных микросхем МИЭТ. *Область научных интересов:* теория алгоритмов, теория формальных языков и трансляции, шаблоны проектирования, объектные базы данных, объектные представления, нейронные сети, нечеткая логика, генетические алгоритмы.

МИКРОСИСТЕМЫ

УДК 681.586'33:[53.072:681.3]

Оптимизация конструкции мембраны в теплодисперсионном датчике взрывоопасных газов

В.В.Амеличев, И.В.Годовицын

НПК «Технологический центр» МИЭТ

А.Ю.Красюков, С.А.Поломошнов, Ю.А.Чаплыгин

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Представлены результаты оптимизации конструкции мембраны в теплодисперсионном датчике для применения в составе портативной диагностической аппаратуры по выявлению критической концентрации взрывоопасных газов. Расчет тепловых потерь для различных конструктивных вариантов мембраны датчика взрывоопасных газов проводился с помощью программы SOLIDIS3D пакета ISE TCAD. Показана возможность применения в составе диэлектрической мембраны датчика взрывоопасных газов определенной конфигурации поликремния при ограничении на потребляемую мощность в 25 мВт.

Датчики взрывоопасных газов (ДВОГ) широко применяются в системах безопасности различных объектов жизнедеятельности человека. Как правило, принцип их работы основан на изменении проводимости нагретого до определенной температуры газочувствительного слоя. Для снижения тепловых потерь в качестве подложки применяют материалы с низким коэффициентом теплопроводности (ситал, керамика, стекло и т.п.). Использование таких материалов обусловлено, в первую очередь, необходимостью создания ДВОГ с малым потреблением мощности и перспективой включения их в состав портативных систем контроля газовой среды. Современная интегральная технология имеет существенные преимущества перед технологией дискретных элементов. В частности, тонкая диэлектрическая мембрана с расположенными на ней микроэлементами является хорошей альтернативой массивной керамической подложке.

Технология объемной микрообработки кремния позволяет создавать микрочипы с тонкой диэлектрической мембраной небольшой площади (до нескольких единиц квадратных миллиметров). Ограничение площади обусловлено снижением прочности диэлектрической мембраны. Повысить прочность мембраны можно за счет введения одного или нескольких дополнительных слоев поликремния, но при этом происходит увеличение тепловых потерь мощности ДВОГ из-за относительно высокого коэффициента теплопроводности слоя поликремния. В связи с этим оценка влияния дополнительных слоев на теплоизолирующие свойства тонкопленочной мембраны и оптимизация ее конструкции и площади – весьма актуальные задачи. Наиболее эффективным

© В.В.Амеличев, И.В.Годовицын, А.Ю.Красюков, С.А.Поломошнов, Ю.А.Чаплыгин, 2005

методом выполнения такой оптимизации является использование средств компьютерного моделирования. Применение программы конечно-элементного моделирования SOLIDIS3D пакета ISE TCAD позволяет провести такую оптимизацию благодаря встроенным возможностям.

В настоящей работе объектом оптимизации является тонкопленочная диэлектрическая мембрана кремниевого кристалла ДВОГ. При анализе теплоизоляционных свойств конструкции мембраны технологические аспекты изготовления опускались. В качестве основного требования выступала мощность, потребляемая нагревателем ДВОГ в установленном температурном режиме, с температурой на поверхности нагревателя 450 °С. Необходимо было оптимизировать конструкцию мембраны ДВОГ так, чтобы при данной температуре потребляемая мощность не превышала 25 мВт для обеспечения длительного (около 1 года) времени работы ДВОГ от одного источника питания типа АА [1].

Конструкция кристалла датчика. Конструкция кристалла ДВОГ представляет собой жесткую рамку из монокристаллического кремния с диэлектрической мембраной и нанесенным на нее газочувствительным слоем на основе SnO₂ толщиной до 5 мкм (рис.1). Диэлектрическая мембрана формируется путем нанесения на подложку из монокристаллического кремния диэлектрических слоев (SiO₂ и Si₃N₄) и последующего сквозного травления подложки с обратной стороны с помощью анизотропного жидкостного химического травления (АЖХТ) кремния до диэлектрика. На поверхности мембраны сформирован тонкопленочный резистор, используемый в качестве нагревателя. На мембрану над резистором нанесен газочувствительный слой. При подаче напряжения на резистор в системе устанавливается тепловое равновесие за счет отвода тепла в подложку и теплового излучения мембраны. Температура стабилизации определяется используемым газочувствительным слоем. Для газочувствительных слоев на основе SnO₂ оптимальная температура составляет 450 °С.



Рис.1. Поперечное сечение структуры ДВОГ

Ключевую роль при достижении теплового равновесия играют теплоизолирующие свойства мембраны. Так как теплопроводность монокристаллического кремния достаточно высока, для достижения минимальной мощности потребления нагревателя мембрана должна обладать хорошими теплоизолирующими свойствами. На теплопроводность мембраны влияют как свойства материала, применяемые при ее формировании, так и площадь ее поперечного сечения в направлении к материалу с высокой теплопроводностью (кремнию). Кроме того, большое значение имеет не только толщина мембраны, но и ее протяженность от области нагревателя до края кремниевой подложки, определяющая значение теплового сопротивления. Общая площадь мембраны, которая определяет отдачу тепла в окружающую среду за счет теплопроводности, составляет 2,25 мм². Все эти конструктивные параметры учитывались при моделировании рассеяния тепла в ДВОГ.

Моделирование. В качестве средства моделирования работы ДВОГ выбрана программа SOLIDIS3D пакета программ приборно-технологического моделирования ISE-TCAD 6.1 [2]. Данная программа специально предназначена для моделирования микроэлектромеханических структур. В программе SOLIDIS3D предусмотрено проведение следующих расчетов:

- расчет распределения температур от источника в произвольной трехмерной структуре;
- расчет мощности, потребляемой при этом источником;

- расчет механических напряжений, деформаций, возникающих в микромеханической структуре при механическом или электростатическом воздействии на рассматриваемую трехмерную структуру.

Возможность интегрирования SOLIDIS3D с другими программами пакета ISE-TCAD 6.1 позволяет учесть механические напряжения при расчете электрофизических параметров полупроводниковых приборов.

Для оптимизации конструкции мембраны была использована трехмерная твердотельная модель ДВОГ. В модели применен ряд упрощений. Во-первых, внутренние стенки области толстой кремниевой рамки сделаны перпендикулярными плоскости мембраны (в реальности угол между плоскостями составляет около 125°). Во-вторых, нагреватель представлен в виде плоскости с заданным граничным условием по температуре. Площадь поперечного сечения нагревателя в модели принята равной нулю. Внешняя среда в модели выполнена в виде дополнительных трехмерных областей, расположенных над и под мембраной. Для этих областей задан коэффициент теплопроводности, соответствующий используемой газовой среде. Модель, построенная с учетом перечисленных упрощений, представлена на рис.2.

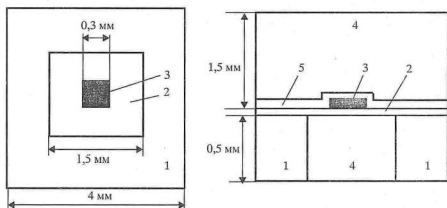


Рис.2. Упрощенная модель ДВОГ, используемая в программе моделирования: 1 - кремниевая рамка; 2 - тонкая мембрана; 3 - нагреватель; 4 - окружающий воздух; 5 - пассивация. (Рисунок выполнен не в масштабе)

Для исследований различных конструкций ДВОГ с тонкопленочной мембраной построено несколько вариантов модели. Поперечные сечения данных структур представлены на рис.3 (варианты А–Е). Ниже подробно рассмотрены особенности каждого варианта конструкции мембраны. Трехмерная структура ДВОГ с сеткой разбиения на конечные элементы представлена на рис.4.

Расчет мощности, потребляемой нагревателем, и получение распределения температуры в программе SOLIDIS3D достигается путем решения стационарного уравнения теплопроводности

$$\operatorname{div}[k(T) \operatorname{grad}T] = Q, \quad (1)$$

где $k(T)$ – коэффициент теплопроводности материала; Q – плотность источников тепла; T – температура.

Граничные условия для уравнения (1) следующие: на внешних вертикальных и нижней гранях кремниевой рамки поддерживается постоянная температура 22°C ; в области нагревателя значение температуры задается в диапазоне $100\text{--}500^\circ\text{C}$, что соответствует постоянной выделяемой мощности через внешнюю поверхность нагревателя; на внешних гранях воздушной среды температура равна 22°C .

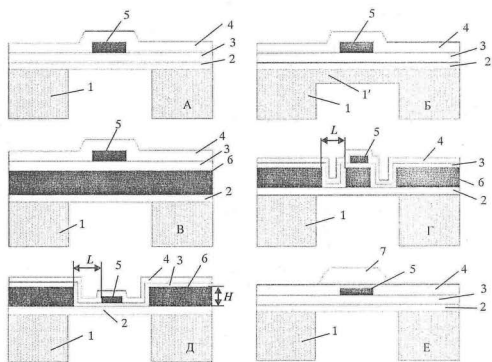


Рис.3. Рассматриваемые конструктивные варианты ДВОГ (варианты А–Е): 1 – Si (толщина 500 мкм); 1' – Si (толщина 1 мкм); 2 – SiO₂ (толщина 0,8 мкм); 3 – Si₃N₄ (толщина 0,2 мкм); 4 – SiO₂ (толщина 0,3 мкм); 5 – нагреватель; 6 – Si⁺ (толщина H); 7 – газочувствительный слой. Для конструктивных вариантов В, Г и Д параметр H принимает значения 0,5, 1,0 и 1,5 мкм; для Г и Д параметр L принимает значения 1, 10, 30, 50, 100, 150 и 200 мкм

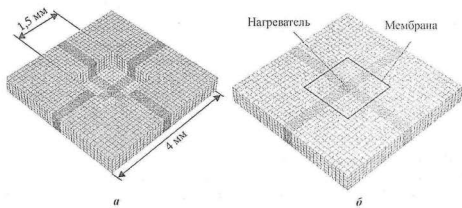


Рис.4. Структура датчика в среде SOLIDIS3D: вид на мембрану в центре структуры снизу (а) и сверху (б)

Для решения уравнения (1) необходимы значения коэффициентов теплопроводности всех используемых материалов (таблица). С целью упрощения в расчете не учитывалась зависимость коэффициентов теплопроводности от температуры. Также не рассматривался процесс теплопередачи через излучение мембраны и газочувствительного слоя.

Коэффициенты теплопроводности материалов ДВОГ

Среда	Температура, °С	Коэффициент теплопроводности k , Вт/(С·м)	Литература
Si	227	76,0	[1]
SiO ₂	227	1,5	[1]
Si ₃ N ₄	227	12,0	[1]
Воздух	22	$2,6 \cdot 10^{-2}$	[2]
Нелегированный Si*	227	15,0	[3]
SnO ₂	227	48,0	[4]

В результате расчета получаем трехмерное распределение температуры в структуре датчика и мощность, потребляемую нагревателем. На рис.5 показана зависимость потребляемой мощности нагревателя W_n от расстояния между нагревателем и краем поликремниевой рамки L при разных толщинах пленки поликремния H для конструктивного варианта Д. На рис.6 показана зависимость W_n от температуры нагревателя для конструктивных вариантов А–Е.

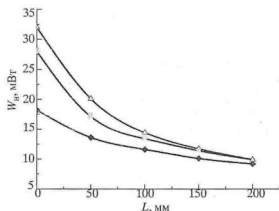


Рис.5. Зависимость мощности нагревателя W_n от расстояния между нагревателем и краем поликремниевой рамки L для конструктивного варианта Д (температура нагревателя 400 °С) при разной толщине H поликремния: —♦— 0,5 мкм; —□— 1,0 мкм; —△— 1,5 мкм

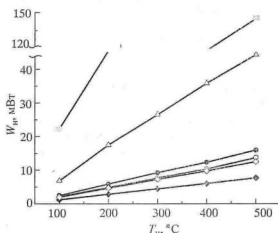


Рис.6. Зависимость мощности нагревателя W_n от температуры нагревателя T_n для конструктивных вариантов: —♦— А; —□— Б; —△— В; —●— Г; —○— Д; —◇— Е

Анализ результатов моделирования. Результаты моделирования ДВОГ подтверждают предположение, что для работы датчика на основе исключительно диэлектрической мембраны из SiO₂ и Si₃N₄ с нагревателем, пассивированным слоем SiO₂ (вариант А), требуется минимальная мощность. Однако, как уже упоминалось, формирование таких мембран связано с технологическими трудностями на завершающих этапах изготовления ДВОГ из-за высоких внутренних напряжений, под действием которых мембрана не только деформируется (рис.7,а), но и разрушается. Для минимизации деформации мембраны необходимо подобрать толщины структурных слоев SiO₂ и Si₃N₄ (рис.7,б).

Одним из наиболее простых вариантов увеличения жесткости мембраны является возможность увеличения ее толщины с использованием дополнительного слоя с большим модулем Юнга. Такой слой, например, может быть сформирован в результате контролируемого утонения подложки с помощью процесса АЖХТ. Модель данной структуры приведена на рис.3 (вариант Б). Толщина слоя монокристаллического кремния в модели

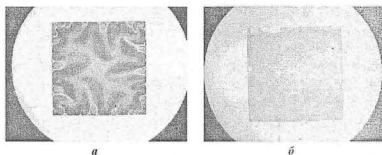


Рис.7. Фотографии диэлектрической мембраны площадью 2,25 мм²: а – с неоптимизированными толщинами структурных слоев; б – с оптимизированными толщинами структурных слоев (без деформаций)

составляет 1 мкм. Как видно из рис.6, несмотря на небольшую толщину кремния, мощность существенно возрастает по сравнению с вариантом А. Для температуры стабилизации

450 °С она составляет около 130 мВт. Увеличение мощности, потребляемой нагревателем, объясняется двумя причинами. Первая – высокая теплопроводность монокристаллического кремния, приводящая к быстрому отводу тепла от нагревателя и переносу его к периферии мембраны. Вторая причина заключается в непосредственном контакте слоя монокристаллического кремния с подложкой. В результате этого контакта тепло от нагревателя распространяется не только в слое монокристаллического кремния, но и переходит в подложку, которая в силу своей геометрии и граничных условий (постоянная температура на свободных гранях) играет роль поглотителя тепла с бесконечной емкостью. Как следствие, мощность, потребляемая нагревателем, существенно возрастает.

Уменьшение отвода тепла может быть достигнуто несколькими путями. Например, подложка может быть изолирована от теплопроводящего слоя слоем диэлектрика. Это позволяет одновременно изолировать теплопроводящий слой от кремниевой подложки и сделать мембрану более жесткой. Модель такой структуры представлена на рис.3 (вариант В). В качестве дополнительного структурного слоя в данном варианте использован поликремний. Выбор поликремния обусловлен его высокой технологичностью и возможностью управления механическими напряжениями в пленках данного материала, что позволяет снизить до минимума деформации в многослойной мембране [5, 6]. В проводимых расчетах толщина поликремния составляла 1 мкм. В результате мощность нагревателя, необходимая для достижения на поверхности мембраны рабочей температуры 450 °С, уменьшилась в 3–4 раза относительно варианта Б.

В качестве дальнейшего развития конструкции с использованием слоя поликремния был рассмотрен вариант Г. Его отличие от варианта В заключается в наличии границы раздела в слое поликремния вокруг нагревателя. Эта граница раздела предотвращает передачу тепла по слою поликремния. К недостаткам данного варианта можно отнести утолщение в центре мембраны, которое является дополнительным концентратором механических напряжений.

На основе анализа вариантов конструкции мембраны авторами предложена конструкция, обеспечивающая достаточную степень теплоизоляции и жесткость мембраны (см. рис.3, вариант Д). Такая конструкция отличается тем, что под область нагревателя отсутствует слой поликремния. Фактически, предлагаемая конструкция представляет собой две вставленные друг в друга рамки: первая, внешняя рамка, выполнена из кремниевой подложки и обеспечивает жесткость всего кристалла, вторая, тонкая поликремниевая рамка, повышает жесткость периферической части диэлектрической

мембраны и уменьшает ее деформацию. По сравнению с исходным вариантом конструкции (вариант А), данный вариант требует только дополнительных операций по формированию пленки поликремния заданной конфигурации.

Для варианта Д проведено моделирование распределения тепла при трех значениях толщины поликремния: 0,5; 1,0 и 1,5 мкм. Для каждой толщины осуществлялось варьирование расстояния от края поликремниевой рамки до нагревателя L в диапазоне значений 1–200 мкм (рис.5). Наилучший результат по потребляемой мощности получен для следующих значений параметров: толщина поликремниевой рамки $H = 0,5$ мкм и $L = 200$ мкм. Однако следует отметить, что потребляемая мощность незначительно зависит от толщины поликремния H при значениях $L > 50$ мкм. Таким образом, мощность, потребляемую нагревателем, и жесткость мембраны можно оптимизировать только с помощью ширины поликремниевой рамки L .

С целью уменьшения времени расчета в указанных вариантах конструкции был исключен газочувствительный слой. Для оценки влияния газочувствительного слоя на потребляемую нагревателем мощность был проведен расчет варианта Е (см. рис.3). В данном варианте модель газочувствительного слоя выполнена в виде призмы высотой 200 мкм. Теплопроводность газочувствительного слоя принималась равной теплопроводности SnO_2 (см. таблицу). Как видно из рис.6, увеличение потребляемой мощности составило не более 5 мВт. При этом вид зависимости потребляемой мощности от температуры мембраны не изменился. Это связано прежде всего с тем, что при добавлении газочувствительного слоя отвод тепла от нагревателя в подложку не изменяется, а увеличение площади контакта мембраны с воздухом приводит к небольшому увеличению рассеиваемой мощности в пределах 1–6 мВт. Таким образом, использование для расчета упрощенной модели датчика (без газочувствительного слоя) не приводит к существенному снижению точности расчета.

Таким образом, можно сделать вывод: кремниевые чипы с тонкой диэлектрической мембраной небольшой площади являются хорошим решением при создании малопотребляющих ДВОГ. Основным конструктивным элементом малопотребляющего ДВОГ является диэлектрическая мембрана, состоящая из комбинации слоев $\text{SiO}_2 - \text{Si}_3\text{N}_4$ и нагревательным элементом в центральной части. Применение поликремния в составе мембраны ДВОГ может служить для повышения ее прочности и регулирования напряженности. Однако теплоизолирующие свойства в мембране с поликремнием хуже, чем в диэлектрических.

С использованием программы конечно-элементного моделирования SOLIDIS3D пакета ISE TCAD проведены расчеты распределения тепла для разных конструкций мембраны ДВОГ и определена оптимальная конфигурация поликремния, расположенного не менее чем в 200 мкм от нагревательного элемента. При этом в качестве основного требования выступает потребляемая нагревателем ДВОГ в установившемся температурном режиме с температурой на поверхности нагревателя 450 °С мощность, которая не должна превышать 25 мВт.

Литература

1. Газочувствительные приборы на микромашиной мембране: комбинация кремниевой технологии и технологии толстых пленок / А.А.Васильев, А.В.Писляков, М.Зен и др. // Сенсор: 2001. – № 1. – С. 17–21.
2. ISE TCAD 6.1 Manuals. SOLIDIS. – 2000. – 163 p.
3. Temperature-dependent thermal conductivity of undoped polycrystalline layers / S.Uma, A.D.McConnell, M.Ashghi, et al. // International Journal of thermophysics. – 2001. – Vol. 22, № 2. – P. 605–616.

4. *P.Turkes, Ch.Pluntke, R.Helbig* Thermal conductivity of SnO_2 single crystals // Journal of Physics C: Solid State Physics. – 1980. – Vol. 13, Issue 26. – P. 4941–4951.
5. *Годовицын И.В., Лысенкова Г.А., Шеленин Н.А.* Формирование поверхностных микромеханических структур из пленок поликремния // Изв. вузов. Электроника. – 1997. – № 2. – С. 49–54.
6. *French P.J.* Polysilicon: a versatile material for Microsystems // Sensor and Actuators. – 2002. – A 99. – P. 3–12.

Статья поступила
25 января 2005г.

Амеличев Владимир Викторович – кандидат технических наук, начальник научно-исследовательской лаборатории технологии микросхем НПК «Технологический Центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* датчики и преобразователи физических величин, дискретные и матричные устройства МЭМС, интегральные технологии микросистем.

Годовицын Игорь Валерьевич – кандидат технических наук, старший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории технологии микросистем НПК «Технологический Центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* физика и технология КМОП ИС и МЭМС.

Красюков Антон Юрьевич – аспирант кафедры интегральной электроники и микросистем (ИЭМС) МИЭТ. *Область научных интересов:* приборно-технологическое моделирование полупроводниковых приборов и интегральных микросхем.

Поломоинов Сергей Александрович – аспирант НПК «Технологический Центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* физика и технология элементов ИС и МЭМС.

Чаплыгин Юрий Александрович – доктор технических наук, профессор, член-корреспондент РАН, ректор МИЭТ. *Область научных интересов:* физика и технология интегральных микросхем, сенсоров и микросистемной техники, нанотехнология.



Издательско-полиграфический комплекс
Московского государственного института электронной техники
информирует



Вышло в свет учебное пособие



В.В.Лесин
Теория случайных процессов

Пособие написано на основе лекций, прочитанных автором для студентов, обучающихся по специальности "Прикладная математика". Посвящено систематическому изложению элементов теории случайных процессов и ее приложениям. Основное внимание уделено корреляционной теории случайных функций и марковским процессам с дискретными состояниями. Может быть использовано студентами, аспирантами, научными работниками при изучении и применении теории случайных процессов.

ISBN 5-7256-0392-X Формат 60x84 1/16, объем 164 с.: ил.

Оптоэлектронный дистанционный измеритель давления

Е.А.Макарецкий, А.В.Овчинников, Е.И.Минаков

Тулский государственный университет

Рассмотрен оптоэлектронный дистанционный измеритель давления с первичным преобразователем на основе многослойных оптических структур. Приведены оптическая схема и математические модели измерителя, результаты экспериментальных исследований.

Методы измерения давления должны соответствовать сложному характеру исследуемого объекта, а измерительные преобразователи – удовлетворять жестким требованиям, т.е. обладать высокой чувствительностью при необходимом пространственном разрешении. Данные требования и обусловили создание оптических методов измерения на основе волоконно-оптических устройств.

Основной элемент таких устройств – оптический волновод, который является не только линией передачи, но и чувствителен к изменению давления. Существует большое количество устройств на основе световодов [1, 2] в которых используются различные физические явления. Об измеряемой величине (давлении) в этих устройствах обычно судят по изменению мощности (амплитуды) и поляризации проходящего через чувствительный элемент оптического излучения. Данные устройства имеют такие преимущества, как достаточно большая чувствительность, высокая помехозащищенность и т.д. Однако есть один существенный недостаток – они не позволяют проводить дистанционные измерения, когда первичный преобразователь физически не связан с остальными элементами измерительной системы. Решить проблему можно с помощью первичных преобразователей для измерения давления с использованием особенностей интерференционных явлений в многослойных оптических структурах (МОС) при больших углах падения.

Многослойные оптические структуры, представляющие собой систему чередующихся прозрачных оптических сред с различными параметрами (в первую очередь – показателем преломления), при определенных углах падения когерентного оптического излучения имеют ярко выраженные свойства резонансной угловой фильтрации [3]. Типичная угловая характеристика пропускания резонансных многослойных оптических структур (РМОС) показана на рис.1. Угловая чувствительность данных устройств может достигать 10^{-3} – 10^{-4} угловой секунды [4].

Разработка первичных преобразователей давления на основе многослойных оптических структур сопряжена с необходимостью обеспечения условий для изменения коэффициента пропускания (или отражения) структуры в зависимости от воздействующего давления на преобразователь.

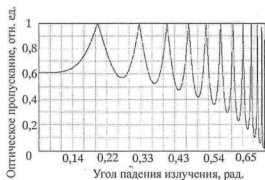


Рис.1. Расчетная характеристика зависимости оптического пропускания РМОС от угла падения излучения в режиме угловой фильтрации (толщина резонансного слоя $d_2 = 3,8$ мкм; показатели преломления слоев $n_1 = 1,63$, $n_2 = 1,0$; диаметр входного пучка 5 мм; длина волны оптического излучения $\lambda_0 = 0,6$ мкм)

Принципы построения преобразователей давления на основе РМОС. Измерительные преобразователи давления воздуха (или других газов) и акустических колебаний могут быть созданы следующими методами.

1. Изменение параметров РМОС за счет изменения показателя преломления одного (или нескольких) слоев. В этом случае некоторые из слоев имеют воздушное (или газовое) заполнение и сообщаются с измеряемой средой. Изменения давления приводят к изменениям показателя преломления слоя.

2. Изменение параметров РМОС за счет изменения толщины одного (или нескольких) слоев. Такая РМОС имеет мембранную структуру, и изменение давления приводит к равномерному или неравномерному законам распределения толщины резонансного слоя по апертуре.

Первый метод применим только для измерения давления, а второй – как для измерения давления, так и акустических колебаний. Независимо от конкретного метода изменение параметров РМОС приводит к изменению оптического пропускания структуры и, соответственно, выходного сигнала фотоприемника.

Анализ свойств РМОС позволяет предложить следующие конструктивные варианты измерительных преобразователей давления воздуха и акустических колебаний (рис.2).

Измерительный преобразователь (см. рис.2,а) представляет собой проходную или отражательную РМОС с постоянной толщиной резонансного зазора, в котором находится газ. Основным достоинством такого преобразователя является отсутствие подвижных частей конструкции.

Дифференциальный преобразователь (рис.2,б) содержит две камеры, выполняющие роль слоев с полным внутренним отражением (ПВО), в которых присутствует газ с давлением P_2 (слой 2) и P_4 (слой 4). Разделительная мембрана 3 сделана из оптически прозрачного материала и выполняет функцию резонансного слоя. Изменение давлений P_2 , P_4 приводит к изменению толщины ПВО слоев и, следовательно, пропускания (волна A_2) и отражения (волна B_1) структуры.

Преобразователь (см. рис.2,в) представляет собой РМОС с изменяющейся толщиной резонансного слоя d_2 . Подобный датчик может измерять как давление газов, так и любое механическое давление, приложенное к датчику и приводящее к смещению призмы 3. Информация о давлении (изменении толщины зазора) может быть получена как по отраженной, так и по проходящей волнам.

Мембранный преобразователь (см. рис.2,г) – это отражательная РМОС с изменяющейся толщиной резонансного слоя. По сравнению с предыдущей конструкцией (см. рис.2,в), она имеет существенно меньшую массу подвижной части,

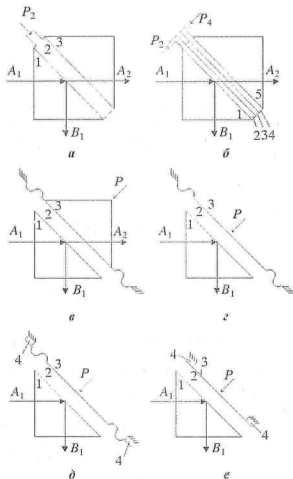


Рис.2. Конструктивные варианты измерительных преобразователей давления и акустических колебаний

что позволяет использовать ее для измерения акустических колебаний. Мембрана 3 должна иметь поверхность с высоким коэффициентом отражения и обладать достаточной высокой плоскостностью.

Конструкция, показанная на рис.2,д, является модификацией предыдущего варианта преобразователя. Основное ее отличие состоит в расположении подвижной мембраны 3 на пьезопреобразователях 4, которые позволяют изменять толщину резонансного слоя d_2 . Это дает возможность регулировать диапазон (и чувствительность) преобразователя, а также использовать компенсационный метод измерения.

Преобразователь с неравномерным прогибом мембраны (см. рис.2,е) характеризуется возможностью формирования близкого к линейному закону изменения оптического пропускания в зависимости от приложенного давления.

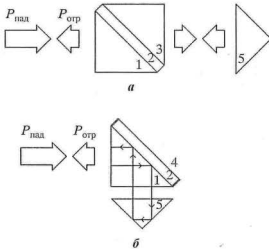


Рис.3. Схемы отражательных датчиков на основе проходной (а) и режекторной (б) РМОС: 1, 3 – входная и выходная призмы соответственно; 2 – резонансный зазор; 4 – мембрана; 5 – трипль-призма

толщины резонансного слоя, приводящее к изменению оптического пропускания (отражения) структуры.

Если не учитывать оптические потери в структуре, коэффициенты прохождения T и отражения $|\Gamma|^2$ регулярной структуры в области каждого резонанса определяются как [4]

$$T = \frac{1}{1 + y^2}; \quad |\Gamma|^2 = \frac{y^2}{1 + y^2}, \quad (1)$$

где $y = \varepsilon N$ – обобщенная расстройка РМОС от резонансного состояния, $\varepsilon = \frac{\partial r_{\Sigma}}{\partial c} \Delta c$ – абсолютная фазовая расстройка, c – модулируемый параметр, N – усиление резонансного слоя, r_{Σ} – суммарный фазовый набег в резонансном слое на длине одного зигзага парциальной волны.

Усиление резонансного слоя N для РМОС определяется выражением

$$N = (1 - |\Gamma_{21}| \cdot |\Gamma_{23}|)^{-1}, \quad (2)$$

где $|\Gamma_{21}|$, $|\Gamma_{23}|$ – модули коэффициентов отражения от границ раздела сред 2–1 и 2–3 соответственно. Для симметричных структур данные коэффициенты равны.

Новые функциональные возможности обеспечивает дополнение конструкций, представленных на рис. 3, элементами для возврата выходного излучения в направлении на передатчик. Использование отражательных датчиков позволяет выполнить более компактными блоки генерации и обработки, обеспечить дистанционность измерений. Кроме того, в этом случае возможен двойной проход оптического излучения через РМОС, что повышает чувствительность измерительного преобразователя.

Математические модели первичных преобразователей давления. Определим математические модели датчиков на основе перечисленных базовых элементов. Основной эффект воздействия давления на датчики – изменение показателя преломления или

Коэффициент отражения электромагнитной волны от границы раздела сред 2–1 рассчитывается по формуле [4]

$$|\Gamma_{21}| = \left| \frac{K_{z2} - K_{z1}}{K_{z2} + K_{z1}} \right|, \quad (3)$$

где $K_{zi} = \sqrt{K_i^2 - K_x^2} = \sqrt{K_0^2 n_i^2 - K_x^2}$ – поперечное (относительно границы раздела) волновое число в i -й среде, K_x – продольное волновое число, $K_0 = 2\pi/\lambda_0$ – волновое число, λ_0 – длина волны, n_i – показатель преломления i -й среды.

Суммарный фазовый набег в слое определяется выражением

$$r_{\Sigma} = r_{21} + r_{23} - 2K_{z2}d_2 = 0 - 2\pi l. \quad (4)$$

При этом фазовые сдвиги при отражении от границ раздела 2–1 и 2–3 r_{21} и r_{23} соответственно равны нулю или π в зависимости от поляризации излучения [4].

Датчики давления на основе регулярных РМОС с изменяемым показателем преломления. При изменении показателя преломления резонансного слоя фазовая расстройка равна:

$$\epsilon = \frac{\partial r_{\Sigma}}{\partial n_2} \Delta n_2 = -\frac{2K_{z2}^2 d_2}{K_{z2}} \frac{\Delta n_2}{n_2}, \quad (5)$$

где Δn_2 – изменение показателя преломления, вызываемое изменением давления среды.

На основе РМОС с изменяемым показателем преломления возможно создание проходных и отражательных датчиков. Для отражательных структур выражение для обобщенной расстройки проходной РМОС при изменении показателя преломления резонансного слоя принимает вид

$$y = \frac{K_z^2 K_{z1} d_2^3}{(\pi l)^2} \frac{\Delta n_2}{n_2}, \quad (6)$$

где $m = 1, 2, 3, \dots$ – номер резонанса.

Как видно из выражений (5) и (6), при изменении показателя преломления резонансного слоя расстройка (и, следовательно, чувствительность) быстро возрастает с увеличением толщины резонансного слоя.

Датчики давления на основе режекторной РМОС с изменяющейся толщиной резонансного слоя. Коэффициент отражения от структуры $|\Gamma|^2$ определяется соотношением (1), а параметр фазовой расстройки ϵ в этом случае описывается выражением

$$\epsilon = \frac{\partial r_{\Sigma}}{\partial (d_2)} \Delta d_2, \quad (7)$$

и выражение для обобщенной расстройки РМОС принимает вид

$$y = -K_{z1} \Delta d_2 = -K_{z1} d_2 \frac{\Delta d_2}{d_2}. \quad (8)$$

Оценка чувствительности оптоэлектронных датчиков. Анализ процессов в оптоэлектронных датчиках давления показывает, что по принципу действия они могут быть отнесены к оптическим системам пеленгации по методу сканирования диаграммы направленности. Точность отсчета угла, определяющая общую предельную погрешность системы измерения, в этом случае может быть рассчитана по формуле [5]

$$\sigma_{\alpha}^2 = - \left[2\mu \frac{d_2}{d\alpha^2} \Psi_T(\alpha) \Big|_{\alpha=0} \right]^{-1}, \quad (9)$$

где σ_{α}^2 – дисперсия оценки отсчета угла; μ – соотношение сигнал/шум на входе приемника; $\Psi_T(\alpha)$ – корреляционная функция диаграммы направленности $T(\alpha)$, которая имеет вид

$$\Psi_T(\alpha) = c \left[\int_{-\infty}^{+\infty} T(\alpha') T(\alpha - \alpha') d\alpha' \right], \quad (10)$$

где c – нормирующий множитель для обеспечения $\Psi_T(0) = 1$.

При аппроксимации угловой характеристики РМОС функцией Гаусса [4] имеем

$$T(\alpha) = \exp \left[-\frac{\pi\alpha^2}{2\Delta^2} \right], \quad \Delta = 1,5/Q,$$

где $Q = K_s L_0$ – угловая добротность РМОС; L_0 – постоянная длины РМОС, зависящая от толщины резонансного зазора d_2 и других параметров [3], корреляционная функция диаграммы направленности принимает вид

$$\Psi_T(\alpha) = \exp \left(-\frac{\pi\alpha^2 Q^2}{9} \right) \quad (11)$$

и дисперсия погрешности отсчета угла составляет

$$\sigma_{\alpha}^2 = \frac{2,25}{\pi\mu Q^2}. \quad (12)$$

Оценка показывает, что предельное разрешение по углу датчиков (при отношении сигнал/шум на входе, равном $\mu = 10^3$) составляет $\sigma_{\alpha}^2 = 2,86 \cdot 10^{-15}$ рад², а среднеквадратическая погрешность оценки угла $\sigma_{\alpha} = 5,3 \cdot 10^{-8}$ рад, т.е. приблизительно 10^{-2} угловой секунды.

Относительная дисперсия оценки смещения подвижной диафрагмы датчика с учетом соотношения (8) соответственно равна:

$$\sigma_d^2 = \frac{0,18}{\mu Q^2}. \quad (13)$$

Соотношение (13) справедливо для случая установившихся пространственных переходных процессов в РМОС, т.е. при выполнении условия $a/L_0 \gg 1$, где a – диаметр пучка на входе.

Анализ показывает, что при апертуре датчика $a = 50$ мм и толщине резонансного зазора $d_2 = 10$ мкм погрешность оценки смещения мембраны составляет менее 10^{-7} мкм, что повышает чувствительность предложенных оптоэлектронных датчиков на несколько порядков, чем для электродинамических преобразователей, и в 10–50 раз выше, чем для волочно-оптических датчиков с преобразователем типа интерферометра Фабри-Перо [1].

Результаты экспериментального исследования первичных преобразователей давления. Экспериментально исследовались мембранные преобразователи отражательного типа (см. рис.2,з,д) с воздушным заполнением зазора между призмой с показателем преломления $n_1 = 1,51$ и подвижной мембраной, выполненной из металлизированной полимерной пленки толщиной $d = 0,03$ мм. Толщина резонансного зазора d_2 составляла 10 мкм. Экспериментальные конструкции обладают высокими параметрами по чувствительности и дают возможность работы на удалении от источника излучения до нескольких метров.

По результатам измерений средняя чувствительность датчика, определяемая изменением коэффициента отражения датчика по мощности на 100% при изменении воздействующего на датчик давления, составляет 0,85–0,95 Па⁻¹.

Для повышения чувствительности датчика необходимо уменьшать толщину мембраны или изготавливать ее с гофром, обеспечивающим свободные колебания, либо с иными конструктивными особенностями мембраны и применяемых для ее изготовления материалов.

Таким образом, оптические датчики давления на основе многослойных резонансных углоизбирательных структур обладают высокой чувствительностью и возможностью осуществления дистанционных измерений. В то же время характеристика преобразования датчиков нелинейна, их параметры существенно зависят от температуры, что повышает погрешность измерения и усложняет применение. Для устранения этих недостатков авторами разрабатываются «интеллектуальные» цифровые датчики, включающие микроконтроллерную систему преобразования измерительных сигналов.

Литература

1. *Граттан К.Т.В.* Волоконно-оптические датчики и измерительные системы // Датчики и системы. – 2001. – № 3. – С. 55–61.
2. *Гришачев В.В., Брюховецкий О.С., Мандель А.М., Родионов В.Н.* Волоконно-оптический датчик акустических волн с голографическим преобразователем // Датчики и системы. – 2002. – № 11. – С. 27–34.
3. *Соколовский И.И., Покровский Ю.А.* Прикладная радиооптика. Теория и методы резонансной угловой фильтрации. – Киев: Наук. думка, 1986. – 220 с.
4. *Васин С.А., Покровский Ю.А., Макарецкий Е.А.* Методы аналитического синтеза информационно-измерительных и информационно-управляющих устройств и систем с двусторонней памятью. – Тула: ТулГУ, 1999. – 310 с.
5. *Фалькович С.Е.* Оценка параметров сигнала. – М.: Сов. радио, 1970. – 336 с.

Статья поступила
после доработки
20 февраля 2005 г.

Макарецкий Евгений Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники ТулГУ. *Область научных интересов:* методы синтеза радиооптических функциональных устройств на основе многослойных резонансных оптических структур с частотно-угловой избирательностью, когерентные оптические информационно-измерительные системы.

Мишаков Евгений Иванович – кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники ТулГУ. *Область научных интересов:* цифровая и микропроцессорная техника, искусственные нейронные сети.

Овчишиков Александр Викторович – аспирант кафедры радиоэлектроники ТулГУ. *Область научных интересов:* когерентные оптических информационно-измерительные системы на основе многослойных резонансных оптических структур с частотно-угловой избирательностью.

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ТЕХНИКА

УДК 389.001

Применение программируемых микроконтроллеров в системах дистанционного управления с распределенной структурой

В.В.Лыгач, А.М.Грушевский

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Разработан программируемый микроконтроллер «ОКА» для реализации дистанционного управления и мониторинга систем с распределенной структурой, гарантирующий высокую устойчивость работы и сохранение информации. Применение разработанного контроллера обеспечивает развитую систему управления, состав которой может быть расширен до двадцати технологических контроллеров.

Современный уровень развития вычислительной техники и средств связи позволяет перевести большинство комплексов с распределенной структурой на автоматический режим работы с предоставлением возможности дистанционного мониторинга и управления сетью объектов с единых диспетчерских пунктов.

Вся аппаратура таких систем, устанавливаемая непосредственно на объектах, должна обладать возможностью гибкого конфигурирования в зависимости от технических особенностей объекта. Основой такой аппаратуры, как правило, являются технологические контроллеры (ТК). Каждый ТК должен иметь возможность подключения:

- аналоговых или цифровых датчиков для контроля температуры, давления, уровня, положения исполнительных механизмов и т.п.;
- дискретных датчиков охранной и пожарной сигнализации, срабатывания исполнительных механизмов и т.п.;
- измерительных приборов, имеющих стандартный интерфейс и открытые протоколы связи;
- контроллеров локальных систем автоматизации, имеющих стандартный интерфейс и открытые протоколы связи;
- дискретных силовых устройств сопряжения с исполнительными устройствами.

Соответствие таким требованиям позволит легко «вписать» контроллер в технологические схемы разнообразных объектов. Очевидно, что для реализации заявленных функций необходимо использовать в составе ТК свободно программируемый микроконтроллер. Для этого разработан микроконтроллер «ОКА», предоставляющий достаточно широкий набор устройств для реализации систем дистанционного управления и мониторинга (СДУМ) [1]. ТК включает в свой состав:

© В.В.Лыгач, А.М.Грушевский, 2005

- программируемый микроконтроллер «ОКА» с 15-канальными универсальными модулями дискретного ввода и 20-канальными универсальными модулями вывода;
- 8-канальный модуль с цифровыми датчиками температуры;
- модем сотовой связи Siemens MC35 Terminal с антенной АММ-590(5 дБ);
- импульсный блок питания контроллера и модема PWR-250;
- модуль преобразования интерфейсов RS-485 и RS-232 – для подключения газосчетчиков, теплосчетчиков, электросчетчиков и частотных регуляторов;
- клеммные соединители для подключения датчиков и исполнительных устройств;
- резервный источник питания (находится вне шкафа и подключен к резервной линии, подводимой на объект).

Одно из преимуществ разработанного микроконтроллера – возможность подключения достаточно широкого набора промышленных модулей ввода-вывода, что позволяет легко адаптировать его к особенностям различных объектов; в частности для подключения дискретных датчиков (положение исполнительных механизмов, срабатывание контактов, сигнализации). Наличие в системе модуля преобразования с тремя независимыми портами RS-232 и RS-485 предоставляет широкие возможности для подключения периферийных устройств. Через порт 1 (RS-232) подключен модем сотовой связи MC35 Terminal, обеспечивающий двухстороннюю связь с диспетчерским пунктом (ДП). К порту 2 (RS-232) подключен теплосчетчик ВКТ-4, а к порту 4 (RS-485) – счетчик электрической энергии. Порт 3 (RS-232) используется для подключения пульта настройки и диагностики, выполненного на базе переносного персонального компьютера (ноутбука). С помощью этого пульта можно довольно быстро сменить прошивку в «ОКА», проверить работу каналов дискретного входа или выхода, настроить блок и т.п. «ОКА» имеет 72 Кбайт ОЗУ, что вполне достаточно для создания архива данных о технологическом процессе с интервалом сохранения записи от 15 мин, а при нештатном отключении питания будет гарантировано сохранение архива в течение достаточно длительного времени.

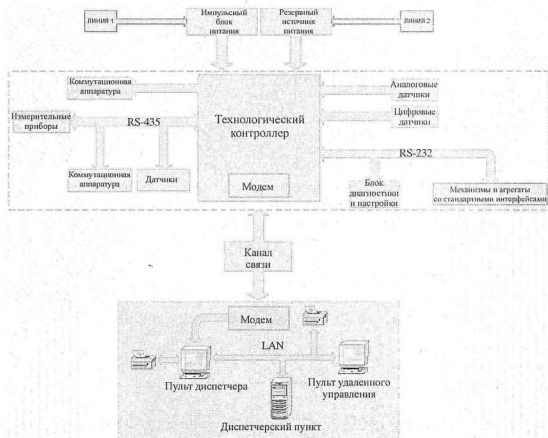
Реализация СДУМ на основе технологического контроллера. Требования к системам дистанционного управления и мониторинга в зависимости от сферы их применения могут отличаться. Однако к типовой СДУМ на основе анализа современных достижений [2–4] можно сформулировать следующие общие требования:

- немедленное получение в едином ДП сигналов тревоги при возникновении аварийных ситуаций на объекте;
- получение на мнемосхеме (компьютер ДП) и режиме реального времени полной информации о технологическом процессе и состоянии оборудования объекта;
- представление в графическом виде и отображение в удобной для восприятия форме состояния контролируемых объектов, а также принятой и сохраненной информации;
- возможность оперативного вмешательства из ДП в работу оборудования объекта при возникновении нештатных ситуаций;
- контроль прохождения команд управления и генерацию сигналов тревоги при их невыполнении;
- возможность анализа работы отдельных объектов или группы объектов по любым технологическим параметрам за произвольный промежуток времени;
- возможность дистанционной настройки и диагностики технологических контроллеров объектов;
- возможность ведения отчетных документов (журналов действий оператора, аварийных ситуаций, связи и т.п.).

Специфика создания СДУМ определяется разнообразием конструктивных и технологических особенностей объектов и применяемых локальных систем управления и контроля. Это разнообразие имеет место как для обслуживаемых объектов, оснащенных измерительными приборами для визуального контроля и простейшей пускорегулирующей аппаратурой, так и автоматизированных объектов, оборудованных современными контроллерами с системами датчиков и регулирующей аппаратуры, включая частотные приводы.

Отличительная особенность предлагаемой СДУМ – при разработке архитектуры системы наряду с общими требованиями учитываются дополнительные требования заказчика:

- иметь пространственно распределенную структуру, позволяющую включать в свой состав до двадцати ТК и ДП (ведущий и резервный диспетчерские пульты, реализованные на персональных компьютерах);
- осуществлять обмен информацией по сети сотовой связи стандарта GSM (дуплексная связь);
- обеспечивать на нижнем уровне (в ТК теплопункта) контроль входных параметров и формирование аварийных запросов;
- обеспечивать сбор статистической информации на уровне ТК, формирование буфера параметров объекта по временным отметкам и хранение записанных в нем данных при отключении питания;
- обеспечивать поддержку ТК протокола системного мониторинга и управления по запросам от ДП;
- обеспечивать возможность мониторинга любого теплопункта по выбору диспетчера в произвольный момент времени и постоянный прием аварийных сообщений от ТК (постоянный мониторинг нет ввиду экономической и функциональной целесообразности).



Структура СДУМ на основе технологического контроллера

Структура СДУМ, соответствующая выбранной архитектуре, приведена на рисунке. В режиме работы с энергонезависимой памятью контроллера пользователь может изменять содержимое любой ее ячейки. Кроме того, есть возможность записи дампа памяти в виде файла на жесткий диск компьютера, а также чтения дампа памяти из файла. Чтобы изменения вступили в силу, дампы из памяти компьютера нужно записать в память контроллера. Сохранение и восстановление данных на компьютере позволяет иметь несколько вариантов конфигурации контроллера, которые можно оперативно поменять.

Ключевой проблемой для систем передачи данных является качество канала связи. На практике широко используются два вида связи: радиоканал и телефонная линия, которая является наиболее дешевым каналом связи. Однако в большинстве городов качество телефонной связи очень низкое, и зачастую передача цифровых данных практически невозможна. При организации радиоканалов возникают серьезные трудности с правовой базой, с размещением антенн и т.п.

С целью улучшения и оперативности принятия решений в предлагаемой СДУМ реализованы оба вышеперечисленных канала связи. При нормальном функционировании объектов ДП работает в режиме ожидания аварийных сообщений, канал связи не используется. В случае возникновения нештатных ситуаций (выход параметра технологического оборудования за пределы заданной зоны, срабатывание датчиков аварийной сигнализации и т.п.) ТК посылает на ДП короткое сообщение, содержащее код аварии. Сообщение принимается модемом, код аварии и ее краткая характеристика отображаются на экране диспетчерского пульта. По решению оператора может быть установлена связь с любым теплопунктом (например, приславшим аварийное сообщение) для получения исчерпывающей информации о состоянии оборудования или вмешательстве в его работу (для этого используется тот же модем ДП).

При возникновении аварийных ситуаций модемы ТК теплопункта и ДП устанавливают дуплексную связь, из памяти «ОКА» считывается весь буфер аварий (при серьезных авариях может быть сформировано сразу несколько аварийных сообщений).

Статистическая информация с теплопунктов считывается по запросу диспетчера в произвольный момент времени или в автоматическом режиме (эту процедуру целесообразно проводить в ночное время, когда тарифы сотовых операторов снижаются вдвое).

«Привязка» диспетчерского пульта к сети и конкретным теплопунктам заключается в смене экранных мнемосхем. Регистрация событий, связанных с контролируемым объектами и действиями персонала, ответственного за эксплуатацию и обслуживание системы, производится в форме журнала в электронном виде.

В последнее время стали доступны сотовые модемы с поддержкой GPRS (General Packet Radio Service), но этот стандарт одобрен не всеми операторами сотовой связи и для многих регионов России пока неприемлем. В предлагаемой СДУМ переход ТК на передачу данных через GPRS не составляет больших затрат, так как Siemens MC35 Terminal поддерживает этот стандарт передачи данных и для его использования требуется только изменение программной части системы [5].

Особенности конфигурирования и настройки при использовании технологического контроллера. Важными моментами для систем управления с пространственно распределенной структурой является монтаж системы на объекте, конфигурирование, диагностика и настройка контроллеров нижнего уровня системы, а также техническое обслуживание системы в процессе ее эксплуатации.

Так как центральный ДП (верхний уровень управления) и локальные пункты (нижний уровень управления и сбора данных) зачастую находятся друг от друга на большом

расстоянии, то конфигурирование, диагностика и качественная настройка локальных контроллеров с центрального ДП становится для технического персонала трудновыполнима, а в некоторых случаях и невозможна.

Очевидным решением этой проблемы является создание аппаратно-программного комплекса для настройки и диагностики, который возьмет на себя часть функций верхнего уровня по конфигурированию локальных контроллеров и будет обеспечивать:

- установку связи с локальным контроллером системы, используя команды протокола обмена;
- диагностику аппаратуры;
- мониторинг показаний всех датчиков, подключенных к контроллеру;
- выдачу тестовых сигналов на периферийные исполнительные устройства;
- работу с внутренней энергонезависимой памятью контроллера;
- чтение статистической информации из памяти контроллера.

В реализованной системе управления центральными тепловыми пунктами (система «ОКА») разработан комплекс технического монитора, который представляет собой ноутбук с установленным на нем программным обеспечением, подключаемый к контроллеру через порт 3 (RS-232). Комплекс позволяет установить связь с контроллером, используя команды протокола обмена, произвести мониторинг датчиков и тестовое управление исполнительными устройствами, чтение и редактирование констант и конфигурационных данных, выполнить прием и удаление кодов аварий, а также получить доступ к ячейкам энергонезависимой памяти контроллера. В целях предотвращения несанкционированного подключения к сети и защиты информации доступ к программе комплекса технического монитора защищен паролем.

Для установления связи с контроллером пользователю в окне подключения нужно ввести номер контроллера и пароль, которые должны совпасть со значениями, установленными в памяти контроллера, а также параметры канала связи (номер Com-порта и физическую скорость передачи данных).

В режиме мониторинга входов программа выводит показания всех дискретных входов и выходов. Индикация состояния объектов оперативно информирует о результатах подачи команд управления. В режиме просмотра и редактирования уставок контроллера пользователю предоставляется возможность изменять основные конфигурационные и настроечные данные.

Во время работы системы могут возникнуть различного рода аварии и нештатные ситуации (обрыв цепи датчика, выход значений за допустимые пределы и т. п.). Время возникновения и идентификационные коды аварий хранятся в энергонезависимой памяти контроллера. Режим мониторинга аварий предназначен для получения полной картины аварийных ситуаций. Для удобства пользователя программа дает расшифровку идентификационных кодов аварий. Кроме того, существует возможность подачи контроллеру команды на генерацию тестовой аварии.

Предлагаемая система, построенная на основе вновь разработанного микроконтроллера «ОКА», апробирована на штатных городских энергосберегающих объектах и позволяет сократить штатный состав обслуживающего персонала контролируемых объектов, что неизбежно приводит к существенной экономии фонда заработной платы. Дополнительный экономический эффект от использования СДУМ может быть достигнут в результате снижения энергозатрат за счет оптимизации режимов работы объектов, а также уменьшения вероятности возникновения аварийных ситуаций в условиях непрерывного контроля за ходом технологического процесса и прогнозирования возможных отказов путем анализа накопленной статистической информации.

Таким образом, применение программируемых микроконтроллеров в системах дистанционного управления с распределенной структурой и вновь разработанного микроконтроллера «ОКА» открывает перспективы для создания систем управления, отвечающих современным тенденциям развития и распространения энергосберегающих технологий, обеспечивающих эффективное управление и контроль работы технологического оборудования объектов.

Литература

1. *Лыгач В.В., Залевский Г.В., Грушевский А.М.* Универсальный контроллер для управления и регулирования отопительными приборами // Тез. докл. IV Междунар. науч.-техн. конф. (Москва, 19–21 нояб. 2002). – МИЭТ, 2002. – Кн. 2. – 120 с.
2. *Солодовников В.В., Матвеев П.С.* Расчет оптимальных систем автоматического управления при наличии помех. – М.: Машиностроение, 1986. – 260 с.
3. Микропроцессорные устройства автоматики / *Под ред. А.А.Сазонова.* – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 350 с.
4. Микроэлектронные устройства автоматики / *Под ред. проф. А.А.Сазонова.* – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 426 с.
5. *Лыгач В.В.* Оптимизация структуры управления распределенными объектами тепловодоподготовки // Тез. докл. XI Всерос. межвуз. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2004». – М.: МИЭТ, 2004. – С. 221.

Статья поступила
7 декабря 2004 г.

Лыгач Виктор Викторович – аспирант кафедры микроэлектроники МИЭТ. *Область научных интересов:* проектирование и технология электронных средств. Создание систем управления.

Грушевский Александр Михайлович – доктор технических наук, профессор кафедры микроэлектроники МИЭТ. *Область научных интересов:* твердотельная электроника, проектирование и технология электронных средств.

Информация для читателей журнала «Известия высших учебных заведений. Электроника»

Вы можете оформить подписку на первое полугодие 2006 г.
по каталогу «Газеты, журналы» Агентства «Роспечать» в любом
почтовом отделении.

Подписной индекс
47570

Особенности проектирования приемной АФАР с расширенным сектором сканирования

В.В. Чистюхин

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Рассмотрены вопросы проектирования АФАР с расширенным сектором сканирования на примере проектирования мобильной АФАР для приема спутникового телевидения. Представлен обобщенный комплексный подход к проектированию АФАР с расширенным сектором сканирования. Для конкретного примера проведены расчеты излучающей апертуры, выбор типа излучателя и расчет его электрических характеристик. Предложена схема возбуждения АФАР и проведен расчет ее энергетического потенциала.

Вопросы, связанные с проектированием АФАР с широким сектором сканирования ($\theta_{\text{ск}} \geq \pm 60^\circ$), практически всегда вызывают повышенный интерес. Это связано с решением традиционно «трудных» задач создания устойчивых систем связи, радиолокации и радионавигации на подвижных объектах – самолетах, кораблях, автомобилях, поездах и т.д. При этом необходимо учитывать и специфику предъявляемых жестких требований на массогабаритные характеристики проектируемых систем при их установке. Как показывает практика, на сегодняшний день не разработаны универсальные подходы к проектированию аналогичных систем – каждая система проектируется индивидуально под конкретную задачу [1, 2].

В настоящей работе отражена попытка обобщения специфических трудностей проектирования подобных систем на примере построения приемной АФАР Ku -диапазона ($f = 11,7\text{--}12,7$ ГГц) для приема спутникового телевидения с заданными электрическими характеристиками в секторе углов сканирования: по азимуту $0\text{--}360^\circ$; по углу места $\pm(30\text{--}60)^\circ$. Последнее требование означает, что в секторе сканирования $\pm 30^\circ$ от нормали можно значительно ослабить требования на электрические параметры АФАР, хотя и в этом случае сохраняются все основные принципы проектирования аналогичных АФАР с сектором сканирования $\pm 60^\circ$.

Расчет основных параметров АФАР. Основные электрические характеристики приемных АФАР следующие:

- параметр качества $P_{\text{прм}} = G/T_{\text{эфф}}$ ($T_{\text{эфф}}$ – эффективная шумовая температура приемной АФАР, G – коэффициент усиления излучающей апертуры);
- количество излучающих элементов N ;
- суммарный коэффициент шума приемного модуля $K_{\text{ш}}$;
- минимальный коэффициент усиления излучателя (усредненный) в заданном секторе сканирования g ;

- тип (линейная или круговая) поляризации и для круговой поляризации – минимальное значение коэффициента поляризации η в секторе сканирования;
- предполагаемая геометрия излучающей апертуры.

Значительная часть этих параметров может быть точно рассчитана или определена из требований технического задания на проектируемые АФАР, но ряд параметров определяется из соображений целесообразности или с учетом характеристик существующей на сегодняшний день элементной базы, что заранее определяет альтернативность принимаемых решений при проектировании.

Это можно продемонстрировать на примере выполнения требований на проектирование мобильной АФАР для приема спутникового телевидения. Основные требования при проектировании приемных АФАР предъявляются к их энергетическим потенциалам. Для рассматриваемой АФАР должно выполняться условие $\Pi_{\text{прм}} \geq 0$ дБ/К.

В случае приемной АФАР проектирование начинается с определения коэффициента шума $K_{\text{ш}}$ по входу приемного модуля. Хорошо известно, что элементная база этого диапазона позволяет достаточно легко реализовать коэффициент шума малошумящего усилителя (МШУ) $K_{\text{ш}} \sim 1$ дБ. В этом случае, используя формулу для расчета параметра качества на прием $\Pi_{\text{прм}} = G/T_{\text{эфф}}$, а также оценочную формулу для расчета $T_{\text{эфф}} \sim 290 (K_{\text{ш}} - 1)$, можно оценить $T_{\text{эфф}} \sim 21$ дБ и соответственно значение минимальной величины усиления излучающей апертуры АФАР $G \sim 22$ дБ (~ 160 ед.). Опыт разработки аналоговых АФАР с подобным сектором сканирования позволяет утверждать, что излучатели в таких апертурах способны реализовать в крайних угловых положениях усиление $g \sim 2-3$ ед. ($\sim 3-5$ дБ). Это, в свою очередь, позволяет оценить и требуемое количество излучателей приемной АФАР ($N \sim 64$ шт.) по формуле $G = Ng$.

Особенности проектирования излучающих апертур. Следующим шагом при проектировании является выбор структуры апертуры решетки и расстановка в ней излучателей таким образом, чтобы обеспечить требование по заданному уровню боковых лепестков. Как показывает опыт проектирования таких систем, данная задача должна решаться только в комплексе. Выбирая межэлементное расстояние по известной формуле $d = \lambda/(1 + \sin \theta_{\text{ск}})$, для заданного сектора сканирования ($\theta_{\text{ск}} = \pm 60^\circ$) получим $d \sim 0,535\lambda$. Действительно, такое межэлементное расстояние полностью исключает появление дифракционного максимума в видимой области при сканировании в заданном секторе углов. Однако в этом случае необходимо учитывать следующие факторы:

- для реализации заданного сектора сканирования необходимо использовать излучатели с очень широкой диаграммой направленности (ДН) – $\Delta\theta_{0,5} \sim 120^\circ$;
- в составе решетки характеристики этих элементов (это касается в основном ДН и коэффициента поляризации) претерпевают значительные изменения, а при малых значениях d (порядка половины длины волны) эти изменения носят катастрофический характер: происходят резкое сужение ДН и ухудшение поляризационных характеристик;
- выбор значения межэлементного расстояния $d \sim (0,8-0,9)\lambda$ позволяет в значительной мере сохранить приемлемые характеристики излучателей в составе решетки;
- предлагаемые значения межэлементных расстояний однозначно отвергают применение в данном случае регулярных структур из-за появления дифракционных максимумов в заданном секторе сканирования;
- применение кольцевой структуры решетки с равномерным расположением излучателей в каждом кольце является одним из удачных приемов;

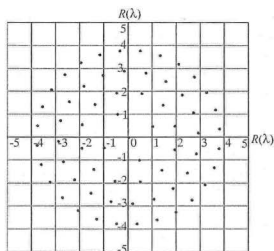


Рис.1. Структура излучающей апертуры АФАР

- дифракционные максимумы в такой структуре разрушаются разворотом колец друг относительно друга, изменением расстояний между кольцами и изменением значений межэлементных расстояний для каждого кольца (при этом в каждом кольце $d_i = \text{const}$);

- как показали предварительные исследования, в такой структуре при $N = 32$ возможно подавление бокового излучения до уровня порядка -8 дБ, а при $N = 64$ можно достичь максимального уровня боковых лепестков менее -12 дБ.

Структура выбранной излучающей апертуры представлена на рис.1, а рассчитанные параметры этой структуры даны в таблице.

Параметры излучающей апертуры

N	1	2	3	4
n_i	4	12	20	28
R_i, λ	1,1	2	2,9	3,8
φ_i , град.	25	-16	3,5	$-7,5$

Решение данной задачи требует комплексного подхода, т.е. наряду с определением структуры излучающей апертуры необходимо одновременно рассматривать и поведение электрических характеристик излучателя в данной структуре. Таким образом, чрезвычайно актуальным в этом случае становится правильный выбор типа излучателя, способного реализовать заданные требования на его электрические характеристики (ДН, усиление, коэффициент поляризации) в составе проектируемой апертуры АФАР. С этой целью в настоящей работе рассмотрена возможность применения в качестве элементов проектируемых АФАР различных типов излучателей, способных формировать поле с круговой поляризацией в заданном диапазоне углов. Печатные микрополосковые антенны практически не реализуемы с точки зрения формирования сверхшироких ДН в заданной рабочей полосе. Конические спиральные антенны способны формировать поле с круговой поляризацией в широком секторе углов, однако они требуют значительной высоты ($h \sim \lambda$), что в данном случае неприемлемо. Плоские двухзаходные спирали не способны формировать поле с круговой поляризацией в заданном секторе углов. Наиболее приемлемым с точки зрения удовлетворения всех поставленных требований является турникетный излучатель, который может быть реализован как в традиционном исполнении (два перпендикулярно расположенных линейных вибратора, возбуждаемых со сдвигом фаз 90°), так и с коаксиальной запиткой, когда круговое поле формируется двумя линейными вибраторами, возбуждаемыми синфазно. При этом необходимая разность фаз вибраторов образуется за счет укорочения и увеличения длин плеч ортогональных вибраторов (что соответствует созданию емкостной и индуктивной составляющих).

Электрические характеристики двух типов турникетных излучателей в основном определяются их геометрией (высотой расположения вибраторов над экраном и углом наклона плеч вибраторов) и практически не зависят от способа возбуждения.

Проектирование излучателя АФАР. При проектировании излучателя приемной АФАР предъявляются следующие требования:

- согласование в заданном рабочем диапазоне частот коэффициента стоячей волны $K_{с\tau U} \leq 1,5$;
- коэффициент усиления в секторе сканирования $g \sim 3-5$ дБ;
- ширина ДН излучателя $\Delta\Theta_{0,5} \sim 120^\circ$;
- поляризация – круговая (правого вращения);
- коэффициент поляризации в секторе сканирования $\eta \geq -6$ дБ.

В качестве базового элемента рассматривается турникетный излучатель с коаксиальной запиткой (рис.2). Варьируемыми геометрическими параметрами данного излучателя являются высота излучателя над экраном H и линейные размеры плеч вибратора l_1 и l_2 . Модель данного излучателя рассчитывалась с использованием универсальной программы анализа СВЧ-схем Microwave Studio. Кроме вышеуказанных параметров, в расчете характеристик излучателя учитывались: внешний диаметр коаксиального кабеля $D = 2,3$ мм; диаметр центральной жилы кабеля $d_k = 1$ мм; ширина $T = 1$ мм и толщина $t = 0,2$ мм плеч излучателя; высота щели устройства симметрирования $h_{щ} = 5,1$ мм и ее ширина $t_{щ} = 0,5$ мм. Эти параметры определялись предварительно с целью оптимального согласования излучателя в заданном рабочем диапазоне частот или брались из технических характеристик стандартного полужесткого кабеля, который предполагалось использовать в данной конструкции.

Опыт проектирования излучающих апертур с подобными характеристиками, которые можно назвать предельными, заставляет применить комплексный подход и при проектировании используемого излучателя. Суть такого подхода заключается в следующем. На первом этапе определяются геометрические параметры изолированного излучателя, способного реализовать требуемые электрические характеристики (ширина ДН, усиление и коэффициент поляризации в заданном секторе углов, согласование в заданном частотном диапазоне). На втором этапе излучатель размещается в центре решетки аналогичных излучателей с квадратной структурой, где межэлементное расстояние принимается равным приблизительно усредненному межэлементному расстоянию $d_{ср}$ в окончатальной структуре выбранной излучающей апертуры (в рассматриваемом случае для кольцевой структуры $d_{ср} \sim 0,9\lambda$). Рассчитываются характеристики излучателя в составе решетки (возбуждается только исследуемый излучатель, при этом все остальные излучатели нагружены на согласованные нагрузки), и окончательно уточняются его геометрические параметры с целью максимального удовлетворения поставленным требованиям.

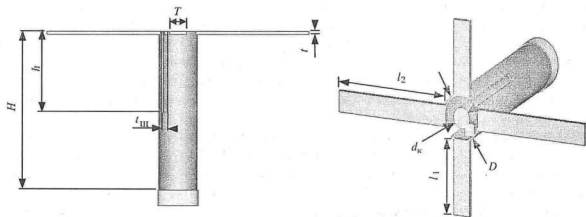


Рис.2. Турникетный излучатель с возбуждением коаксиальной линией

Такой подход позволяет с достаточной долей уверенности утверждать, что рассчитанные характеристики излучателя являются его «истинными» характеристиками в составе проектируемой решетки. Необходимо обратить особое внимание на «достаточное» количество элементов в решетке с квадратной структурой, которое позволило бы обеспечить достоверность полученных результатов. Из проведенных исследований следует, что правильнее говорить не о количестве элементов окружения, а о радиусе окружения, в пределах которого необходимо учитывать окружающие элементы. Расчеты показали, что для заданной ширины ДН радиус окружения $\sim 1,2\lambda$ позволяет достичь 10%-ной точности рассчитанных электрических характеристик излучателя, что является вполне приемлемым на этапе проектирования. В нашем случае – это квадратная решетка размером 3×3 элемента со значением межэлементного расстояния $d = d_{\text{ср}}$.

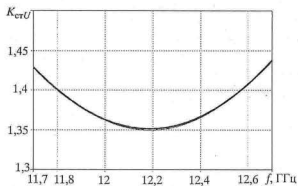


Рис. 3. Коэффициент стоячей волны турникетного излучателя в рабочей полосе частот

Анализ результатов позволяет сделать следующие выводы:

- ширина ДН выбранного излучателя позволяет осуществить сканирование в заданном секторе углов;
- рассчитанное значение коэффициента усиления одного излучателя ($g \geq 3$ дБ в заданном секторе сканирования) позволяет обеспечить требуемую энергетику проектируемой АФАР в рабочем секторе углов;
- рассчитанный излучатель достаточно хорошо согласован во всем диапазоне рабочих частот ($K_{\text{св}U} \leq 1,45$);
- излучатель явно не удовлетворяет требованиям к коэффициенту поляризации ($\eta \leq -6$ дБ) на углах, больших 50° , однако данная проблема может быть относительно легко решена разворотом половины излучателей вокруг оси Z на 90° и учетом этого разворота в программе управления лучом АФАР.

Схема возбуждения и конструктивное исполнение АФАР. При проектировании схемы возбуждения приемной АФАР принимается во внимание не только элементная база, способная реализовать поставленные требования на энергетику, но и конструктивные способы реализации всей АФАР.

С целью микроминиатюризации в данной разработке предлагается использовать корпусированный 5-разрядный фазовращатель (ФВ) TP001 размером $4,5 \times 2,5 \times 3$ мм. Аналогичный ФВ в микрополосковом исполнении на *pin*-диодах на СВЧ-подложке типа RO3003 размером порядка 40×15 мм. Однако, если ФВ в микрополосковом исполнении имеет потери на прохождение на этой частоте порядка 3 дБ, то ФВ TP001 уже имеет потери порядка 9 дБ, что однозначно требует увеличения коэффициента усиления, используемого в модуле МШУ, до ~ 25 –30 дБ для компенсации этих потерь.

Основные геометрические параметры – H , l_1 и l_2 окончательно выбирались для излучателя в составе решетки для наиболее полного удовлетворения поставленным требованиям к его электрическим характеристикам. В результате анализа расчетных данных выбраны следующие значения геометрических параметров излучателя: $H = 11$ мм; $l_1 = 6,7$ мм; $l_2 = 3,6$ мм. На рис. 3–5 представлены основные электрические характеристики турникетного излучателя с выбранными геометрическими параметрами в составе решетки 3×3 элемента.

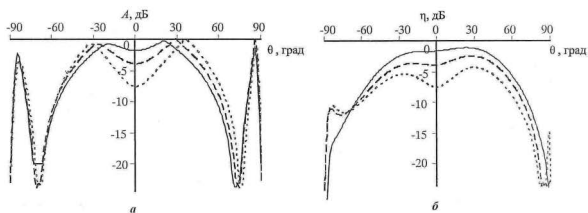


Рис.4. Коэффициент поляризации турникетного излучателя в составе решетки в сечении $\varphi = 0^\circ$ (а) и $\varphi = 90^\circ$ (б): — 12,3 ГГц; --- 11,8 ГГц; -·- 12,8 ГГц

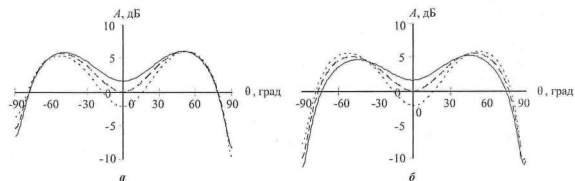


Рис.5. Диаграмма направленности (в терминах усиления) турникетного излучателя в составе решетки в сечении $\varphi = 0^\circ$ (а) и $\varphi = 90^\circ$ (б): — 12,3 ГГц; --- 11,8 ГГц; -·- 12,8 ГГц

Для реализации такого коэффициента усиления предлагается использовать двухкаскадный МШУ на базе транзисторов NE3210S02. Данный транзистор в заданном рабочем диапазоне способен реализовать коэффициент усиления $K_y \sim 12-13$ дБ и коэффициент шума $K_{ш} \sim 0,6-0,8$ дБ. Для реализации предельных характеристик МШУ применяется стабилизатор напряжения.

Конструктивная проработка топологии приемного модуля, в состав которого входит двухкаскадный МШУ, стабилизатор напряжения и ФВ, показала, что если использовать в качестве подложки диэлектрический материал RO3003 толщиной 0,5 мм, то требуется минимальный размер подложки порядка 35×15 мм. При этом необходимо учитывать, что размер площадки, приходящейся на один излучатель, составляет порядка 22×22 мм. Эти данные послужили основой для конструирования базового модуля проектируемой АФАР. Использование одноканального модуля потребовало бы все 64 излучателя расположить перпендикулярно плоскости решетки. При таком расположении невозможно подвести жгут низкочастотных проводов питания и управления МШУ и ФВ. В качестве альтернативного решения предлагается использовать базовый 8-канальный приемный модуль, в состав которого помимо составляющих каждого канала входят плата управления восемью ФВ и 8-канальный сумматор. Данный сумматор представляет собой трехэтажную схему суммирования типа «елочка» на базе двухканальных развязанных кольцевых сумматоров мощности.



Рис.6. Блок-схема АФАР

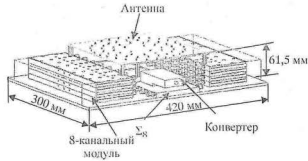


Рис.7. Конструкторский эскиз приемной АФАР

Схема возбуждения проектируемой 64-канальной приемной АФАР представлена на рис.6. В состав схемы возбуждения входят 64 излучателя, восемь 8-канальных модулей, 8-канальный сумматор и схема управления лучом АФАР, сигналы от которой передаются непосредственно на платы управления модулей.

На рис.7 представлен конструкторский эскиз проектируемой приемной АФАР (соединительные кабели не показаны). На этом же рисунке дан стандартный конвертер, который подключен непосредственно на выход 8-канального сумматора (с этой целью специально был разработан полосково-волноводный переход). Расположение всех блоков в АФАР позволило минимизировать ее габаритные параметры до порядка 420×300×62 мм.

Расчет энергетики проектируемой приемной АФАР. Если известны окончательная структура проектируемой приемной АФАР и составляющие ее элементы, можно с достаточной степенью точности оценить энергетiku АФАР в заданном секторе сканирования. Под энергетикой обычно понимают ее параметр качества $\Pi_{\text{прм}} = G/T_{\text{эфф}}$. Коэффициент усиления излучающей апертуры АФАР определяется по формуле $G = Ng$, где g – усиление используемого излучателя в заданном секторе сканирования. В соответствии с проведенными расчетами коэффициент усиления турникетного излучателя находится в пределах 3–5 дБ. Количество излучателей в проектируемой АФАР $N = 64$, тогда $G \sim 21\text{--}23$ дБ. Эффективная шумовая температура приемной АФАР в градусах Кельвина определяется по следующей формуле [3]:

$$T_{\text{эфф}} = 300(K_{\text{ш}\Sigma} - 1), \quad (1)$$

где $K_{\text{ш}\Sigma}$ – суммарный коэффициент шума приемной АФАР, который может быть оценен с достаточной степенью точности по формуле

$$K_{\text{ш}\Sigma} \sim K_{\text{ш}L_1} + K_{\text{ш.к}}L_2L_1/K_p, \quad (2)$$

где $K_{\text{ш}} \sim 0,8$ дБ или 1,2 ед.; $K_{\text{ш.к}}$ – коэффициент шума используемого конвертера ($K_{\text{ш.к}} \sim 0,6$ дБ или 1,15 ед.); K_p – коэффициент усиления МШУ ($K_p \sim 25$ дБ или 315 ед.); L_1 – суммарные потери от излучателя до МШУ (в нашем случае это потери в соединительном кабеле $L_1 \sim 0,4$ дБ или 1,1 ед.); L_2 – суммарные потери в тракте разводки от выхода МШУ до входа конвертера. В рассматриваемом случае потери L_2 складываются из потерь ФВ ($L_{\text{ФВ}} \sim 9$ дБ или 7,94 ед.) и потерь в шестизатяжном 64-канальном сумматоре (потери на этаж на данной частоте составляют $\sim 0,4$ дБ и, соответственно, полные потери сумматора $L_{\Sigma} \sim 2,4$ дБ или 1,74 ед.). Таким образом, суммарные потери L_2 составляют ~ 12 дБ или 15,8 ед. (добавлено $\sim 0,6$ дБ на потери соединительного кабеля от 8-канального модуля до 8-канального сумматора).

Если подставить полученные значения в формулу (2), то получим $K_{\text{ш}} \sim 1,38$ ед. или $\sim 1,37$ дБ. И наконец, по формуле (1) можно оценить значение $T_{\text{эфф}} \sim 110$ К, или $\sim 20,5$ дБ.

Окончательно, используя рассчитанные значения G и $T_{\text{эфф}}$, можно оценить параметр качества проектируемой приемной АФАР $P_{\text{прм}} \sim 0,5-2,5$ дБ/К. Очевидно, что минимальное значение энергетика АФАР соответствует максимальному значению угла сканирования ($\Theta_{\text{ск}} \sim 60^\circ$).

Итак, в работе рассмотрены вопросы проектирования приемной АФАР с расширенным сектором сканирования на примере мобильной АФАР для приема спутникового ТВ для районов Юго-Восточной Азии. В этих районах спутник-ретранслятор, расположенный на геостационарной орбите, находится приблизительно под углом 45° к горизонту. Учитывая возможность дополнительного наклона мобильного средства передвижения (автомобиль, корабль, самолет и т.д.) по углу места на $\pm 15^\circ$, получили заданный в техническом задании сектор рабочих углов по углу места проектируемой АФАР. Требуемое значение параметра качества определялось из известных параметров передающей аппаратуры на спутнике-ретрансляторе и плотности потока мощности на поверхности земли.

Разработан обобщенный комплексный подход к проектированию приемных АФАР с расширенным сектором сканирования, а также подход к выбору структуры, количества элементов и расчету излучающей апертуры на базе неэквидистантной кольцевой решетки на примере мобильной АФАР для приема спутникового ТВ. В результате анализа различных типов излучателей в качестве элемента решетки предложено использовать одноходовой турникетный излучатель с плечами неодинаковой длины, рассчитаны его характеристики в изолированном состоянии и с учетом окружающих элементов. Определена оптимальная структура канала приемного модуля, проведены оценки его электрических и габаритных характеристик и в качестве базового активного блока приемной АФАР предлагается использовать 8-канальный приемный модуль. Предложена оптимальная с точки зрения минимизации массогабаритных характеристик проектируемой АФАР схема возбуждения АФАР, и на ее основе проведена эскизная конструкторская проработка всей АФАР. На последнем этапе проведен расчет энергетика проектируемой АФАР и показано, что данная разработка вполне удовлетворяет поставленным требованиям.

Автор благодарит сотрудников кафедры МРТУС МИЭТ Сизову В.И., Лялину К.С., Викторovu Ю.В., Семенову А.В. за полезные обсуждения.

Литература

1. Golubicic Z., Dragas S., Cvetkovic Z. A K- and Ka-band vehicular phased-array antenna // Microwave Journal. – 2004. – January. – P. 42–53.
2. Nesic A., Dragas A. Frequency scanning printed array antenna / IEEE AP Society International Symposium (Newport Beach, CA, June 1995). – 1995. – P. 950–953.
3. Чистохин В.В. Антенно-фидерные устройства. – Учеб. пособ. – М.: МИЭТ. – 1997. – 234 с.

Статья поступила
20 января 2005 г.

Чистохин Виктор Васильевич – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой микроволновых радиотехнических устройств и систем МИЭТ. *Область научных интересов:* антенные решетки, активные фазированные антенные решетки, цифровые антенные решетки.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 004.414.2

Механизм динамического распределения ресурсов сервера между обработчиками запросов на основе прогнозирования нагрузки

А.В.Городилов

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Производительность вычислительных комплексов обслуживания клиентских запросов полностью зависит от эффективности серверного программного обеспечения (ПО) [1, 2]. Основная нагрузка по обработке входящих запросов лежит на сервере в силу концепции функционирования схемы клиент–сервер [3].

Использование многопоточной обработки заявок сервером обусловлено необходимостью обеспечения независимости обработки разнотипных заявок. Время, затрачиваемое на создание и уничтожение потока, бывает сопоставимо со временем обработки запроса. В связи с этим в любом приложении, обслуживающем заявки, создается пул обработчиков, в котором всегда держится в активном состоянии некоторое количество обработчиков в ожидании поступления запросов. В зависимости от нагрузки количество обработчиков того или иного типа запросов меняется. С учетом того, что любое вычислительное устройство ограничено в ресурсах, необходима разработка механизма, обеспечивающего оптимальное распределение ресурсов сервера между обработчиками. В свою очередь, функционирование механизма оптимального распределения ресурсов невозможно без информации об изменении нагрузки. Отсюда решение данной проблемы складывается из решения двух задач: 1) разработка алгоритма перераспределения ресурсов сервера под разнотипные обработчики на основе прогноза нагрузки; 2) разработка универсального механизма прогнозирования нагрузки на сервер.

Рассмотрим систему, обслуживающую N типов запросов. Введем следующие обозначения: W_n – типы обслуживаемых данной системой запросов, $n = 1, \dots, N$; $FR(t)$ – количество свободного ресурса в момент времени t ; R_{\max} – максимальное количество ресурса, доступного программному обеспечению (здесь ресурс – память вычислителя, но при необходимости понятие ресурса может быть расширено до понятия совокупности нескольких параметров); $R(W_n)$ – количество ресурса, необходимое для обработчика того или иного типа запросов; $Q(W_n, t)$ – количество активных обработчиков запросов типа W_n в момент времени t ; $FQ(W_n, t)$, $BQ(W_n, t)$ – функции, характеризующие количество соответственно свободных и занятых обработчиков ($Q(W_n, t) = FQ(W_n, t) + BQ(W_n, t)$); $P(W_n, t)$ – прогноз количества обработчиков типа W_n в момент времени t . Далее определим функцию $Q(W_n, t + 1)$. Исходя из предположения, что перечисленных параметров и зависимостей достаточно для построения механизма балансировки, будем искать зависимость $Q(W_n, t + 1) = Q(FQ(W_n, t), BQ(W_n, t), R(W_n), FR(t), R_{\max}, P(W_n, t + 1), \text{Cost}(W_n))$. С учетом того, что для работы механизма балансировки нет необходимости в нахождении аналитического вида зависимости, разработан алгоритм (рисунок) итеративного вычисления значений функции.

В основе работы алгоритма лежит сравнение значений оценочной функции каждого из типов запросов:

$$V_{W_i} = \alpha Q_{W_i}^* + \beta G(BQ(W_i, t)) - P(W_i, t + 1) + \text{Cost}(W_i),$$

где $Q_{W_i}^*$ – определенное на момент текущей итерации количество свободных обработчиков запросов типа W_i (внутренняя переменная алгоритма); $G(BQ(W_i, t))$ – функция, показывающая степень завершенности обрабатываемых в системе заявок (когда отслеживание степени завершенности выполняемой заявки затруднительно или нецелесообразно, $G(BQ(W_i, t)) = 0$); $P(W_i, t + 1)$ – прогнозируемое количество входящих обработчиков; α, β – коэффициенты, определяющие степень влияния на значение оценки соответствующих параметров; $\text{Cost}(W_i)$ – функция, определяющая приоритетность обслуживания тех или иных заявок (в случае равенности всех типов заявок $\text{Cost}(W_i) = 0$).

Если $V_{W_i} = 0$, то корректировка количества обработчиков запросов W_i не требуется, если $V_{W_i} < 0$, то не хватает обработчиков для обработки прогнозируемого числа запросов; если $V_{W_i} > 0$, то прогнозируемое количество запросов будет меньше числа свободных обработчиков. В зависимости от значений оценочной функции проводится итерационное уменьшение количества обработчиков, а при наличии свободных ресурсов – увеличение количества обработчиков наиболее остро нуждающихся типов запросов.

Важную роль в функционировании алгоритма играет возможность получения достоверного прогноза. Для получения возможности вычислять значения $P(W_i, t + 1)$ целесообразно применение механизма нейронных сетей. Статистические и вероятностные методы, а также методы теории массового обслуживания имеют ряд существенных ограничений, что затрудняет их использование в регулировании вычислительной мощности системы обслуживания заявок. Алгоритм прогнозирования нагрузки позволяет не только оптимизировать использование общих ресурсов системы, применяемых обработчиками, но и минимизировать время простоя заявки в очереди за счет корректировки увеличения количества обработчиков.

Таким образом, можно говорить о целесообразности применения предлагаемого алгоритма динамического распределения ресурсов при разработке сложных вычислительных систем обслуживания заявок, использующих технологию клиент–сервер.

Литература

1. Локтев С. Проблемы внедрения технологии «клиент–сервер» // *CompUnity*. – 1996. – № 5. – С. 19–21, № 6. – С. 20–22.
2. Дунаев С. *Internet-технологии*. – М.: Диалог-МИФИ, 1997. – 117 с.
3. Сиринов А.Н. Исследование методов организации и выполнения параллельных вычислений в сети: Дисс. ... канд. техн. наук. – СПб. – 2003. – 142 с.

Поступило после доработки
24 марта 2005 г.

Городилов Александр Викторович – аспирант кафедры информатики и программного обеспечения вычислительных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* методы проектирования и разработки больших распределенных систем, нейронные сети, разработка кроссплатформенных приложений.

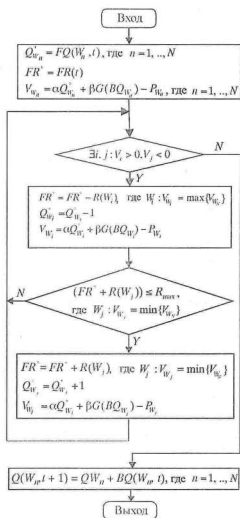


Схема алгоритма балансировки количества обработчиков

Исследование порогового напряжения вертикальной МОП-структуры с использованием методов приборно-технологического моделирования

А.Г.Балашов

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

В последние годы большое внимание уделяется исследованиям структур МОП-транзисторов с непланарным затвором и наноразмерной (менее 100 нм) длиной канала [1]. С целью исследования влияния различных конструктивно-технологических параметров на пороговое напряжение проведено приборно-технологическое моделирование нескольких вариантов структуры. Такую структуру можно создать с помощью молекулярно-лучевой или твердофазной эпитаксии с переменным составом легирования слоев [2]. Для получения нужного профиля распределения примеси сначала формируется исток, состоящий из двух слоев с разной концентрацией, затем область канала и сток. Область канала определяется толщиной эпитаксиального слоя собственной проводимости, внутри которого формируется узкий профиль распределения бора. Положение пика этого профиля может быть разным, но обычно это середина слоя. Длина канала в этом случае ограничена не фотолитографией, а расплыванием профилей при последующем отжиге и может быть менее 100 нм. Затвор транзистора имеет непланарную форму и окружает область канала выращенной на подложке меза-структуры, частично заходя на расположенный сверху сток (рис.1,а). Такие структуры можно создавать по технологии кремний-на-сапфире, благодаря которой обеспечивается полная изоляция транзисторов друг от друга.

Очевидно, что пороговое напряжение транзистора с планарно-легированным барьером в канале зависит от структуры и толщины подзатворного диэлектрика, а также дозы легирования барьера.

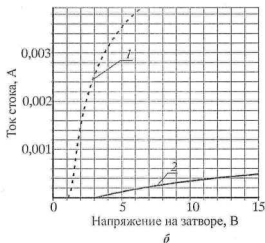
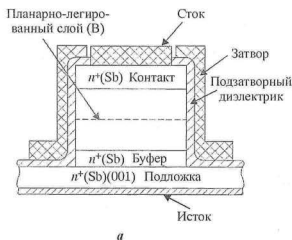


Рис.1. Структура транзистора (а) и зависимость тока стока от напряжения на затворе при напряжении на стоке 0,2 В для различных подзатворных диэлектриков (б): 1 – подзатворный оксид толщиной 5 нм; 2 – составной диэлектрик толщиной 25 нм

В настоящей работе проведено моделирование структуры с помощью пакета приборно-технологического моделирования ISE TCAD для следующих исходных данных (по слоям на рис.1,а, снизу вверх): концентрация сурьмы в области истока составляет $3 \cdot 10^{18}$ и $5 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ (толщина слоя 50 нм); слой собственной проводимости (толщина 100 нм) с планарно-легированным профилем бора в центре (пиковая концентрация $2,5 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$) и слой стока (толщина 150 нм, концентрация сурьмы $6 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$).

Изучались идеальная структура с вертикальными стенками и структуры с наклоном стенок, равным 55° . В процессе моделирования учитывались различные эффекты, в том числе стационарное превышение равновесной скорости носителей из-за неоднородного легирования канала и туннельный ток через подзатворный диэлектрик. При этом использовалась гидродинамическая модель транспорта носителей, которая позволяет учесть нелокальную зависимость скорости носителей от электрического поля в канале. Превышение носителями равновесной скорости происходит благодаря тому, что неоднородное легирование создает в канале барьер, и носители ускоряются полем в этой небольшой области, не испытывая рассеяния, после чего пролетают оставшуюся часть канала практически без потери скорости. Очевидно, что высота этого барьера влияет на пороговое напряжение, что подтвердило проведенное моделирование. Также было показано, что положение барьера в канале имеет слабое влияние на эту величину.

Для исследования влияния конструкции затвора было промоделировано два варианта структуры:

- с составным затвором из нитрида кремния и оксида кремния толщиной 15 и 10 нм соответственно;
- с подзатворным оксидом толщиной 5 нм.

Как показало моделирование, первая структура обладает довольно большим пороговым напряжением (более 2 В), вторая – обеспечивает меньший порог (1,2 В), но при этом дает большие токи утечки через затвор за счет тунелирования, а также пониженное напряжение пробоя подзатворного диэлектрика (менее 4 В по сравнению с 30 В в составной структуре). На рис.1,б приведены ВАХ (зависимость тока стока от напряжения на затворе) для обоих вариантов.

Проведенные исследования доказали возможность создания вертикальных МОП-структур с длиной канала менее 100 нм. Использование планарно-легированного барьера устраняет ограничения на размеры канала, накладываемые фотолитографией. Расчеты показывают наличие эффекта превышения равновесной скорости носителями заряда в области канала, что делает такие структуры перспективными с точки зрения повышения быстродействия ИС.

Литература

1. Gossner H., Eisele I., Risch L. Vertical Si-Metal-Oxide-Semiconductor field effect transistors with channel lengths of 50 nm by molecular beam epitaxy // Jpn. J. Appl. Phys. – 1994. – Vol. 33. P. 1, № 4B. – P. 2423–2428.
2. Vertical power-MOSFETs with local channel doping / C.Fink, J.Schulze, I.Eisele, et al. // Proc. IEDM-2000.

Поступило 25 марта 2005 г.

Баланов Александр Геннадьевич – аспирант кафедры интегральной электроники и микросистем МИЭТ. *Область научных интересов:* моделирование технологических процессов и интегральных приборов.

Способ повышения устойчивости двухзатворного МОП-транзистора к короткоканальным эффектам

О.В.Сопова

НПК «Технологический центр» МИЭТ

Дальнейшее уменьшение элементов схем невозможно без использования принципиально новых конструкций транзисторов, так как характеристики традиционных претерпевают существенную деградацию в области размеров менее 0,1 мкм. Одно из возможных решений этой проблемы – использование в качестве элемента ИС транзистора с двойным затвором (DG-транзистор). Конструкция таких транзисторов позволяет уменьшать длину канала до 10 нм.

Отметим следующие особенности DG-транзисторов.

1. Крутой наклон допороговой характеристики (до 55 мВ/дек), позволяющий снизить статическое энергопотребление и оптимизировать ток выключения транзистора.
2. Контроль короткоканальных эффектов осуществляется геометрией прибора, а не примесными концентрациями – отсюда возможность изготовления максимально короткого канала (10–30 нм). Не требуются halo-имплантация и LDD-легирование.
3. Высокая подвижность носителей в канале, которая выше, чем в традиционных «однозатворных» транзисторах (что связано со сниженным значением эффективного нормального электрического поля и возможностью использовать кремний собственной проводимости), увеличивает выходной ток и крутизну транзистора. Увеличенная толщина сток-истоковой области позволяет снизить паразитное сопротивление исток–сток.
4. Не требуется дальнейшее уменьшение толщины SiO₂, необходимое в традиционной технологии при масштабировании, которое может вызывать квантовое туннелирование носителей.

В DG-транзисторе затворы находятся по разные стороны канала, поэтому они компенсируют нормальную компоненту электрического поля в середине кремниевой пленки. Вследствие низкого электрического поля поверхностное рассеяние в инверсном слое, обусловленное границей раздела, снижено. Транзистор можно изготавливать на собственном кремнии, тогда рассеяние на примесных центрах также будет снижено. Поэтому подвижность и скорость носителей в DG-транзисторах существенно выше, чем в традиционных. Благодаря этому, а также снижению току утечки, уменьшенной емкости исток–сток и устойчивости к короткоканальным эффектам, конструкция DG является оптимальной для изготовления так называемых баллистических транзисторов, в которых носители переносятся от истока к стоку, не испытывая рассеяния.

Существует теория масштабирования DG-транзисторов [1–3], согласно которой для подавления короткоканальных эффектов необходимо, чтобы толщина кремниевой пленки составляла не более 1/3 от длины канала. Однако при изготовлении такого двухзатворного транзистора, как FinFET с длиной канала 0,1 мкм (минимальным литографическим размером) и менее возникают сложности с выполнением этого требования, так как рабочий слой кремния в них расположен перпендикулярно подложке.

Можно повысить устойчивость транзистора к короткоканальности, снизить так называемый DIBL-эффект, а также улучшить соотношение I_{on}/I_{off} , не соблюдая требования пропорционального уменьшения толщины кремниевой пленки при масштабировании. Для этого повышают поперечный градиент концентрации носителей в канале при нулевом смещении. Можно, например, затвор составить из материалов с различной работой выхода таким образом, чтобы пороговое напряжение участка канала вблизи истока было выше. В этом состоит метод «затворной инженерии» – «gate engineering» или «инженерии конца истока» – «source-end engineering».

Если в состав затворов включены области из материала с работой выхода, отличной от работы выхода остальной части затвора, то значение электрического поля на любом отрезке канала фактически определяется работой выхода материала, слой которого находится сверху.

При помощи программы ISE TCAD исследовался двухзатворный транзистор со следующими размерами: длина канала L_c варьировалась от 0,1 до 0,06 мкм, при этом толщина слоя кремния была равна 0,05 мкм, оставалась неизменной. Толщина подзатворного диэлектрика составляла 2,5 нм, работа выхода материала в традиционном затворе — 4,4 эВ. В случае «составного» затвора длина области, включенной в начало верхнего и нижнего затворов, составляет 1/3 от длины канала для всех размеров. Работа выхода материала в этой области равна 4,8 эВ.

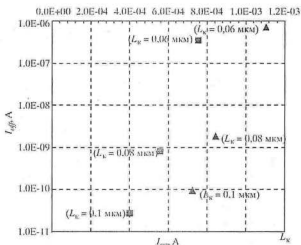
В результате расчета получили, что отношение I_{on}/I_{off} для транзистора с традиционным затвором меньше для всех длин канала, чем для транзистора с «составным» затвором (рисунок). Описанная технология позволяет повысить устойчивость транзистора к короткоканальным эффектам, возникающим при уменьшении его размеров.

Литература

1. *Ran-Hong Yan, Abbas Ourmazd, Kwing F. Lee* Scaling the Si MOSFET: From Bulk to SOI to Bulk // IEEE Transactions on electron devices. — 1992. — № 7. — P. 1704–1710.
2. Scaling Theory for double-gate SOU MOSFET's / *K. Suzuki, T. Tanaka, Y. Tosaka et al.* // IEEE Transactions on electron devices. — 1993. — № 12. — P. 2326–2329.
3. FinFET Design Considerations Based on 3-D Simulation and Analytical Modeling / *Gen Pei, Jakub Kedzierski, Phil Oldiges et al.* // IEEE Transactions on electron devices. — 2002. — № 8.

Поступило 24 марта 2005 г.

Сопова Ольга Владимировна — аспирант НПК ТЦ МИЭТ. Область научных интересов: моделирование полупроводниковых приборов.



Зависимость тока включения от тока выключения традиционного (▲) и модифицированного (■) DG-транзисторов

КОНФЕРЕНЦИИ. ВЫСТАВКИ

Об итогах 12-й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов "Микроэлектроника и информатика – 2005"

В Московском государственном институте электронной техники (техническом университете) 19–21 апреля 2005 г. проведена научно-техническая конференция студентов и аспирантов, на которой состоялся обмен научно-техническими достижениями молодых ученых в разных направлениях развития электроники, информатики, телекоммуникации и связи, управляющих и вычислительных систем, материаловедения.

На конференции работали 14 секций: *Физика и технология изделий микро- и нанoeлектроники; Материалы и компоненты электронной техники; Проектирование электронных компонентов и систем; Микросистемы и микромеханика; Биомедицинская электроника; Опто- и акустоэлектроника; Математические модели и алгоритмы в информатике; Управляющие и вычислительные системы и приборы; Автоматизированные информационные системы; Телекоммуникационные системы и связь; Технологическое оборудование микроэлектроники; Экологические аспекты микро- и нанoeлектроники; Менеджмент и маркетинг наукоемких производств; Интегрированные системы менеджмента качества.*

К работе конференции были изданы тезисы докладов "Микроэлектроника и информатика – 2005", в которых опубликован 401 тезис авторов из разных регионов нашей страны (Центральный федеральный округ, Северо-Западный федеральный округ, Южный федеральный округ, Приволжский федеральный округ, Дальневосточный федеральный округ) и ближнего зарубежья – Украины и Беларуси. В отличие от прошлых конференций, более широко использовались мультимедийные средства.

На конференции 253 человека доложили результаты своих научных исследований, в том числе 107 аспирантов и 122 студента, из которых 15 магистров МИЭТ из Мьянмы.

Дипломами лауреатов конференции награждены 66 участников.

Основными докладчиками были студенты и аспиранты московских вузов и организаций: МИЭТ, МИФИ, МФТИ, МВТУ им. Баумана, МИРЭА, МИГЭМ, МИСИС, МИТХТ, МПГУ, МГУ ГА,

ГУУ, МГУП, ВГНА, ГУЗ, РГСУ, ИРЭ РАН, ИППМ РАН, ГУП НПЦ "СПУРТ", ГУП НПЦ "ЭЛСОС", ФГУП НПЦ "ОПТЕКС", ОАО "Ангстрем".

Достаточно широко были представлены и другие российские вузы: СПбГИТМО, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", БГТУ "ВОЕНМЕХ" им. Д.Ф. Устинова, СПбГУАП, СПбФТИ им. А.Ф. Иоффе (Санкт-Петербург), ПетрГУ (Петрозаводск), НовГУ (Великий Новгород), ПГТУ (Пермь), ТвГУ, ТГТУ (Тверь), ОИАТЭ (Обнинск), НГУ им. Н.И. Лобачевского, НИФТИ НГУ им. Н.И. Лобачевского (Нижний Новгород), КазГТУ (Казань), ВГТА, ВИБТ (Воронеж), УрГУ (Екатеринбург), СибГАУ (Красноярск), НГТУ (Новосибирск), а также вузы ближнего зарубежья: НГУУ "КПИ" (Киев), БГУИР (Минск).

В работе конференции приняли участие 32 специалиста высшей квалификации, в том числе 19 докторов физико-математических и технических наук.

Наибольшее количество докладов было представлено на секциях: "Управляющие и вычислительные системы и приборы", "Автоматизированные информационные системы", "Физика и технология микро- и нанoeлектроники", "Материалы и компоненты электронной техники".

Тематика докладов достаточно актуальна и охватывала широкий круг как фундаментальных, так и прикладных вопросов в работе всех секций: разработка специализированных вычислительных устройств; применение современных кластерных структур и распределенных вычислительных систем; обработка цифровых сигналов; защита информации (ИРЭ РАН, ИППМ РАН, МИЭТ); идентификация нелинейных моделей методами нейронных сетей; системы графического проектирования для комплексного решения конструкционных задач на вычислительных системах (МГИЭМ); вопросы беспроводной передачи данных; исследование программных способов выявления каналов несанкционированного распространения программного обеспечения (МИЭТ).

Конференция способствовала расширению научных контактов среди молодежи, обмену новыми знаниями.

Быстрее, лучше, дешевле (выставка «Электроника - 2004» г. Мюнхен)

В.Д.Вернер, А.А.Ковалев, А.А.Резнев, А.Н.Сауров, Ю.А.Чаплыгин

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

На основе анализа экспозиции выставки «Электроника - 2004» (г. Мюнхен) рассмотрены тенденции развития электроники в настоящее время и обозримом будущем.

Международная выставка «Электроника» является одной из крупнейших в мире и дает представление об основных результатах и тенденциях развития электроники в мире на момент ее проведения [1]. Высокий авторитет этой выставки подтверждается успехом региональных выставок того же наименования («Электроника – Америка», «Электроника – Китай», «Электроника – Индия») [2]. Значимость выставки связана с широким участием в ней производителей изделий электронной техники (ИЭТ), а также большим спектром сопровождающих выставку мероприятий: конференций, семинаров, подиумов и т.д. Таким образом, посетитель выставки получает обширную информацию о мировой электронике. По оценке организаторов 91% посетителей имели возможность подробно ознакомиться с необходимой информацией, 20% – будут использовать полученную информацию для организации собственной деятельности по производству ИЭТ.

В работе выставки (9–12 ноября 2004 г.) приняли участие 3574 фирмы, в том числе 1401 из Германии и 1719 из 48 стран мира (373 – Тайвань, 328 – США, 197 – Китай, 82 – Япония, 60 – Индия, 9 – Россия, 9 – Венгрия и т.д.). Доля иностранных участников выросла с 32% в 2002 г. до 42% в 2004 г. Из 9 российских участников 5 являются изготовителями электронных компонентов, а 4 представляли сервисные направления: дистрибьюторы, издательские дома и выставочный бизнес. Но появление на «Электронике-2004» группы российских фирм, а не отдельных представителей, как это было на прошлых выставках, организаторы считают положительным фактом, свидетельствующим о развитии производства и рынка ИЭТ в России. Выставка проводилась по 12 направлениям в 14 павильонах. Наибольшее число фирм участвовали в следующих направлениях: полупроводниковые приборы – 537, пассивные элементы – 635, платы – 234, дисплеи – 196, сенсоры – 128. Непосредственно в области микроэлектромеханических систем (МЭМС) было представлено 15 фирм.

Основное отличие выставки 2004 г. от выставки 2002 г. состоит в том, что она проводилась на фоне максимума подъема продаж. Как известно, при циклическом развитии мирового рынка электроники следует ожидать последующего его спада. Эта проблема обсуждается большинством аналитических фирм.

Различия в терминологии этих фирм затрудняют анализ их статистики (электронные компоненты, электронные элементы, полупроводниковые приборы, кристаллы), но тенденции развития на качественном уровне совпадают. В качестве «опорной точки» был взят анализ фирмы iSuppli Corp., который дополняется данными SIA, WTS, Gartner Corp. Следует добавить, что ранние и более поздние прогнозы могут существенно колебаться у одной и той же фирмы. По данным iSuppli Corp. падение продаж полупроводниковых приборов в 2001 г. составило 31,7% по сравнению с 2000 г. В 2002 г. наблюдался слабый рост на 1,5% и общий объем продаж составил 156 млрд. долл. США. Эти данные были получены на базе 100 полупроводниковых компаний. Основная доля продаж (78%) при этом падает на 30 ведущих компаний. Максимальный объем продаж в 2003 г. (27,03 млрд. долл.) имеет Intel (2004 г. – 30,9 млрд. долл.). Общий объем продаж полупроводниковых приборов в 2003 г. оценивался в 182 млрд. долл. (объем продаж ИЭТ – 1,06 трилл. долл.), в 2004 г. – 213 млрд. долл., т.е. рост составил 24%. Общий объем продаж ИЭТ вырос на 10% и достигает 1,16 трилл. долл. Объем продаж полупроводниковых приборов рос в течение всего 2004 г. (52,8; 54,7 млрд. в I кв. и II кв. и 58; 61 млрд. в III кв. и IV кв.). Предполагается, что в 2005 г. темп роста продаж будет снижаться до 11,8% (253,3 млрд. долл.), в 2006 г. будет +0,1% (253,4 млрд. долл.), а в 2007 г. начнется рост или стабилизация рынка +9,2% (276,6 млрд. долл.) и в 2008 г. +10,4% (305,4 млрд. долл.). Несмотря на такое снижение темпов, 85% посетителей и участников выставки оценивают перспективы рынка электроники хорошими (таблица).

Прогноз годового роста продаж (в %)

Фирма	Год					
	2003	2004	2005	2006	2007	2008
iSuppli Corp	16,6	24,4	11,8 (4,7)	0,1	9,2	10,4
SIA	20	28,6				
WTS		28,4	8,5	0,7	9,3	
Gartner		25	15			
WSTS			1,2	3,0	6,0	

Все аналитики считают, что в этот раз не будет обвала рынка, как это произошло в 2001 г. Однако опасения у производителей остаются, что сказывается в осторожности ввода новых мощностей. Загрузка существующих мощностей оценивается в 2003 г. на уровне 90,9% и в 2004 г. – 93,5%. Считают, что для снятия напряжения спроса необходимо ввести 5–10 заводов по производству на 300 мм пластинах. Статистика планируемого роста этого производства разных аналитических фирм существенно различается. Для определенности остановимся на прогнозе iSuppli: 11 новых заводов в 2004 г., 16 заводов в 2005 г. и последующий спад к 2007 г. Реально в 2003 г. только 4 фирмы ввели новое производство на 300 мм пластинах (Micron, Sony, SMIC, Texas Instruments). В результате вместо ожидаемого соотношения производств на 200 и 300 мм пластинах – 50:50 фактически оно составляет 60:40. В настоящее время 2/3 производства на 300 мм пластинах сосредоточено в Азии. Вместе с тем считают, что если темп роста числа транзисторов на кристалле сохранится (54% в год), то к 2012 г. производство должно перейти на 450 мм пластины. Рынок кремниевых пластин в 2004 г. вырос на 10,9% (7,34 млрд. долл.). В 2005 г. ожидается дальнейший рост на 12% (8,22 млрд. долл.). При этом в 2004 г. отмечался существенный рост продаж оборудования для полупроводникового производства (64% Gartner Inc.). 50% продаж произведено в Юго-Восточной Азии (рост 108%).

Выставка – это форум изготовителей и потребителей ИЭТ. Предполагается, что они должны понимать друг друга. Формированию общепринятой терминологии способствуют аналитические издания различных так называемых «дорожных карт» (Roadmap). В качестве примера можно назвать ITRS – ежегодные издания по микроэлектронике [3]. Для потребителя нужно знать, какие характеристики будут иметь новые ИС, какая у них будет цена и когда они будут доступны на рынке. Для изготовителя важно знать, какие технологии и в какие сроки он должен освоить, чтобы не отстать от конкурентов. Большое значение здесь имеет выявление тенденций изменения различных характеристик ИС и их технологий от времени. Наиболее ярким примером может служить закон Мура, который действует в течение более 40 лет. Закон Мура позволяет предсказать удвоение функциональных характеристик (например, числа бит или транзисторов на кристалле) за определенный промежуток времени (1,5–3 года). Специалисты Интел счита-

ют, что закон Мура будет действовать еще 10 лет. Все эти тенденции должны быть для потребителя ИЭТ пересчитаны в цены, например уменьшение цены транзистора в кристалле или цены одного вывода готового корпуса ИС. Например, цена транзистора в ИС за 30 лет упала в миллион раз. Для потребителя ИЭТ законом являются тенденции своего рынка. Если цена на функцию мобильного телефона в среднем падает на 29% в год, то их изготовитель ждет такого же уменьшения цены от поставщика ИС. Для изготовителя ИС указанные тенденции – производные. Изготовитель должен знать, когда нужно освоить новые технологические процессы проектирования, литографии, тестирования или производства на пластинах большего диаметра. Учитывая постоянно растущие цены на технологическое и измерительное оборудование, ему необходимо сбалансировать свои возможности и темпы развития рынка. Для этого он должен иметь возможность оценить тенденции развития технологии ИС на базе какого-то обобщающего параметра. По предложению IRTS в качестве такого параметра принята так называемая «узловая точка» (node). Это минимальное значение половины ширины и зазора металлизации в структуре транзистора ИС ОЗУ. Для микропроцессора эти параметры пересчитываются в литографическую/физическую длину затвора. Она приблизительно в 2 раза меньше значения узловой точки. С некоторыми вариациями последовательность уменьшения значений узловых точек (для ОЗУ) формулируется в виде: (90, 65, 45, 32, 22, 18 ...) нм, т.е. происходит уменьшение значений в 0,7 раз на одно поколение или в 0,5 раз за два поколения. Соответственно физическая длина затвора (37, 25, 18, 13, 9, 7...) нм. Важнейшей информацией при этом является темп смены поколений узловых точек. До последнего времени это было 2 года, сейчас есть основания считать, что срок смены увеличивается до 3 лет. На этой базе строится прогноз дальнейшего уменьшения значений узловых точек. Глубина прогноза должна быть не менее 15 лет. Отметим некоторые временные позиции узловых точек по ITRS – 2003: 2004 г. – 90 нм, 2007 г. – 65 нм, 2010 г. – 45 нм, 2013 г. – 32 нм, 2016 г. – 22 нм, 2018 г. – 18 нм.

Само понимание достижения определенного уровня производства тоже должно быть формализовано так, чтобы сообщение отдельных фирм о достигнутом не противоречило прогнозу развития мик-

розлектронной промышленности в целом. К примеру, можно считать, что стадия «производство» начинается только после того, как первая фирма, а через 3 месяца – вторая выходят на уровень производства 10 К кристаллов в месяц. Для промышленного выпуска должно обрабатываться не менее 20 К пластин диаметром 300 мм. Для ОЗУ с площадью кристалла ~140 мм² это означает выпуск 6 М штук ИС в месяц. Следует отметить, что производство новой коммерческой генерации ИС охватывает период действия двух узловых и в течение 2–3 лет может составить до половины общего рынка, например ОЗУ. При этом на рынке одновременно присутствуют генерации, находящиеся в разных стадиях жизненного цикла. Так, в 2003 г. 4 Гб ОЗУ находились в стадии «введения», 1 Гб на стадии растущего производства, 512, 256, 128 и 64 Мб на различных участках массового производства кривой жизненного цикла.

Таким образом, необходимые темпы развития известны всем. Следующая проблема связана с путями преодоления трудностей при переходе к новым значениям узловых точек. Появились так называемые неклассические КМОП и технологические ускорители (напряженный кремний, ультратонкие КНИ, металлические затворы, структуры с двойным-тройным и объемным затвором и т.д.). Предлагаются альтернативные 3У для замены классических кремниевых, например основанные на магнитных эффектах. Исследуются новые типы логической и информационной архитектуры. Ситуация тем более обостряется, что новые сектора рынка, например ИС для устройств бытовой техники связаны с необходимостью сочетания цифровых и логических элементов. Потребность в новых и все более дорогих исследованиях непрерывно растет. Только часть результатов этих исследований может быть использована в производстве. По этой причине расширяется практика, начавшаяся более 20 лет назад, создания различных объединений, консорциумов и т.п. для совместного решения назревших проблем, в частности, возникающих на переходе к 45 нм.

Прежде всего, это материальноведческие проблемы замены подзатворного и изолирующего диэлектриков для медной металлизации. ITRS считает, что этот переход должен произойти к 2010 г. Фирмы Texas Instruments, Intel, AMD предполагают, что они преодолеют этот рубеж к 2007 г. Соответственно преодоление 22 нм ожидается к 2010–2012 гг. В любом случае традиционные материалы для транзисторных и конденсаторных структур Si-SiO₂ и поли-Si исчерпали свои возможности при переходе уже на 65 нм. В связи с этим считают, что наступила эра ограниченного материалами масштабирования. Предлагаются различные замены материалов элементов транзистора (например, силициды Hf, Ni и др.). При этом они могут быть разными для *n*- и *p*-транзисторов КМОП-структуры и различаться для низковольтных и высоковольтных приборов. Европа старается сохранить свое положение одного из ведущих регионов

в области электроники. Например, проблему диэлектрика и затвора для 45 нм намерен решить Европейский альянс на базе ILETI, NanoCMOS-проект (Франция). Другую проблему, связанную с фотолитографией для таких структур, будет разрабатывать альянс на базе IMEC (Бельгия). При переходе к 30–10 нм принципиальным нормам необходимо будет решить ряд принципиальных вопросов – это нагрев структур и возрастание токов утечки, необходимость снижения потребляемой энергии при росте тактовой частоты. Решение ищут в новой архитектуре ИС (например, многоядерный принцип для микропроцессоров), а также в управлении потреблением питания (выключение недействующих ячеек). Сокращая сроки освоения нового поколения изделий, этапы исследования, проектирования и производства стараются вести параллельно. И, как следствие, передовыми фирмами (например, ST Microelectronics), осознана необходимость объединения в одном месте проведения НИОКР, создания пилотных образцов и развертывания массового производства. Следует отметить, что этот принцип много лет назад был положен в основу создания микроэлектронной промышленности СССР.

Чем меньше критический размер элементов ИС, тем ближе область, в которой начинают сказываться фундаментальные ограничения работоспособности КМОП-структуры. Разные специальности называют разные минимальные размеры физической длины затвора: 5, 4 и 1,5 нм. К таким размерам должны подойти к 2017–2020 гг. и тогда закончится эра классического транзистора. Поэтому к 2010 г. основные производители ИС должны уже иметь ориентиры новой элементной базы электроники. Как промежуточное решение рассматривается транзистор с нанотрубками (2014–2015 гг.). Однако, по мнению Г. Мура, пока не ясно, как соединить миллиарды нанотрубок в микросхеме. Фирма Fujitsu намерена использовать углеродные нанотрубки диаметром 5–10 нм для межсоединений вместо меди (проводимость в 1000 раз больше) при переходе к 45 нм технологии в 2010 г. На экспериментальных образцах было получено 10000 соединений. При освоении новых технологий необходимы существенные затраты на НИОКР, нужно новое поколение технологического оборудования (стоимость завода производства на 300 мм пластине – 3 млрд. долл., она удваивается каждые 4 года). Рост сложности структур на кристалле требует новую методологию проектирования. Даже при уже отработанной САПР переход к следующей генерации связан с необходимостью создания комплекта фотомасштабов стоимостью до миллиона долл. Само проектирование требует от 1 до 100 млн. долл. Конкретное решение по проблемам каждой фирмы или уже более узкой группы фирм должно обеспечить преимущество в конкуренции на рынке перед другими участниками научно-исследовательских объединений. Поэтому на выставке «Электроника» фирмы представ-

ляют не только разработки, но и концепцию развития своей продукции.

В связи с указанными обстоятельствами перейти к новым поколениям ИС могут только фирмы, обладающие «критической массой» финансов, оборудования, интеллектуальных и трудовых ресурсов. В результате постоянно возрастает минимальный коммерчески эффективный объем массового производства. В конечном итоге область современной микроэлектроники становится ареной соперничества только технологических промышленных гигантов.

Эволюция рынка электроники все в большей степени носит региональный характер. В 2002 г. рост капложений в микроэлектронику Юго-Восточной Азии составлял 62%, в Европе – 8%. Одновременно менялся и региональный объем продаж ИС: 2001 г. – 29,9% (Азия) и 27,5% (США); 2003 г. – 39,9% (Азия) и 20,1% (США). Может показаться, что фирмы США теряют свои позиции мировых лидеров и лидерство смещается в Китай. Однако в 2002 г. фирмам США принадлежало 48,7% мировых продаж, при этом им принадлежало 51,2% продаж в Азии. Поэтому смещение производства в Азию (аутсорсинг) отнюдь не означает потерю лидерства фирмами США и Европы в области ИС.

Тенденция развития аутсорсинга (или «глобализации») производства служит одной из основных тем дискуссий различных изданий, приуроченных к времени проведения выставки. Движущей силой при этом является снижение себестоимости при переводе производства в страну с низкой оплатой труда и низкими налогами. Однако при передаче «ноу-хау» возникают трудности, связанные с более низкой производительностью труда и различием в технической культуре. В результате западноевропейские фирмы стремятся перевести производство в Восточную Европу, например в Чехословакию – 50%, и только 23% – в Китай, 27% – в другие регионы, прежде всего в Латинскую Америку. Другим мощным фактором является закрепление фирм на новых, потенциально перспективных рынках. Самый перспективный рынок – китайский, который растет с темпом 14%, к 2010 г. должен достичь 459 млрд. долл. Эта цифра может и возрасти, так как, например, производство ИЭТ в 2005 г. должно достичь уровня 65 млрд. долл. (+135% к 2003 г.). Китай в 2003 г. экспортировал 65 видов электронных компонентов на 38 млрд. долл. (рост 26% к 2002 г.). Статистика, приводимая по Китаю, часто противоречива. Но в любом случае, 47% общего числа полупроводниковых приборов потребляется в Юго-Восточной Азии, из них треть – в Китае, на дочерних предприятиях иностранных фирм и в собственном производстве.

Огромное значение для полупроводниковой промышленности, которая остается наиболее быстроразвивающимся сектором индустрии, является гарантированный сбыт продукции. Один из значительных секторов потребления полупроводниковых приборов (24%) – производство электронной

аппаратуры (ОЕМ). По данным iSuppli 160 крупнейших производителей аппаратуры потребляли в 2004 г. на 167,158 млрд. долл. кремниевых приборов. Почти половину этой суммы составляет потребление 10 ведущих фирм (76,306 млрд. долл.). Среди этих фирм на долю производителей средств вычислительной техники Hewlett-Packard и Dell приходится 14,482 и 13,442 млрд. долл. соответственно. Ожидаемый рост потребления в среднем +5%, у лидеров он выше (Hewlett-Packard – 11% и Dell – 16,1%). Фирмы контрактного производства ИЭТ покупают 13% всех чипов. Этот сектор быстро прогрессирует. Наибольший рост у азиатских EMS-фирм (Сервис Электронного Производства) – 20%, в Европе – 10%, в США существенного роста не предвидится. Значительными темпами растет и контрактное производство ИС – 45% в 2004 г. (16,7 млрд. долл.). Общую тенденцию поляризации рынка можно сформулировать так: массовое производство будет развиваться в азиатском регионе, прежде всего в Китае, малые серии и сложные электронные устройства – в Европе. США и Япония пока занимают среднюю позицию.

Следует остановиться на конкурентной борьбе в различных секторах микроэлектроники. Один из «старых» конфликтов продолжает развиваться в области разделения сфер влияния между традиционными полупроводниковыми ИС (ASIC) и программируемыми ИС. По данным iSuppli сектор ASIC (в основном на базе стандартных ячеек) растет, по крайней мере, с темпом +6%/год и к 2008 г. должен достичь 25 млрд. долл. Технологической основой этого сектора является производство в широком диапазоне проектных норм (от 0,25 мкм до 90 нм). Конкурирующее направление программируемых ИС (PLD/С), в частности FPGA, в качестве главного аргумента против ASIC выдвигает высокую стоимость проектирования на базе ASIC. В результате по их оценкам экономически целесообразным для ASIC является область с 600–800 тыс. ключей и выше. Проектирование ИС такого уровня занимает около 6 месяцев и стоит 15–20 млн. долл., комплект шаблонов – 1,1–1,3 млн. долл. Для амортизации этих затрат фирма должна выпустить продукцию на 400 млн. долл.

Необходимо учесть следующую статистику. Только одна из пяти разработок потребительских товаров, для которых создана ИС, выходит на рынок, и только один из десяти товаров выходит на рынок порядка миллиона штук в год. Вместе с тем, ограничения FPGA, связанные с надежностью, быстройдействием, числом актов перезаписи, не позволяют им занять абсолютно лидирующую позицию. Один из выходов видят в разработке так называемых структурированных sASIC, в которые включены как элементы, заданные маской (ASIC), так и программируемые элементы. Для них стоимость комплекта шаблонов снижается до 200–250 тыс. долл. и эффективный объем производства начинается с 10 тыс. шт. (для ASIC – с 250 тыс. шт.).

Другой сектор рынка программируемых ИС – сектор флэш-памяти в 2003 г. достиг по данным Semico Research 11,3 млрд. долл. Более поздние прогнозы менее оптимистичны относительно спроса на ИС-флэш из-за их перепроизводства в 2004 г. Вместе с тем FPGA и ИС флэш-памяти уже испытывают трудности при масштабировании. Даже при 90 нм нормах возникают трудности с выходом годных из-за статистических вариаций параметров технологических процессов. Еще больше сложности возникают при 65 нм нормах. Появляется необходимость компенсировать эти отклонения на уровне структуры ИС. В связи с этим активно обсуждаются новые типы памяти, в которых традиционные электронные носители информации заменяются другими. Прежде всего это различные магнитные и другие нетрадиционные виды памяти. Они должны устранить недостатки существующих флэш- и динамических ИС памяти и позволить большее число перезаписи по сравнению с традиционными перепрограммируемыми ИС памяти. Считают, что новые типы памяти имеют пока только «нишевое» (специфическое) применение и их заметное появление на рынке ожидается в 2008–2010 гг.

В перспективном плане большое значение имеет расширение возможностей кремния как материала для создания приборов – источников света. Существует две проблемы: расширение спектрального диапазона от ультрафиолета до области ближнего инфракрасного диапазона (750–2500 нм) и увеличение интенсивности света, генерируемого источником света. О решении этих проблем упоминалось в [1]. Исследователи немецкого центра FZR за счет модификации Si ионным легированием получили излучение с длиной волны 1100 нм. С помощью микрорезонатора (цилиндрический кобальта и чередующиеся слои Si и SiO₂) удалось увеличить световой поток в 1000 раз. Идея микрорезонатора известна еще с 90-х гг., но реально осуществить ее удалось только сейчас.

Существенное внимание на выставке было уделено источникам питания. Рынок аккумуляторов и батарей оценивается на уровне 6 млрд. долл. 60–70% его составляют ионно-литиевые источники. Значительная их часть изготавливается в Китае (в 2003 г. на 2,96 млрд. долл.), половина из них поставляется в США и Европу. Плотность энергии современной батареи уже равна приблизительно 1/3 энергии соответствующего куска динамита. Цена и недостаточная длительность работы батареи заставляют искать альтернативные источники, например топливные элементы на базе газовых или жидких веществ. Однако пока они не могут быть использованы в носимых электронных приборах (минимальный топливный элемент 42×80×13 мм, 104 г). Недавно фирма Georgia Tech анонсировала микрогенератор диаметром 10 мм, изготовленный с использованием МЭМС-технологии и способный развивать мощность 1,1 Вт. Проектируется довести мощность генератора до 20–50 Вт. Та-

кие генераторы увеличат срок службы источников энергии носимых приборов в 10 раз по сравнению с батареями. Носимые электронные приборы дают существенный вклад в развитие миниатюризации элементной базы и уменьшения потребления энергии на единичную функцию. Так, сотовый телефон становится пакетным медиа-центром, в котором есть цифровая камера, Интернет-браузер, ТВ-усилитель, MP3 DVD-плеер и т.д. Поэтому каждый элемент должен быть с минимальными весовыми характеристиками и потребляемой мощностью. «Самый малый в мире», «самый тонкий» – эти эпитеты часто сопровождают рекламу новых изделий (например, Epson так рекламирует свой гирокоскопический датчик с размерами 5,0×3,2×1,3 мм) Эти же требования существенны для имплантируемых медицинских приборов и протезов. Для имплантации в глаз необходимо снижение мощности современных микропроцессоров в 1000 раз, и оно, как предполагается, будет достигнуто за 10 лет [4]. Автор [4] считает возможным полное решение задачи восстановления зрения за счет имплантированной электроники в течение 20 лет. В разрабатываемых проектах внутриглазная электроника контактирует с внешней электроникой на «очках» с помощью беспроводной связи.

Тематика беспроводной связи (БПС) была широко представлена на выставке и специальной конференции. Существенным сектором БПС стало ее применение в области бесконтактного считывания (RFID) со smart-карт, интеллектуальность которых непрерывно растет за счет перехода к высокоразрядной архитектуре (32 и 64 разряда) и увеличения объема памяти до 128–256 Мбайт. По данным фирмы Frost+Sullivan нынешний рынок карт находится на уровне 1,4 млрд. долл. Следует отметить, что 37,1% карт и 47,3% чипов для них производит немецкая фирма Infineon. БПС используется в глобальных, региональных и локальных сетях. Последним уделяется особое внимание. Помимо традиционных CAN и Bluetooth активно развиваются новые сетевые стандарты широкополосные и высокочастотные: UWB, Zigbee, nanoNet, WiMAX, LIN, FlexRay, MOST и т.д. Они позволяют передавать информацию с большей скоростью и на большие расстояния. Информационное сетевое взаимодействие технических устройств становится все более актуальным. Это направление межмашинного информационного обмена обозначено аббревиатурой «M2M». По данным фирмы Forrester Research только число SMS-сообщений между машинами к 2005 г. сравняется с числом SMS между людьми: в 2004 г. их было в мире 20 млрд., а к 2010 г. их число увеличится в 30 раз. В свою очередь, это означает дальнейшее развитие встроенных систем и скрытой (hidder) электроники. Тематика развития встроенных систем была представлена разделом на выставке и конференцией. Следует отметить, что в связи с необходимостью сокращения сроков разработки новых аппаратных устройств встроенных систем все большее значение получает встраиваемое

программное обеспечение. По данным фирмы VDC в IV квартале рынок этого продукта достиг 1 млрд. долл. и растет с темпом 6,8% до 2006 г.

Значительная роль программному продукту отводится в обеспечении сбоеустойчивых электронных систем автомобилей. Автоэлектроника остается одним из важнейших секторов мировой электроники. Как уже указывалось [1], стоимость электронных блоков уже определяет 25%, а к 2010 г. – 40% стоимости автомобиля. Значительную долю этих блоков составляют системы безопасности. Общая стоимость произведенных систем безопасности в 2003 г. составляла 48 млрд. долл. и к 2010 г. вырастет до 62 млрд. долл. При этом темп роста продаж пассивных средств безопасности в год 4,3%, а активных – 14%. Насыщенность автомобиля электронными средствами (в среднем автомобиле около 50 различных электронных блоков со средним числом компонентов – 300) требовала особых мер в обеспечении их сбоеустойчивости. При дефектности 1 ppb (1 на миллион) на компонент 1,5% автомобилей будут с дефектами электроники. Для гарантии общей дефектности на уровне 0,05% компоненты должны иметь дефектность 1 ppb (1 на миллиард). Для обеспечения необходимой сбоеустойчивости автоэлектроники разработана специальная европейская программа «Auto-sag». Фирмы Крайслер, Форд и Дженерал Электрик образовали специальный совет по сертификации электронных компонентов. Роль электроники в автомобиле возрастает в связи с широким внедрением круиз-контроля. К 2005 г. 1/3 военного транспорта США должна быть обеспечена такими системами. Автомобилем ближайшего будущего будут управлять на базе автоматизированного обобщения информации о состоянии собственных систем, окружающей обстановки и общения с соседним транспортом [5]. Сейчас в автомобиле вычислительной техники больше, чем в среднем университете 80-х гг. С учетом замены гидравлических и механических систем автомобиля на электромеханические (Drive-by-Wire) роль электроники еще более возрастает [1]. Создается (прежде всего в военной области) полностью автоматизированный транспорт. Говорят, что автомобиль становится суперкомпьютером на колесах. В связи с этим возникает новый сектор оборудования для тестирования электроники автомобилей.

Постоянно растущим сектором рынка электроники является бытовая техника («товары народного потребления») – ТНП в терминологии советских времен). По данным фирмы Gartner объем продаж «потребительской» электроники достигает 34 млрд. долл./год. Во всех случаях настоящее развитие бытовой техники связано с массовым производством. При этом важна скорость изменения поколений техники. Темп появления новых моделей электронных изделий постоянно увеличивается. Практически необходимо обновлять модельный ряд ежегодно. Это требует сокращения времени между созданием прототипа и массовым производством. Комплек-

тующие микрoeлектронные изделия должны все больше походить на конечный продукт. Именно в этом смысле перехода от простых СБИС к комплексным системам на кристалле (СНК-SoC). Разработка каждой новой генерации СНК требует существенных затрат, которые окупаются только при массовом производстве, а для него нужен массовый потребитель. Следовательно, необходимо расширять области применения микрoeлектроники в конечной продукции. Во-первых, нужно насыщать электронной уже существующие сектора рынка. Выше говорилось о тенденции роста цены электроники в автомобиле. В товарах народного потребления эти цифры, в среднем, составляли 6–7% несколько лет назад, сейчас – 20%, в перспективе – 40%. Во-вторых, – диверсифицировать сектора этого рынка за счет новых возможностей ИЭТ. Например, развивать multifunctional мобильные телефоны, средства индивидуального транспорта и т.д. При этом возникает проблема обеспечения новой продукцией массового рынка. Как уже отмечалось, создание новых СНК требует значительных затрат. Но в СНК помимо традиционной для микрoeлектроники аппаратной составляющей (hardware) уже присутствует программная составляющая (software). Поэтому «подстройку» под требования новых заказчиков можно осуществлять за счет программной составляющей СНК. Например, в разрабатывающих подразделениях фирмы STM уже сейчас 50% занимают работы по программному обеспечению СНК. Развивая эту тенденцию, формулируют задачу более полного перехода от локальной СНК к системе конечного продукта. Эволюция в этом направлении уже началась. Возрастает стратегический вес микрoeлектронного производства в развитии всех секторов рынка, связанных с ИЭТ. Ускорению этого процесса будет способствовать появление крупных объединений проектировщиков и изготовителей СНК. Примером может служить планируемый альянс между Тайваньским СНК Консорциумом и Индийской Полупроводниковой Ассоциацией (ISA).

Таким образом, в эру СНК микрoeлектроника предлагает своим потребителям – изготовителям аппаратуры и систем – путь наиболее быстрого и эффективного расширения рынка их изделий за счет дальнейшего увеличения степени интеграции в аппаратной и программной компонентах СНК. В этом направлении вполне возможно и расширение российского внутреннего рынка. Несмотря на узость его полупроводниковой составляющей (1,6 млрд. долл.), объем общего рынка ИЭТ в России около 20 млрд. долл., а в СНГ в целом – 30 млрд. долл. [8]. За счет деятельности центров проектирования (fabless), изготовления фотошаблонов («маск-шоп»), отечественного малосерийного и заказного зарубежного массового производства (foundry) ИС и СНК могут быть удовлетворены потребности российских изготовителей аппаратуры различного применения.

Во избежание повторения глубокого провала рынка электроники в 2002 г. необходим постоянный

приток инноваций, который нельзя обеспечить без проведения НИОКР (R&D). Электронные предприятия в среднем расходуют на них 10–15% оборотных средств. В [4] приводится перечень 100 фирм мира, вложивших максимальные средства в НИОКР в 2003 г. Он учитывает абсолютный уровень затрат, рост по отношению к 2002 г., долю затрат на НИОКР в обороте и удельную сумму НИОКР на одного работающего. На первом месте (в 2002 г. – десятое место) Microsoft Corp. с вложением 7,779 млрд. долл. в 2003 г. (рост +17%), долей расходов на НИОКР – 21,1% и объемом затрат на одного работающего – 141 тыс. долл. Intel находится на четырнадцатом месте в этом списке с показателями соответственно 4,360 млрд. долл. (рост +8,1%), долей расходов на НИОКР, и 14,5%, объемом затрат на одного работающего 55 тыс. долл. Мы привели эти цифры для того, чтобы была понята трудность конкуренции российских инноваций на мировом уровне в области электроники при существенно меньшем финансировании НИОКР. К сожалению, следует отметить, что пока российский вклад в мировой рынок высоких технологий составляет 0,5% [6].

Наибольшая вероятность конкурентного выхода на рынок, очевидно, существует для новых направлений высоких технологий, например в микросистемной технике (МСТ). О перспективности этого направления говорилось много раз [7]. Проблема трансфера технологии микроэлектроники в МСТ становится актуальной и для западных полупроводниковых фирм из-за усиления конкуренции [8]. Западные аналитики рынка, например фирма WTC, считают эту область перспективной для западных малых и средних фирм. Вероятно, к этой категории следует отнести и российских производителей МСТ. Общие тенденции развития МСТ, отраженные на выставке 2004 г., мало изменились по сравнению с 2002 г. Пожалуй, наибольший интерес представляют работы в области сенсорных распределенных систем (сетей), в том числе с элементами самоорганизации. В этом направлении работает Siemens и группа европейских институтов и фирм, объединенных проектом Scatterweb. В отличие от родоначальника этого направления – американского проекта «Умная пыль» с активной единицей объемом порядка 1 мм³, европейские исследователи не ставят задачу минимизации объема активной ячейки, а направляют усилия на решение проблем самоорганизации сети и увеличения расстояния передачи информации до нескольких километров. Благодаря отсутствию требования минимизации размера ячейки возможна коммуникация не на базе оптической (лазерной) системы, а на основе систем беспроводной (радио) связи. По такому же пути пошла американская фирма Crossbow-лидер в области беспроводных сетей для датчиков. В области технологии МСТ следует отметить дальнейшую активность в развитии методов сборки и корпусирования МСТ, в том

числе на базе клеевых соединений и гибких носителей, а также успех IMEC в создании гироскопической системы на основе поперечной микрообработки. Использование поли-SiGe для интеграции МЭМС с КМОП-электроникой давно пропагандируется этим институтом. В отличие от поли-Si технологий с температурами более 800 °С, применение поли-SiGe позволяет снизить температурный интервал до 450–520 °С. В результате МЭМС можно формировать поверх КМОП-структур. Совместно с фирмами Bosch и ASM в IMEC был изготовлен гироскоп на основе SiGe слоя толщиной 10 мкм, расположенный поверх стандартной КМОП-структуры с 5 уровнями металлизации.

Но не только техническое содержание инноваций позволяет быстро продвигать разработку на рынок. Огромную роль играет человеческий фактор, а конкретно – роль инженера в развитии и продвижении инновационных идей. Этому был посвящен специальный форум на «Электронике-2004» – Job Forum – «Semiconductor Careers Europe» и публикации в сопутствующей выставке периодике. Что касается выбора профессии инженера электронной техники и места работы, то основным критерием является уверенность в стабильности. По этой причине в Германии половина выпускников вузов хотели бы работать в больших и средних фирмах и только 6–7% – в малых. Другим фактором является отношение к работе, т.е. наличие мотивации к хорошей работе. Исследования показывают, что инженеров с высокой мотивацией к труду на фирмах в США – 29%, в Германии – 13%, Сингапуре – 6%. Работников с малой мотивацией в США – 54%, в Германии – 69%, в Сингапуре – 77%. Считают, что из-за потерь рабочего времени и малой производительности труда при низкой мотивации к работе Германия теряет 234–245 млрд. евро в год. В целом формируется мнение, что на предприятиях следует относиться к персоналу не как к стоимостному фактору, а как к важнейшему ресурсу. По существу вопрос состоит в оптимальном решении дилеммы: зарплата и необходимость быстрых инноваций. В определенной мере аутосорсинг решает проблему зарплата. По оценкам западных экспертов средняя зарплата опытного инженера в год составляет в США – 70 тыс. долл., в Индии – 20 тыс. долл., в России – 15 тыс. долл. [9]. По данным VDI Verlag в Германии эта цифра – 57 тыс. евро (с учетом курса зарплата, как в США). Но зарплата не решает проблему мотивации труда и «преданности» фирме. По опросам VDI в 2004/05 гг. 41% инженеров хотят со временем поменять работу (в 2002 г. их было 49%). В США многие инженеры часто меняют работу, что возникает проблемы с их будущей пенсией. Несмотря на все колебания в содержании профессиональной деятельности инженера и местах его работы, по мнению автора статьи [11] работа инженером электроники остается билетом в комфортабельную жизнь уровня

среднего класса. А сама профессия будет сохраняться, пока остается необходимость работы с «более или менее реальным миром».

Обобщая впечатление о выставке, подкрепленное публикациями, посвященными развитию электроники, следует отметить некоторую профессиональную напряженность. Она связана с неопределенностью судьбы полупроводниковой микроэлектроники при приближении к нижней границе КМОП-технологии. Существующий огромный массив технологического оборудования пока окупается в сравнительно короткие сроки и вполне ликвиден. Менее понятна судьба столь же огромного интеллектуального потенциала и ноу-хау, накопленного за десятилетия развития микроэлектроники в темпах, заданных законом Мура. Отметим некоторые тенденции современного этапа развития микроэлектроники.

- Расширение области применений изделий микроэлектроники путем смещения границы между комплексующей и конечной продукциями в сторону последней.

- Повышение роли встроеного программного обеспечения и возможностей БПС для большей гибкости в удовлетворении потребностей конкретных потребителей – изготовителей аппаратуры и систем.

- Трансферт технологии микроэлектроники субмикронного диапазона в микросистемную технику и нанотехнологию.

- Исследование и использование новых материалов (неорганических и органических) в массовом микроэлектронном производстве.

- Исследование возможностей применения эффектов, не связанных с переносом заряда, в конструкциях изделий микроэлектроники и нелитографических технологий (например, самоорганизации) для массового производства.

- Усиление внимания к роли персонала как важнейшему ресурсу ускорения инновационного процесса и выхода изделий на рынок.

- Дальнейшее развитие процесса «глобализации» электронной промышленности путем усиления инновационной деятельности в западных странах и производственной в Юго-Восточной Азии, прежде всего в Китае.

Литература

1. Вернер В.Д., Ковалев А.А., Тарасов В.А. Выставка «Электроника-2002» как зеркало мировой электроники // Изв. вузов. Электроника. – 2003. – № 2. – С. 96–102.

2. <http://www.global-electronics.net>

3. <http://www.public.itrs.net>

4. Jonson R.C. EE Times November 2004. – P. 33–39.

5. Murray C.J. Self-navigating venchile EETimes, November 2004. – P. 41–46.

6. Алферов Ж. Полупроводниковая электроника в России // Электроника. – 2004. – № 4. – С. 88–91.

7. Вернер В.Д., Чаплыгин Ю.А., Сауров А.Н., Шеленин Н.А. Микросистемы и биочипы-трансферт технологии микроэлектроники. Электронные компоненты. – 2000. – В. 31. – P. 3–5.

8. Mounier E. The plenty of exotic application for IC equipment makers outside the mainstream semiconductor business. Micronews. – 2005 Februar. – № 33. – P. 1.

Статья поступила
31 января 2005 г.

Вернер Виталий Дмитриевич – доктор физико-математических наук, профессор, председатель Научного Совета НПК «Технологический Центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* физика и технология полупроводниковых приборов и интегральных микросхем, микросистемная техника.

Ковалев Анатолий Андреевич – кандидат технических наук, заместитель директора НПК «Технологический Центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* технология и организация производства интегральных схем и микросистем.

Резнев Алексей Алексеевич – доктор технических наук, профессор, Заслуженный деятель науки РФ, генерал-майор, начальник НИИ ФСБ РФ. *Область научных интересов:* радиотехнические приборы и системы.

Сауров Александр Николаевич – доктор технических наук, профессор, директор НПК «Технологический Центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* проектирование и технология интегральных микросхем и микросистемной техники.

Чаплыгин Юрий Александрович – доктор технических наук, профессор, член-корреспондент РАН, ректор МИЭТ. *Область научных интересов:* микроэлектроника, микросистемная техника, нанотехнология.

CONTENTS

Electronic engineering materials

<i>A.S.Neustroev, S.A.Neustroev</i> Rearrangement Entropy of Closest Packings	3
---	---

Microelectronics technology

<i>G.A.Naida, V.V.Smirnov</i> Technological Regularities of Growing AlN and GaN Structures On Sapphire Using Inorganic Donor-Acceptor Complexes	7
---	---

Microelectronics and semiconductor devices

<i>A.M.Bobreshov, I.V.Khreblov</i> An Analytical Model for Sub-Micron HEMT's Including Short-Channel Effects.....	14
---	----

<i>V.A.Sergeev</i> Analytical Model of Power Density Non-Isothermal Distribution in Structures of Semiconductor Devices.....	22
--	----

<i>A.V.Kirgizova, A.V.Yanenko, A.Y.Nikiforov, N.G.Grigoriev</i> CMOS SOS SRAM Failure Tolerance Dose Rate Investigations (Technique and Results)	29
--	----

Circuit engineering and design

<i>K.S.Tafintsev</i> Simulation Model of Feedback DAC in Multibit Delta-Sigma Converters for Correction Algorithms Comparison	33
---	----

<i>M.V.Lavrentyev, Y.V.Krouglov</i> Multistage Sigma-Delta Modulator Choice Based on Estimation of Quantization Noise Leakage and Physical Noise.....	40
---	----

<i>M.Y.Semenov, V.S.Kalashnikov, O.V.Lastochkin</i> Application of Modular Arithmetic Apparatus for FIR-Filters Construction	46
--	----

<i>G.G.Kazennov, A.Y.Mirgorodski</i> A Zoom Estimation Algorithm Utilizing Integral Characteristics of Binarized Images	51
---	----

<i>S.A.Dubrovin</i> Object Views in VLSI EDA Databases.....	56
---	----

Microsystems

<i>V.V.Amelichev, I.V.Godovitsyn, A.Yu.Krasukov, S.A.Polomoshnov, Yu.A.Chaplygin</i> Design Optimization of Membrane in MEMS Explosive Gas Sensor.....	60
--	----

<i>E.A.Makaretski, A.V.Ovchinnikov, E.I.Minakov</i> Optoelectronic Remote Pressure Meter...	68
---	----

Microprocessor systems

<i>V.V.Lygach, A.M.Grushevskiy</i> Application of Programmable Microcontrollers in Remote Control Systems with Distributed Structure	74
--	----

Integrated radioelectronic devices

<i>V.V.Chistyukhin</i> Wide-Angle Beamsteering APAA Design Features	80
---	----

Brief reports

<i>A.G.Balashov</i> Investigation of Threshold Voltage of Vertical MOS Structure Using Apparatus-Technological Simulation Methods.....	88
--	----

<i>O.V.Sopova</i> Improvement of Double-Gate MOS Transistor by «Gate Engineering» Method.....	90
---	----

<i>A.V.Gorodilov</i> Method for Dynamic Distribution of Server Resources among Query Handlers Based on Neuro-Forecasting off Loading.....	92
---	----

Conferences. Exhibitions

Results of 12-th All-Russian Inter-Institute Scientific-Technical Conference of Students and Post-Graduates «Microelectronics and Information Science-2005»	94
---	----

<i>V.D.Verner, A.A.Kovlev, A.A.Reznev, A.N.Saurov, Ju.A.Chaplygin</i> Exhibition «Electronics-2004» – «Faster, Chiper and Better»	95
---	----

ABSTRACTS

ELECTRONIC ENGINEERING MATERIALS

Rearrangement Entropy of Closest Packings

A.S.Neustroev, S.A.Neustroev

The probability values and the quantity variation of the rearrangement entropy for chips with the closest hexagonal and cubic packings have been presented.

MICROELECTRONICS TECHNOLOGY

Technological Regularities of Growing AlN and GaN Structures On Sapphire Using Inorganic Donor-Acceptor Complexes

G.A.Naida, V.V.Smirnov

The process of growing the aluminum and gallium nitride heteroepitaxial layers by the method of hydrolysis of the GaX_3NH_3 and AlX_3NH_3 complex compounds on the (0001) and (1012) sapphire substrates has been investigated. The influence of the technological parameters on the quality of layers has been considered. The layer structure has been investigated by the X-ray diffractometric and electron-graphic methods, and the morphology – by the optical and scanning microscopy methods. The regularities of the heterolayer deposition, typical for AlN and GaN, have been revealed.

MICROELECTRONICS AND SEMICONDUCTOR DEVICES

An Analytical Model for Sub-Micron HEMT's Including Short-Channel Effects

A.M.Bobreshov, I.V.Khreblov

The model for submicron HEMT's, taking into account the dominating short channel effects along with the electron drift velocity saturation, has been proposed. The calculation is based on the fact that in case of short gates the transistor threshold voltage changes due to the influence of these effects. On this model basis the S-parameter characteristics using the circuit design bundle DesignLab 8.0 have been obtained and compared with the experimental data. It has been shown, that taking into account the short-channel effects increases the model accuracy. Also, the influence of these effects on the transistor small-signal model parameters has been investigated.

Analytical Model of Power Density Non-Isothermal Distribution in Structures of Semiconductor Devices

V.A.Sergeev

An analytical model of the power density non-isothermal distribution in the planar structures of the semiconductor devices, based on the local thermal feedback (LTF) approach and considering phase integral of the regular and irregular factors of the non-uniform isothermal current distribution, has been suggested. The formulas for the power density in bipolar transistor structures with the strip and round emitter configuration have been derived. The dependencies of the maximum power density and the effective emitter area on the parameters of the structures and electrical cycle have been investigated. The experimental data, proving the theoretical dependencies, has been presented.

CMOS SOS SRAM Failure Tolerance Dose Rate Investigations (Technique and Results)

A.V.Kirgizova, A.V.Yanenko, A.Y.Nikiforov, N.G.Grigoriev

The experimental investigations of the dependence of the CMOS SOS static RAM information safety level on the stored code and power supply under the pulsed laser irradiation have been presented. The information safety level has been found to depend on the stored information code in the memory matrix. The condition of the "diagonal" code storage may be the most critical one under the pulsed ionizing irradiation.

CIRCUIT ENGINEERING AND DESIGN

Simulation Model of Feedback DAC in Multibit Delta-Sigma Converters for Correction Algorithms Comparison

K.S.Tafintsev

The feedback digital-to-analog converter (DAC) model and the methods of multibit $\Sigma\Delta$ modulator simulation have been developed. The various options for the analog correction of the multibit feedback DAC have been investigated and analyzed. The mathematical justification of the multibit feedback DAC model has been proposed.

Multistage Sigma-Delta Modulator Choice Based on Estimation of Quantization Noise Leakage and Physical Noise

M.V.Lavrentyev, Y.V.Krouglav

The comparative estimation of the epy leakage and physical noise of the first switched capacitor of the multistage sigma-delta modulator has been carried out. The requirements to the modulator architecture and its elements/units parameters have been formulated.

Application of Modular Arithmetic Apparatus for FIR-Filters Construction

M.Y.Semenov, V.S.Kalashnikov, O.V.Lastochkin

The construction principles of the digital signal processing systems using the modular arithmetic on an example of the FIR-filter structures have been demonstrated. The speed comparison for the mentioned systems for the traditional binary realization and for that one using the modular arithmetic has been performed.

A Zoom Estimation Algorithm Utilizing Integral Characteristics of Binarized Images

G.G.Kazennov, A.Y.Mirgorodski

An algorithm to estimate the zoom – a specific kind of the global scene motion – has been proposed. A few integral characteristics as well as the methods of the zoom value extraction have been investigated. The advantage of the method is its low computational cost, also, it allows for an easy generalization to estimate the global motions like rotation or shift.

Object Views in VLSI EDA Databases

S.A.Dubrovin

The problem of the data transformation from the global (conceptual) database model to the particular task model exists in modern EDA systems. In this paper the approach to the objective views with the data transformations, based on the functional interface for this problem solution, has been presented.

MICROSYSTEMS

Design Optimization of Membrane in MEMS Explosive Gas Sensor

V.V.Amelichev, I.V.Godovitsyn, A.Yu.Krasukov, S.A.Polomoshnov, Yu.A.Chaplygin

The results of the structural optimization of the membrane in the silicon micromachined sensor for using in the portable explosive gas detectors have been presented. The simulation of the heat dissipation process in the sensor with a different membrane design has been carried out using the SOLIDIS3D/ISE TCAD software bunch. The possibility of the application in the dielectric membrane of the explosive gas sensor of a certain polysilicon configuration with the consumption power limitation of 25 mW, has been demonstrated.

Optoelectronic Remote Pressure Meter

E.A.Makaretski, A.V.Ovchinnikov, E.I.Minakov

The optoelectronic remote meter of pressure with a primary converter based on the multilayer optical structures has been considered. The optical circuit and the mathematical models of the meter model have been presented.

MICROPROCESSOR SYSTEMS

Application of Programmable Microcontrollers in Remote Control Systems with Distributed Structure

V.V.Lygach, A.M.Grushevskiy

The programmable microcontroller «OKA», guaranteeing the work high stability and information saving, has been developed for implementation of the remote control and monitoring of the systems with the distributed structure. The developed microcontroller application provides a developed control system, which can be expanded to twenty technological controllers.

INTEGRATED RADIOELECTRONIC DEVICES

Wide-Angle Beamsteering APAA Design Features

V.V.Chistyukhin

The wide-angle beamsteering APAA design features on the APAA basis for mobile satellite TV reception have been considered. Also, the general approach to such type APAA design has been discussed, and some example results of the APAA aperture calculation, radiator type choosing and its characteristics calculation, as well as the feeder structure and its characteristics have been presented.

BRIEF REPORTS

Investigation of Threshold Voltage of Vertical MOS Structure Using Apparatus-Technological Simulation Methods

A.G.Balashov

The structure of vertical MOSFET with a planar-doped barrier in the channel has been considered. To investigate the effect of different design features and the process variables on the threshold voltage, the apparatus-technological simulation of several structure variants has been carried out.

Improvement of Double-Gate MOS Transistor by «Gate Engineering» Method

O.V.Sopova

The influence of the so called «gate engineering» on the characteristics of double-gate MOS with submicron sizes has been investigated. The technology enabling to improve the transistor resistance to the short-channel effects, arising due to its size decrease has been described.

Method for Dynamic Distribution of Server Resources among Query Handlers Based on Neuro-Forecasting off Loading.

A.V.Gorodilov

The method of dynamic distribution of the server sources based on neural forecasting of loading has been described. The method permits practically completely to avoid human interfering in the system operation regulation. The automatic balancing of the quantity of the server software handlers based on the forecast and the information about the types of the incoming queries allows the processing time reduction and the efficient distribution of the calculator resources.

CONFERENCES. EXHIBITIONS

Exhibition «Electronics-2004» – «Faster, Chipier and Better»

V.D.Verner, A.A.Kovlev, A.A.Reznev, A.N.Saurov, Ju.A.Chapligin

On the basis of the «Electronics-2004» exposition (Munich, Germany) analysis the tendency of Electronics at present and future has been considered.