

Известия высших учебных заведений

ЭЛЕКТРОНИКА 4'2007

Научно-технический журнал

Издается с 1996 г.

Выходит 6 раз в год

СОДЕРЖАНИЕ

Материалы электронной техники

Бобринецкий И.И., Кукин В.Н., Неволин В.К., Симунин М.М.
Исследование углеродного наноматериала методами
атомно-силовой и электронной микроскопии 3

Шерченков А.А., Апальков А.Б. Распределение зарядо-
вых состояний в щели подвижности α -Si:H 7

Микроэлектронные приборы и системы

Бобришов А.М., Аверина Л.И., Хрипушин А.В., Макаренко Д.А.
Изменение собственного шума усилителя на биполярном
транзисторе с гетеропереходом в нелинейном режиме 15

Володин Е.Б., Игнатъева Е.А., Уздовский В.В. Двумерное
моделирование субмикронных МОП-транзисторов в
охлаждаемых ИК-фотоприемниках 21

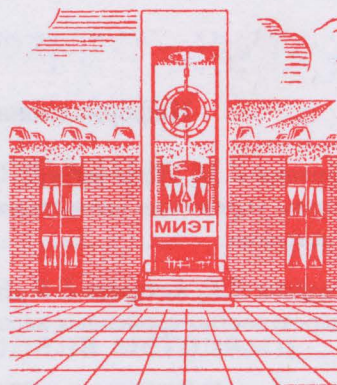
Схемотехника и проектирование

*Стемповский А.Л., Гаврилов С.В., Глебов А.Л.,
Егоров Ю.Б.* Методы многоуровневого анализа быстро-
действия цифровых КМОП СБИС 28

Иванов В.В. Методы логической и схемотехнической ор-
ганизации псевдокомплементарной логики 37

Микросистемы

*Тимошенко С.П., Зотов С.А., Калугин В.В., Рубчиц В.Г.,
Захаров А.А.* Реле на основе МЭМС с электростатическим
принципом управления 44



Учредители:

Министерство
образования и науки
Российской Федерации

Московский
государственный институт
электронной техники
(технический университет)

Главный редактор
В.Д.Вернер

Редакционная коллегия:

Бархоткин В.А.
Быков Д.В.
Грибов Б.Г.
Казённов Г.Г.
Коноплёв Б.Г.
Кобаев Ю.В.
Коркишко Ю.Н.
Королёв М.А.
Кубарев Ю.В.
Неволин В.К.
Неволин В.Н.
Петросянец К.О.
Преснухин Л.Н.
Руденко А.А.
Таиров Ю.М.
Телец В.А.
Тихонов А.Н.
Усанов Д.А.
Чаплыгин Ю.А. (зам. главного
редактора)

Адрес редакции: 124498,
Москва, Зеленоград,
проезд 4806, д. 5, МИЭТ
Тел. (495) 534-6205
Факс (495) 530-5429
E-mail: magazine@rnd.miee.ru
<http://www.miet.ru>

Информационные технологии

- Портнов Е.М., Пономарев Д.А.* Математическая модель системы управления квазистационарными логистическими потоками..... 51
- Гагарина Л.Г., Кокорева Е.В.* Пакет программ для анализа вероятностно-временных характеристик сетей GPRS... 58
- Игнатова И.Г., Шевнина Ю.С.* Метод формирования целевых Web-интерфейсов для работы с информационными ресурсами..... 65
- Колдаев В.Д.* Эвристические алгоритмы контурной сегментации изображений..... 71

Биомедицинская электроника

- Новикова Н.М., Будко В.Н.* Модель восприятия символической информации человеком-оператором с экрана дисплея..... 76

Краткие сообщения

- Дубовой Н.Д., Тарасова Г.И., Тун Мин Наинг, Вин Мьинт Зо* Параметрическая оптимизация системы автоматического регулирования термическим объектом при изодромном управлении..... 85
- Бойченко О.Л.* Особенности проектирования системы безопасности объекта 87
- Горлов М.И., Козьяков Н.Н., Смирнов Д.Ю.* Диагностика надежности ИС по НЧ-шуму с использованием термоциклирования..... 89
- Алюшин М.В., Мьо Ти Ха* Многоканальный усилитель для 2D и 3D микрофонных решеток..... 91
- Памяти Преснухина Леонида Николаевича..... 94
- Contents 95
- Abstracts 96
- К сведению авторов 99

Заведующая редакцией
С.Г.Зверева

Редактор
А.В.Тихонова

Научный редактор
С.Г.Зверева

Художественный редактор
А.В.Тихонова

Корректор
Л.Ф.Летунова

Технический редактор
Л.Г.Лосякова

Компьютерный дизайн, верстка
Е.А.Каменская
А.А.Григорашвили
С.Ю.Рыжков

Подписано в печать 06.08.07.
Формат бумаги 60x84 1/8.
Печать офсетная.
Объем 11,63 усл.печ.л.,
10,4 уч.-изд.л.
Заказ № 83.

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

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

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

МАТЕРИАЛЫ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

УДК 620.18

Исследование углеродного наноматериала методами атомно-силовой и электронной микроскопии

И.И.Бобринецкий, В.Н.Кукин, В.К.Неволин, М.М.Симунин

**Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)**

Предложено использование методов атомно-силовой (АСМ) и просвечивающей электронной микроскопии (ПЭМ) для исследования углеродного материала, получаемого в процессе реакции каталитического пиролиза этанола. Показано применение методов АСМ и ПЭМ для определения геометрических размеров углеродных нановолокон и нанотрубок, а также изучения их механических и адгезионных характеристик и анализа структуры.

Разработка методов получения углеродных наноструктур с уникальными свойствами [1] и возможностью массового производства является перспективным направлением нанотехнологии. При исследовании геометрических, электрических и механических свойств данных структур применяются различные методы, выявляющие функциональные характеристики углеродного наноматериала [2].

Один из способов получения углеродных наноструктур – процесс каталитического пиролиза углеродсодержащей парогазовой смеси [3]. Результатом реакции каталитического пиролиза является углеродный композит, содержащий нановолокна и нанотрубки. На этапах разработки технологии получения углеродного композита необходимо осуществлять контроль его геометрических параметров и структуры.

В настоящей работе предлагается использовать методы атомно-силовой микроскопии (АСМ) и просвечивающей электронной микроскопии (ПЭМ) для исследования получаемого углеродного материала.

Объекты и методы исследования. В качестве объекта исследования применялся композит, образующийся после реакции каталитического пиролиза из газовой фазы этанола [4]. Изучались образцы композита, полученные с использованием трех типов катализаторов: подложки из нержавеющей стали, предварительно обработанные перманганатом калия KMnO_4 ; золь-гель – дихлорид гексааммоний-никеля $[\text{Ni}(\text{NH}_3)_6]\text{Cl}_2$ в этаноле; тонкие пленки никеля.

Для АСМ-исследований образцы композита готовились по стандартной методике [5]. Образец помещался в емкость с 2-пропанолом и ультразвуком диспергировался до образования метастабильного коллоидного раствора. Коллоид наносился на очищенную поверхность кремниевой пластины с термически сформированным диоксидом. Затем образец отжигался в вакууме при давлении 1 кПа и температуре 300 °С. В случае ПЭМ-исследований композит в виде аэрогеля помещался на специальную сетку диаметром 3 мм.

Методы АСМ позволяют получать топографию поверхности и выявлять как детали, так и геометрические характеристики объектов поверхности, например частиц катализато-

ра или сажи. Образцы исследовались в полуконтактном режиме работы атомно-силового микроскопа Solver-P47. Были использованы кремниевые кантилеверы с резонансной частотой 120–180 кГц. Типичный радиус закругления острия кантилевера 10–30 нм. Удалось получить с достаточно высоким разрешением топографию структур, сформированных при пиролизе этанола. При действии латеральных сил со стороны кантилевера может происходить движение как нанотрубок, так и других частиц на поверхности образца, вследствие которого на АСМ-изображении появляются помехи в виде так называемых «затяжек». Для устранения этого в процессе подготовки образца для исследований использовалась процедура вакуумного отжига для улучшения адгезии композита к подложке.

Электронно-микроскопические исследования проводились на приборе Philips CM-30 при ускоряющем напряжении 200 кэВ. Для получения светлопольных и темнопольных изображений с дифракционным контрастом использовались стандартные методики [6]. Контраст на таких изображениях зависит от локальной ориентации кристаллографических плоскостей относительно падающего электронного пучка. Эти методики непосредственно связаны с получением и анализом дифракционных картин, что позволяет выявлять сложный фазовый состав и дефекты структуры исследуемых объектов, определять их размеры и взаимное расположение.

Результаты исследования. При использовании катализатора в виде подложки из нержавеющей стали, предварительно обработанной перманганатом калия, в процессе реакции формировались цилиндрические углеродные наноструктуры – нановолокна и нанотрубки. Анализ АСМ-изображений показал, что характерные толщины нановолокон и нанотрубок изменялись от 3 до 300 нм в зависимости от технологии их получения. При этом длина нановолокон менялась от 5 до 40 мкм. Топография одного из таких композитов представлена на рис.1. Также установлено, что помимо нановолокон в процессе термоокислительного разложения углеродсодержащей парогазовой смеси образовывалась сажа, которая являлась препятствием для изучения нановолокон, так как спаивала нановолокна между собой. Для ее устранения использовался отжиг в атмосфере при 500 °С, в процессе которого помимо

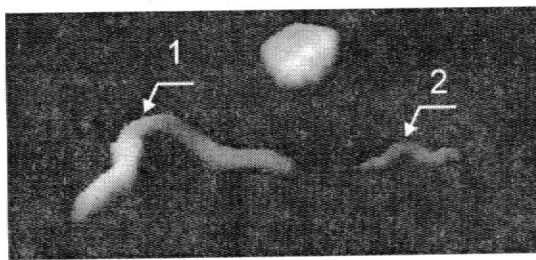


Рис.1. АСМ-изображение углеродного композита, полученного при температуре 600 °С на подложке из нержавеющей стали, предварительно окисленной в $KMnO_4$: 1 – нановолокно диаметром 240 нм; 2 – 180 нм

горения сажи происходило горение нановолокон, в результате чего они становились тоньше. После десятиминутного отжига толщина нановолокон уменьшалась на 100–150 нм.

Топография композита, полученного из дихлорида гексааммоний-никеля в этаноле, представлена на рис.2,а. В этом случае для очистки от посторонних примесей композит отмывался в концентрированной азотной кислоте до прекращения активной реакции, затем промывался в 2-пропанол до нейтральной реакции индикатора. В отличие от нановолокон, полученных вышеописанным методом, данные волокна представляют собой жгуты из нанотрубок (рис.2,б). Независимо от технологии получения характерная длина жгутов составляла 0,5–5 мкм, а диаметр 20–30 нм.

Многослойные углеродные нанотрубки, полученные с использованием золь-гель катализатора $[Ni(NH_3)_6]Cl_2$, были исследованы методами ПЭМ (рис.3,а). Из анализа серии микрофотографий следует, что внешний диаметр нанотрубок изменялся в пределах от 3 до 50 нм. Это соответствует данным АСМ-исследований. Темная область в левой части микрофотографии на рис.3,а представляет собой частицу катализатора. От формы и размеров таких частиц зависят внутренние и внешние диаметры нанотрубок.

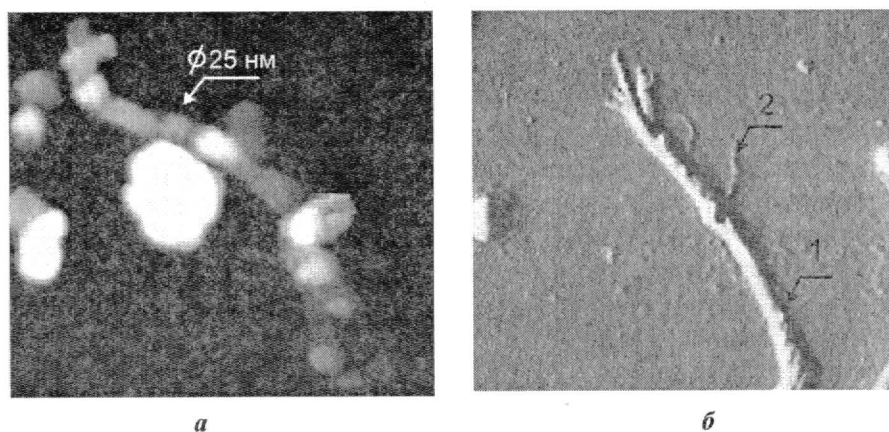


Рис.2. АСМ-топография углеродного композита, полученного из золь-гель катализатора: *а* – топография нановолокна диаметром 25 нм; *б* – топография пучка углеродных нанотрубок после очистки: 1 – пучок углеродных нанотрубок диаметром 23 нм; 2 – углеродная нанотрубка диаметром 3 нм

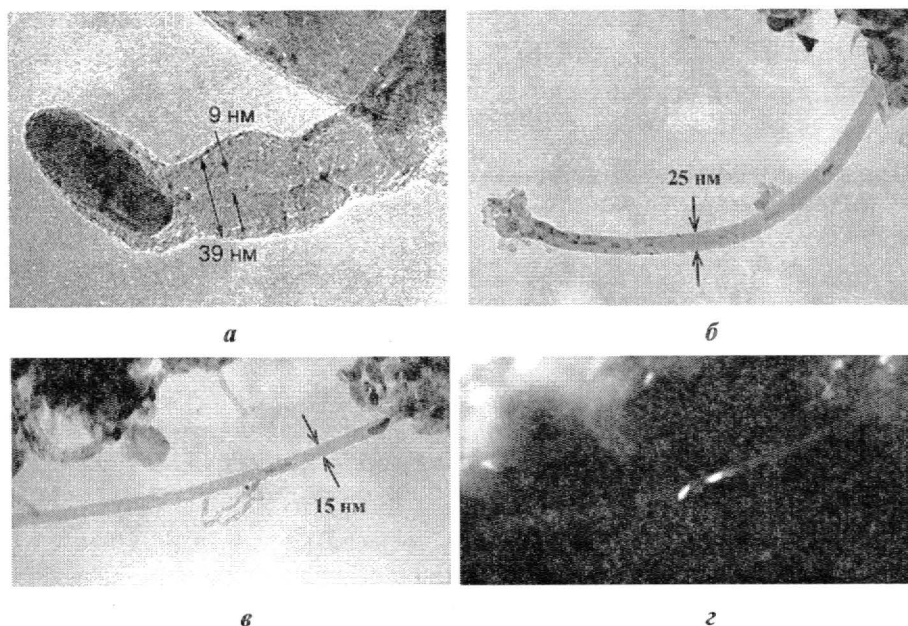


Рис.3. Микрофотографии нанотрубок, полученных с использованием золь-гель катализатора $[\text{Ni}(\text{NH}_3)_6]\text{Cl}_2$ (*а*) и катализатора в виде тонких пленок никеля (*б* – *z*): *а* – нанотрубка, выросшая на несферической частице катализатора; *б* – нанотрубка с интеркалятом внутри нее; *в* – светопольное изображение участка многослойной углеродной нанотрубки; *z* – темнопольное изображение участка многослойной углеродной нанотрубки

Методами ПЭМ также исследовались нанотрубки, полученные на квазиаморфной тонкой пленке никеля (рис.3,б,в,г). Их внешний диаметр по результатам проведенных исследований не превышал 25 нм. Из рис.3,б видно, что внутреннее пространство нанотрубки частично заполнено никелевым интеркалятом, который распределяется во внутренней полости в результате диспергирования катализатора в процессе ее роста.

Светлопольное и темнопольное изображение одного и того же участка многослойной нанотрубки представлено на рис.3,в,г соответственно. С помощью темнопольных изображений выявлялись отдельные частицы катализатора. На электронограммах от таких частиц появлялись кольца, состоящие из близко расположенных друг относительно друга точечных рефлексов. Их плотность зависит от размеров каталитических

частиц. Данный вид электронограмм свидетельствует о том, что частицы никеля представляют собой монокристаллиты, кристаллические решетки которых ориентированы произвольным образом. В исследуемом композите обнаружена магнитная активность, обусловленная наличием этих монокристаллитов внутри нанотрубок. При этом коллоидный раствор помещался в поле постоянного магнита. Под действием поля компоненты коллоида скапливались у той стенки сосуда, к которой поднесен магнит.

Помимо обычных исследований, характеризующихся относительно небольшой плотностью электронного пучка, образцы нанотрубок, изготовленные данным способом, подвергались облучению интенсивным пучком электронов. В результате такого воздействия в течение 7–10 мин многослойная оболочка нанотрубок разрушалась.

Таким образом, с помощью методов АСМ и ПЭМ определены геометрические размеры углеродных нановолокон и нанотрубок, полученных методом каталитического пиролиза из газовой фазы этанола. Их характерный диаметр в зависимости от технологии получения изменяется от 3 до 300 нм, а длина от 0,5 до 40 мкм. Метод ПЭМ показал, что получаемые нановолокна и нанотрубки имеют внутреннюю полость, частично заполненную кристаллитами никеля.

Установлено, что интеркалированные в нанотрубки частицы никелевого катализатора являются монокристаллическими, при этом композит имеет магнитную активность, что указывает на наличие магнитных доменов в интеркаляте.

Литература

1. *Елецкий А.В.* Углеродные нанотрубки // Успехи физических наук. – 1997. – Том 167. – № 9. С. 945–971.
2. *Anantram M.P., Leonard F.* Physics of carbon nanotube electronic devices // Reports on Progress in Physics. – 2006. – № 69. – P. 507–561.
3. *Раков Э.Г.* Методы непрерывного производства углеродных нановолокон и нанотрубок // Химическая технология. – 2003. – № 10. – С. 2–7.
4. *Горшков К.В., Симунин М.М.* Аспекты технологии получения наноструктурированного углерода методом химического осаждения из газовой фазы // Тез. докл. конф. «Микроэлектроника и информатика – 2005». – М.: МИЭТ, 2005. – С. 40.
5. *Бобринецкий И.И., Неволин В.К., Строганов А.А., Чаплыгин Ю.А.* Модуляция проводимости пучков однослойных углеродных нанотрубок // Микроэлектроника. – 2004. – Т 33, № 5. – С. 359–365.
6. *Кукин В.Н., Боргардт Н.И., Агафонов А.В., Кузнецов В.О.* Исследования структуры углеродных нанотрубок методами просвечивающей электронной микроскопии // Заводская лаборатория. Диагностика материалов. – 2005. – № 11. – С. 24–30.

Статья поступила
30 января 2007 г.

Бобринецкий Иван Иванович – кандидат технических наук, докторант, научный сотрудник Центра коллективного пользования «Нанотехнологии в электронике» МИЭТ. *Область научных интересов:* зондовая микроскопия, нанотехнология и нанoeлектроника.

Кукин Владимир Николаевич – кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник лаборатории электронной микроскопии МИЭТ. *Область научных интересов:* исследования структуры и состава материалов, включая наноструктуры, с помощью методов аналитической электронной микроскопии.

Неволин Владимир Кириллович – доктор физико-математических наук, профессор, руководитель Центра коллективного пользования «Нанотехнологии в электронике» МИЭТ. *Область научных интересов:* зондовая микроскопия, нанотехнология и нанoeлектроника.

Симунин Михаил Максимович – научный сотрудник Центра коллективного пользования «Нанотехнологии в электронике» МИЭТ. *Область научных интересов:* зондовая микроскопия, нанотехнология, наноструктурированные материалы.

Распределение зарядовых состояний в щели подвижности α -Si:H

А.А.Шерченков, А.Б.Апальков

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Представлена методика моделирования фотопроводимости с учетом прыжкового механизма переноса носителей, позволяющая оценить распределение зарядовых состояний в щели подвижности α -Si:H. В результате моделирования фотопроводимости тонких пленок α -Si:H, полученных при повышенных скоростях роста, установлено распределение зарядовых состояний и проанализированы процессы перераспределения зарядов в щели подвижности аморфного полупроводника.

В значительной степени оптоэлектронные свойства определяются распределением зарядовых состояний в щели подвижности и процессами перераспределения между этими зарядовыми состояниями. Однако влияние процессов перераспределения между зарядовыми состояниями на оптоэлектронные свойства аморфного полупроводника изучено недостаточно.

В настоящей работе предложена методика моделирования фотопроводимости аморфных полупроводников, которая позволяет оценить распределение плотности зарядовых состояний в их щели подвижности.

Эксперимент. Пленки α -Si:H формировались с помощью высокоскоростного метода осаждения в низкочастотной (55 кГц) плазме тлеющего разряда [1]. Температура осаждения T_s изменялась от 40 до 325 °С.

Температурные зависимости темновой и фотопроводимости измерялись в диапазоне 25–250 °С [1], а зависимости фотопроводимости от уровня генерации – в диапазоне интенсивности излучения от 10^{14} до 10^{17} фотон·см⁻²·с⁻¹. Оптическая ширина щели E_g определялась из спектра пропускания с использованием метода Гауца.

Методика моделирования фотопроводимости аморфных полупроводников. Для описания распределения плотности состояний в щели подвижности использовалась модель, в которой можно выделить хвостовые состояния валентной зоны и зоны проводимости, а также глубокие состояния. Плотности хвостовых состояний валентной зоны N_{VT} и зоны проводимости N_{CT} экспоненциально уменьшаются к середине щели подвижности

$$N_{CT}(E) = N_c \exp\left(-\frac{E_c - E}{kT_c}\right), \quad N_{VT}(E) = N_v \exp\left(-\frac{E - E_v}{kT_v}\right),$$

где N_c , N_v – эффективные плотности состояний в зоне проводимости и валентной зоне соответственно; $kT_v = 0,053$ эВ, $kT_c = 0,027$ эВ – характеристические энергии.

Плотность глубоких состояний N_{DB} , обусловленных оборванными связями, имеет гауссово распределение

$$N_{DB}(E) = \frac{N_D}{\sqrt{2\pi}W} \exp\left(-\frac{(E - E_D)^2}{2W^2}\right),$$

где N_D – плотность состояний на пике гауссиана; W – полуширина пика гауссиана; E_D – положение гауссова пика.

Необходимо учитывать три различных зарядовые состояния, обусловленные оборванными связями: положительно заряженные (D^+) – при отсутствии электрона; нейтральные (D^0) – в случае, когда на них находится один электрон; отрицательно заряженные (D^-) – при двукратном заполнении электронами (рис.1). Перераспределение плотности локализованных состояний возможно в результате следующих реакций:

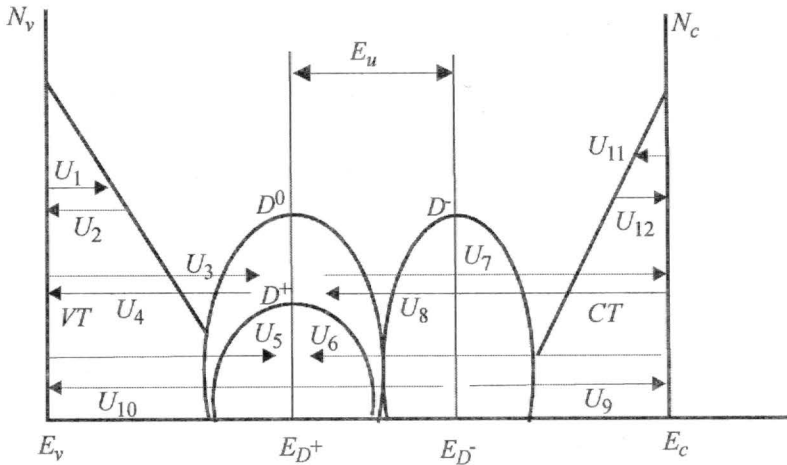


Рис.1. Распределение плотности локализованных состояний в щели подвижности

На рис.1 показаны рекомбинационные и эмиссионные потоки, учитываемые в расчетах.

Связь между потоками и концентрациями носителей и рекомбинационных центров записывается на основе статистики Шокли–Рида–Холла

$$U_1 = \int N_{VT}(E) \cdot (1 - f_{VT}(E)) \cdot e_{VT}(E) dE, \quad U_7 = \int N_{DB}(E) \cdot f^0(E) \cdot e_n^0(E) dE,$$

$$U_2 = p \int N_{VT}(E) \cdot f_{VT}(E) \cdot \sigma_p^{VT}(E) dE, \quad U_8 = n \int N_{DB}(E) \cdot f^0(E) \cdot \sigma_n^0(E) dE,$$

$$U_3 = \int N_{DB}(E) \cdot f^0(E) \cdot e_p^0(E) dE, \quad U_9 = \int N_{DB}(E) \cdot f^-(E) \cdot e_n^-(E) dE,$$

$$U_4 = p \int N_{DB}(E) \cdot f^0(E) \cdot \sigma_p^0(E) dE, \quad U_{10} = p \int N_{DB}(E) \cdot f^-(E) \cdot \sigma_p^-(E) dE,$$

$$U_5 = \int N_{DB}(E) \cdot f^+(E) \cdot e_p^+(E) dE, \quad U_{11} = n \int N_{CT}(E) \cdot (1 - f_{CT}(E)) \cdot \sigma_n^{CT}(E) dE,$$

$$U_6 = n \int N_{DB}(E) \cdot f^+(E) \cdot \sigma_n^+(E) dE, \quad U_{12} = \int N_{CT}(E) \cdot f_{CT}(E) \cdot e_{CT}(E) dE,$$

где f_{CT} и f_{VT} – вероятности нахождения носителей на состояниях хвостов зоны проводимости и валентной зоны соответственно; f^+ , f^0 и f^- – вероятности нахождения носителей заряда на глубоких состояниях D^+ , D^0 и D^- под освещением; σ_n^{CT} , σ_n^{VT} – коэффи-

циенты захвата для электронов на хвосты зоны проводимости и валентной зоны соответственно; σ_p^{CT} , σ_p^{VT} – коэффициенты захвата для дырок на состояния хвостов зоны проводимости и валентной зоны соответственно; e_n^0 , e_n^- , – коэффициенты ионизации электронов с состояний D^0 , D^- ; e_p^0 , e_p^+ – коэффициенты ионизации дырок с состояний D^0 , D^+ ; σ_n^+ и σ_n^0 – коэффициенты захвата для электронов на состояния D^+ , D^0 ; σ_p^- , σ_p^0 – коэффициенты захвата для дырок на состояния D^- , D^0 .

При расчетах использовались выражения для указанных параметров, представленные в работе [2].

Для неравновесного стационарного состояния можно записать следующие уравнения:

$$\frac{dn}{dt} = G - U_6 - U_8 - U_{11} + U_{12} + U_7 + U_9, \quad (1)$$

$$\frac{dp}{dt} = G + U_1 + U_3 + U_5 - U_2 - U_4 - U_{10}. \quad (2)$$

Уравнение электронейтральности для нелегированного аморфного полупроводника имеет вид

$$p - n + p_t - n_t + N_d^+ - N_d^- = 0, \quad (3)$$

где n_t , p_t , – концентрации носителей зарядов на хвостах зоны проводимости и валентной зоны; N_d^+ , N_d^- – концентрации положительно и отрицательно заряженных глубоких состояний.

Концентрации n_t , p_t , N_d^+ , N_d^- определяются выражениями

$$n_t = \int N_{CT}(E) f_{CT}(E) dE, \quad p_t = \int N_{VT}(E) f_{VT}(E) dE,$$

$$N_d^- = \int N_{DB}(E) f^-(E) dE, \quad N_d^+ = \int N_{DB}(E) f^+(E) dE.$$

Как правило, при высоких температурах перенос носителей осуществляется по делокализованным состояниям разрешенных зон, и фотопроводимость определяется выражением

$$\sigma_\Phi = (n - n_0) \mu_n e + (p - p_0) \mu_p e,$$

где μ_n и μ_p – подвижности электронов и дырок соответственно; e – заряд электрона.

Однако следует отметить, что температурная зависимость фотопроводимости для рассматриваемых образцов свидетельствует об активационном характере фотопроводимости. В условиях освещения, когда концентрация $n > n_0$ и $p > p_0$, это может быть обусловлено активационным характером подвижности, что предполагает наличие вклада прыжкового механизма переноса носителей заряда.

Как показано в работе [3], вклад в проводимость прыжкового механизма переноса носителей заряда по локализованным состояниям хвостов зон при комнатных температурах может достигать 30%. При этом увеличение вклада прыжкового механизма транспорта носителей заряда может быть обусловлено увеличением плотности локали-

зованных состояний на хвостах зон, что наблюдается в аморфных пленках с выраженной структурной неоднородностью, сформированных при повышенных скоростях роста и пониженных температурах осаждения, а также в аморфных сплавах сложного состава (сплавы α -SiGe:H и α -SiC:H) [4].

Таким образом, следует использовать общую формулу проводимости:

$$\sigma_{\phi} = \sigma_{\text{распр}} + \sigma_{\text{прыжк}}, \quad (4)$$

где $\sigma_{\text{распр}} = (n - n_0) \mu_{ne} + (p - p_0) \mu_{pe}$ – избыточная проводимость, обусловленная переносом носителей по распространенным состояниям; $\sigma_{\text{прыжк}} = (n_1 - n_{10}) \mu_{nh} e + (p_1 - p_{10}) \mu_{ph} e$ – избыточная проводимость, обусловленная переносом носителей с помощью прыжкового механизма; n_{10} и p_{10} – темновые концентрации электронов и дырок на хвостах зон; n_1 и p_1 – концентрации электронов и дырок на хвостах зон при освещении полупроводника; μ_{nh} и μ_{ph} – подвижность электронов и дырок по локализованным состояниям хвостов зон соответственно.

Равновесные темновые концентрации свободных носителей определяются из выражений

$$n_0 = N_c \exp[-(E_c - E_F)/kT] \quad \text{и} \quad p_0 = N_v \exp[-(E_F - E_v)/kT].$$

Концентрация носителей на хвостах зоны проводимости и валентной зоны без освещения можно определить как

$$n_{10} = \int_{E_v}^{E_c} N_{CT}(E) \exp[-(E - E_F)/kT] dE \quad \text{и} \quad p_{10} = \int_{E_v}^{E_c} N_{VT}(E) \exp[-(E - E_F)/kT] dE.$$

Для моделирования температурной или генерационной зависимости фотопроводимости с использованием уравнения (4) рассчитываются концентрации свободных носителей заряда, носителей на хвостах зон, а также положительно и отрицательно заряженных глубоких состояний, для чего необходимо решить систему уравнений (1)–(3). При этом, однако, используется достаточно большое количество подгоночных параметров. Это приводит к тому, что одну и ту же экспериментальную кривую можно подогнать с использованием различных наборов подгоночных параметров. Для того чтобы исключить подобную неоднозначность, разработана специальная методика, в которой моделирование проводится в несколько этапов.

На первом этапе ориентировочное положение уровня Ферми, оцененное из температурной зависимости темновой проводимости, использовалось при моделировании генерационных зависимостей фотопроводимости для первоначальной оценки подгоночных параметров и параметров плотности состояний. На втором этапе оцененные параметры использовались для моделирования температурных зависимостей фотопроводимости и определения скорректированного значения уровня Ферми, а также параметров активационной подвижности. Далее уточненные значения положения уровня Ферми и подвижностей использовались для окончательной корректировки подгоночных параметров. Таким образом, для моделирования трех экспериментальных зависимостей – температурной зависимости темновой проводимости и температурной и генерационной зависимостей фотопроводимости использовался один набор подгоночных параметров. Как оказалось, это достаточно жесткое условие, которое позволяет получить практически единственный набор параметров.

Результаты и обсуждение. Согласно результатам моделирования при увеличении температуры осаждения от 40 до 225 °С интегральная плотность всех трех зарядовых

состояний резко уменьшается от $9,2 \cdot 10^{18}$ до $3,0 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$, что сопровождается значительным увеличением концентрации свободных электронов и дырок от $1,3 \cdot 10^{12}$ до $1,4 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ и от $1,3 \cdot 10^{12}$ до $7,0 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-3}$ соответственно (рис.2). При дальнейшем увеличении температуры осаждения до $325 \text{ }^\circ\text{C}$ изменения не такие существенные. При этом уменьшение интегральной плотности состояний сопровождается также перераспределением зарядов на локализованных состояниях (табл.1)

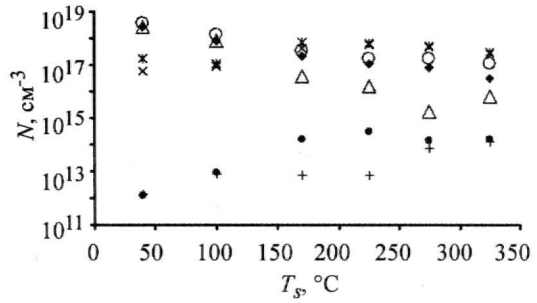


Рис.2. Зависимость распределения плотностей зарядов от температуры осаждения: \blacklozenge – N_d ; \circ – N_d^0 ; Δ – N_d^+ ; \times – n_i ; \star – p_i ; \bullet – n ; $+$ – p

Таблица 1

Результаты моделирования зависимости фотопроводимости слоев α -Si:H, полученных с помощью усовершенствованной методики при различных температурах осаждения

T_s , °C	E_F , эВ	E_g , эВ	$E_c - E_{D^+}$, эВ	$E_c - E_{D^0}$, эВ	$E_c - E_{D^-}$, эВ	p_b , см^{-3}	n_b , см^{-3}	N_d^+ , см^{-3}	N_d^0 , см^{-3}	N_d^- , см^{-3}	N_{db} , см^{-3}
40	0,86	1,73	0,70	0,70	0,40	$1,7 \cdot 10^{17}$	$5,8 \cdot 10^{16}$	$2,6 \cdot 10^{18}$	$3,8 \cdot 10^{18}$	$2,7 \cdot 10^{18}$	$9,2 \cdot 10^{18}$
100	0,85	1,65	0,72	0,72	0,42	$1,2 \cdot 10^{17}$	$8,9 \cdot 10^{17}$	$7,7 \cdot 10^{18}$	$1,4 \cdot 10^{18}$	$8,3 \cdot 10^{17}$	$3,0 \cdot 10^{18}$
175	0,82	1,73	0,73	0,73	0,43	$1,1 \cdot 10^{18}$	$9,7 \cdot 10^{17}$	$4,2 \cdot 10^{16}$	$3,4 \cdot 10^{17}$	$2,1 \cdot 10^{17}$	$6,0 \cdot 10^{17}$
225	0,83	1,78	0,71	0,71	0,41	$6,7 \cdot 10^{17}$	$5,5 \cdot 10^{17}$	$1,5 \cdot 10^{16}$	$1,7 \cdot 10^{17}$	$1,2 \cdot 10^{17}$	$3,0 \cdot 10^{17}$
275	0,87	1,76	0,75	0,75	0,45	$5,6 \cdot 10^{17}$	$4,5 \cdot 10^{17}$	$1,7 \cdot 10^{16}$	$1,7 \cdot 10^{17}$	$7,8 \cdot 10^{16}$	$2,5 \cdot 10^{17}$
325	0,9	1,75	0,80	0,80	0,50	$3,1 \cdot 10^{17}$	$2,8 \cdot 10^{17}$	$6,7 \cdot 10^{16}$	$1,1 \cdot 10^{17}$	$3,2 \cdot 10^{16}$	$1,5 \cdot 10^{17}$

При температуре осаждения $40 \text{ }^\circ\text{C}$ плотность глубоких дефектов в нейтральном и заряженном состояниях ($N_d^0 = 3,8 \cdot 10^{18}$, $N_d^- = 2,7 \cdot 10^{18}$ и $N_d^+ = 2,6 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$) превышает плотность электронов и дырок на состояниях хвостов зон ($n_t = 5,8 \cdot 10^{16}$ и $p_t = 1,7 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$) и заметно уменьшается при повышении T_s до $175 \text{ }^\circ\text{C}$. При дальнейшем увеличении T_s до $325 \text{ }^\circ\text{C}$ плотность глубоких зарядовых состояний незначительно уменьшается ($N_d^0 = 1,1 \cdot 10^{17}$, $N_d^- = 3,2 \cdot 10^{16}$, $N_d^+ = 6,7 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$), а плотность носителей на хвостах зон увеличивается и становится доминирующей ($n_t = 2,8 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$, $p_t = 3,1 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$). Кроме того, происходит увеличение доли состояний N_d^0 в интегральной плотности зарядовых состояний от 40 до 80% за счет уменьшения доли N_d^- и N_d^+ состояний от 30 до 10% (рис.3).

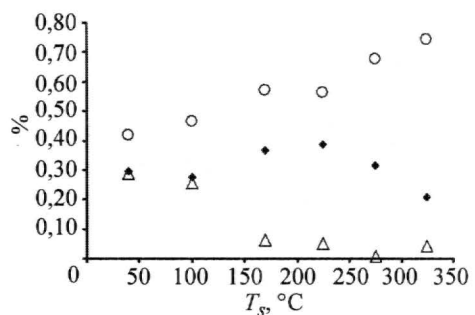


Рис.3. Доля вклада зарядовых состояний в суммарную плотность локализованных состояний при различных температурах подложки: \blacklozenge – $N_d^- N_d$; \circ – $N_d^0 N_d$; Δ – $N_d^+ N_d$

Оценка вклада прыжковой и диффузионной составляющей проводимости в общую проводимость для пленок α -Si:H показала, что

доля прыжковой проводимости составляет 30% для образцов, полученных при температурах осаждения 40 °С. При увеличении температуры осаждения до 175 °С, доля прыжковой проводимости значительно уменьшается (с 30 до 10%). При дальнейшем повышении температуры подложек более 175 °С доля прыжковой проводимости практически не изменяется и составляет ~10%.

Таким образом, увеличение температуры осаждения сопровождается не только увеличением количества свободных носителей, общим уменьшением плотности состояний, но и перераспределением зарядов на глубоких состояниях. Причем можно выделить две температурные области осаждения $T_s = 40-175$ °С и $T_s = 175-325$ °С с различным ходом зависимостей. Такое изменение плотности зарядовых состояний и концентрации электронов и дырок в разрешенных зонах и на хвостах зон согласуется с изменением других свойств пленок α -Si:H. Установлено, что с ростом температуры подложки от 40 до 175 °С фотопроводимость пленок увеличивается от $4,35 \cdot 10^{-8}$ до $5,25 \cdot 10^{-5}$ Ом⁻¹см⁻¹, а при дальнейшем росте T_s практически не изменяется. Аналогичное поведение наблюдается для фоточувствительности σ_{ϕ}/σ_T и параметра $\eta_{\text{пт}}$ (табл.2).

Таблица 2
Оптоэлектронные свойства пленок α -Si:H при различных температурах подложки

T_p , °С	$\eta_{\text{пт}}$, см ² /В	σ_T , Ом ⁻¹ ·см ⁻¹	σ_{ϕ} , Ом ⁻¹ ·см ⁻¹	σ_{ϕ}/σ_T	R
40	$8,5 \cdot 10^{-11}$	$8,8 \cdot 10^{-12}$	$4,6 \cdot 10^{-8}$	$9,9 \cdot 10^4$	0,57
100	$1,8 \cdot 10^{-9}$	$1,6 \cdot 10^{-11}$	$1,1 \cdot 10^{-6}$	$2,8 \cdot 10^5$	0,21
170	$5,0 \cdot 10^{-8}$	$2,8 \cdot 10^{-10}$	$3,1 \cdot 10^{-5}$	$1,7 \cdot 10^4$	0,13
225	$7,1 \cdot 10^{-8}$	$3,5 \cdot 10^{-11}$	$5,2 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^3$	0,14
275	$1,0 \cdot 10^{-7}$	$1,1 \cdot 10^{-10}$	$6,8 \cdot 10^{-5}$	$1,3 \cdot 10^2$	0,29
325	$9,5 \cdot 10^{-8}$	$7,9 \cdot 10^{-10}$	$6,6 \cdot 10^{-5}$	$5,0 \cdot 10^1$	0,06

Для определения природы глубоких состояний, ответственных за перераспределение зарядовых состояний и рекомбинационные процессы в α -Si:H, проведен сравнительный анализ результатов моделирования фотопроводимости и данных ИК-спектроскопии. При анализе ИК-спектров полученных образцов идентифицированы три основные полосы поглощения: полоса с пиком на 640 см⁻¹, обусловленная модой качания и изгиба связей Si-H, Si-H₂ и (Si-H₂)_n; полоса в диапазоне 800-900 см⁻¹, обусловленная модой изгиба связей Si-H₂ и (Si-H₂)_n; полоса в диапазоне 1900-2200 см⁻¹, обусловленная модой растяжения-сжатия связей Si-H и Si-H₂. Содержание водорода в пленке определялось по поглощению полосы с частотой 640 см⁻¹.

По данным ИК-спектроскопии определен микроструктурный параметр R , характеризующий микроструктуру исследуемых пленок:

$$R = \frac{I_{2090}}{I_{2000} + I_{2100}},$$

где I_{2000} и I_{2100} – интенсивности полос поглощения при 2000 и 2100 см⁻¹.

Анализ данных ИК-спектроскопии показал, что с увеличением температуры подложки происходит гомогенизация микроструктуры пленок, о чем свидетельствует уменьшение микроструктурного параметра R . При этом изменение микроструктуры

пленок сопровождается упорядочением структуры, на что указывает значительное уменьшение ширины хвостов зон и плотности глубоких состояний.

Наблюдается корреляция микроструктурного параметра R с перераспределением зарядовых состояний от положительно и отрицательно заряженных к нейтральным состояниям (рис.4). При этом в диапазоне температур подложек от 40 до 175 °C происходит значительное уменьшение параметра R от 0,57 до 0,13, а при дальнейшем увеличении температуры подложки уменьшение не так существенно. В то же время (рис.5) с ростом температуры подложки до $T_p = 175$ °C увеличивается концентрация водорода. Такое увеличение концентрации водорода и уменьшение R свидетельствует о перераспределении связей от Si-H₂ к Si-H [4] за счет увеличения диффузионной подвижности водорода во время осаждения при повышении температуры подложки. В этом температурном диапазоне наблюдается увеличение доли нейтральных и отрицательно заряженных состояний в общей концентрации глубоких состояний и резкое уменьшение доли положительных состояний (см. рис.3). Таким образом, в диапазоне температур осаждения от 40 до 175 °C за процессы перераспределения зарядовых состояний от положительных к отрицательным и нейтральным ответственны процессы перераспределения водорода из конфигураций Si-H₂ к конфигурациям Si-H.

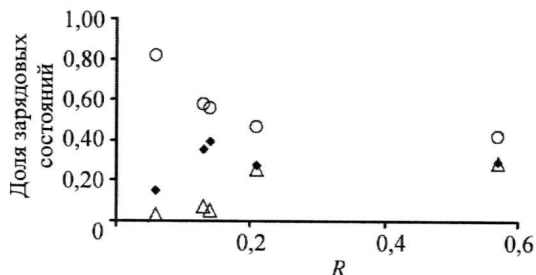


Рис.4. Взаимосвязь зарядовых состояний и микроструктурного параметра R : ◆ – $N_d^- N_d$; ○ – $N_d^0 N_d$; ▲ – $N_d^+ N_d$

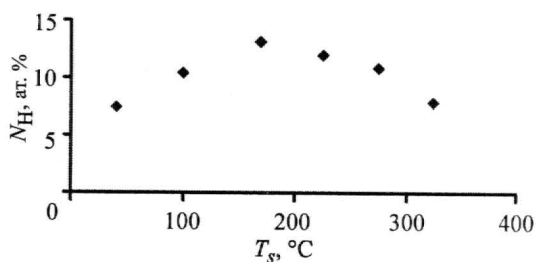


Рис.5. Зависимость концентрации водорода N_H от температуры подложки T_s в пленках α -Si:H

Дальнейшее увеличение температуры подложки (более 175 °C) стимулирует удаление водорода из прочно связанных конфигураций Si-H [4], что сопровождается уменьшением концентрации водорода (см. рис.5). В этом температурном диапазоне от 175 до 325 °C наблюдается уменьшение доли отрицательно заряженных состояний и увеличение доли нейтральных при сохранении доли положительных состояний (см. рис.3). Таким образом, за перераспределение зарядовых состояний от отрицательно заряженных к нейтральным при температурах осаждения α -Si:H выше 175 °C ответственны процессы удаления водорода из прочно связанных конфигураций Si-H.

Использование разработанной методики для моделирования фотопроводимости тонких пленок α -Si:H, полученных при повышенных скоростях роста, позволило не только определить распределение зарядовых состояний в щели подвижности, но и проанализировать процессы перераспределения между ними. Установлено, что в диапазоне температур осаждения от 40 до 175 °C за процессы перераспределения зарядовых состояний ответственны процессы перераспределения водорода из конфигураций Si-H₂ к конфигурациям Si-H. При более высоких температурах процессы перераспределения зарядовых состояний обусловлены удалением водорода из прочно связанных конфигураций Si-H.

Литература

1. **Budagyan B.G., Sherchenkov A.A., Gorbulin G.L., Chernomordic V.D.** The properties of α -SiGe:H films fabricated by a novel deposition method // J. Phys.: Condens. Matter. – 2001. – Vol. 13, N 31. – P. 6615–6624.
2. **Minh Q. Tran** On thermal quenching of the photoconductivity in hydrogenated amorphous silicon // Phil. Mag. – 1995. – В 72. – P. 35.
3. **H. Fritzsche** The Amorphous silicon and related materials. – World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 1989.
4. **Будагян Б.Г., Шерченков А.А., Бердников А.Е., Черномордик В.Д.** Высокоскоростной метод осаждения аморфного кремния // Микроэлектроника. – 2000. – Т. 29, № 6. – С. 442–448.

Статья поступила
13 апреля 2007 г.

Шерченков Алексей Анатольевич – доктор технических наук, профессор кафедры материаловедения и физической химии МИЭТ. *Область научных интересов:* физика и технология неупорядоченных полупроводников; гетероструктуры на основе неупорядоченных полупроводников; оптические переходы; электронный транспорт; механизмы фотогенерации и рекомбинации в полупроводниках; термодинамика неравновесных систем; фотоэлектрические преобразователи энергии и солнечная энергетика; перспективные материалы и технологии твердотельной электроники.

Апальков Александр Борисович – аспирант кафедры материаловедения и физической химии МИЭТ. *Область научных интересов:* физика и технология неупорядоченных полупроводников; оптические переходы; электронный транспорт; механизмы фотогенерации и рекомбинации в полупроводниках.

Научно-практическая конференция с международным участием "Нанотехнологии и наноматериалы для биологии и медицины"



Новосибирск
11 - 12 октября 2007 г.

Организаторы конференции: Сибирский университет потребительской кооперации; Национальный мексиканский университет; Новосибирский государственный медицинский университет; Институт химии твердого тела и механохимии СО РАН; Институт клинической и экспериментальной лимфологии СО РАМН.

При участии и поддержке: Институт концептуальных исследований; Научно-образовательный центр при НГУ «Молекулярный дизайн и экологически безопасные технологии»; Новосибирский государственный медицинский университет; ООО НПЦ «Вектор-Вита»; ООО «Вектор ПРО».

Основные направления докладов:

Нанотехнологии и наноматериалы

на основе серебра

на основе висмута и его соединений

на основе других металлов и их соединений.

Свойства и методы исследования наночастиц металлов для биологии, медицины, ветеринарии, лечебной косметологии, биологически активных добавок к пище.

Адрес оргкомитета:

630087, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 26, кафедра естественных наук (ауд. 406, 408)

Ученый секретарь:

Шахтштейндер Татьяна Петровна, к.х.н.

Телефон: (383) 346-18-10

Факс: (383) 346-20-98, (383) 346-20-87

E-mail: natural (at) sibupk.nsk.su, ag (at) genn.ru

Официальные сайты конференции:

www.ag.genn.ru

www.sibupk.nsk.su/NANO/index.htm

Изменение собственного шума усилителя на биполярном транзисторе с гетеропереходом в нелинейном режиме

А.М.Бобрешов, Л.И.Аверина, А.В.Хрипушин, Д.А.Макаренко

Воронежский государственный университет

На основе метода рядов Вольтерра проанализировано изменение уровня собственных шумов усилителя на биполярном транзисторе с гетеропереходом при воздействии на его вход интенсивной помехи. В процессе анализа учтена нелинейность коррелированных источников шумовых токов коллектора и базы. Показано, что изменение шума на выходе усилителя под действием помехи зависит как от нелинейных свойств транзистора и режима его работы по постоянному току, так и от соотношения уровней всех его собственных шумовых источников.

Современные биполярные транзисторы с гетеропереходом (Heterojunction bipolar transistor – НВТ) приближаются по своим параметрам к транзисторам с высокой подвижностью электронов (НЕМТ) [1], что позволяет использовать их в малошумящих усилителях (МШУ) радиоприемных устройствах СВЧ-диапазона.

Поскольку в сложной электромагнитной обстановке на входе усилителя могут оказаться помехи с уровнем, превышающим верхнюю границу динамического диапазона, представляет интерес исследование нелинейных эффектов, возникающих в усилителях на НВТ-транзисторах. Взаимодействие интенсивной помехи, мощность которой превышает границу линейности, с полезным сигналом, собственными и внешними шумами усилителя приводит к изменению уровней сигнала и шума на выходе усилителя, а значит и к изменению коэффициента шума [2]. Внешние шумы, усиливаемые вместе с сигналом, и собственные, сформированные внутри транзистора, по-разному взаимодействуют с интенсивной помехой. Анализ такого взаимодействия и расчет изменения мощности сигнала и шума в нелинейном режиме является важным этапом в определении потери чувствительности приемной системы. Подобные исследования уже проводились для усилителя на полевых транзисторах с затвором Шоттки [3] и на НЕМТ-транзисторах [4]. В настоящей работе проведено исследование шумовых характеристик усилителя на НВТ-транзисторе в нелинейном режиме.

Нелинейная модель НВТ-транзистора с учетом его шумовых свойств. Эквивалентная схема НВТ-транзистора, содержащая шумовые источники и позволяющая анализировать работу транзистора в нелинейном режиме, представлена на рис.1.

Нелинейными элементами эквивалентной схемы являются емкости база–эмиттер $C_{БЭ}$ и база – коллектор $C_{БК}$, а также источники тока базы и коллектора, характеризующиеся крутизной g_B и g_K соответственно. В качестве метода нелинейного анализа выбран метод рядов Вольтерра, а характер нелинейности определяется разложением всех нелинейных элементов в ряд по степеням напряжения в окрестности рабочей точки.

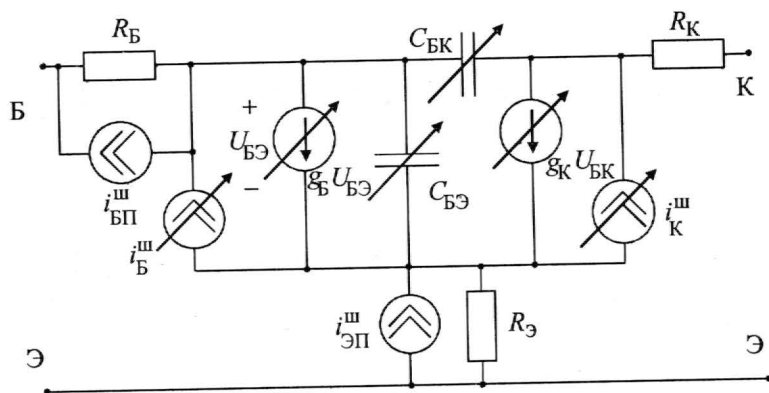


Рис.1. Нелинейная шумовая модель НВТ-транзистора

Основными источниками возникновения собственных шумов в НВТ-транзисторе в СВЧ-диапазоне являются дробовые шумы базы и коллектора и тепловые шумы паразитных сопротивлений базы и эмиттера. Причем шумы паразитных сопротивлений не коррелированы между собой и с шумами базы и коллектора, а шумы базы и коллектора между собой коррелированы. Среднеквадратичные значения шумовых токов базы $\overline{|i_B^{ш}|^2}$, коллектора $\overline{|i_K^{ш}|^2}$ и паразитных сопротивлений базы $\overline{|i_{БП}^{ш}|^2}$ и эмиттера $\overline{|i_{ЭП}^{ш}|^2}$ могут быть определены следующим образом [5]:

$$\begin{aligned} \overline{|i_{БП}^{ш}|^2} &= 4kT\Delta f / R_B, \quad \overline{|i_{ЭП}^{ш}|^2} = 4kT\Delta f / R_Э, \\ \overline{|i_B^{ш}|^2} &= 2q\Delta f I_B, \quad \overline{|i_K^{ш}|^2} = 2q\Delta f I_K, \end{aligned} \quad (1)$$

$$jC = \frac{\overline{i_B^{ш}} \cdot \overline{i_K^{ш*}}}{\sqrt{\overline{|i_B^{ш}|^2} \overline{|i_K^{ш}|^2}}}$$

Здесь k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; q – заряд электрона; Δf – полоса частот; $R_B, R_Э$ – сопротивления базы и эмиттера; I_B, I_K – токи базы и эмиттера; C – коэффициент корреляции; j – мнимая единица.

Для возможности анализа собственных шумов транзистора в его модели источники шумов представляются генераторами токов $i_{БП}^{ш}, i_{ЭП}^{ш}, i_B^{ш}, i_K^{ш}$ (см. рис.1). Два последних источника шума (1) содержат нелинейные функции $I_B(U_{БЭ})$ и $I_K(U_{БЭ})$, поэтому сами являются нелинейными элементами.

Изменение уровня собственного шума усилителя в нелинейном режиме. Рассмотрим процесс взаимодействия собственных шумов с интенсивной помехой в МШУ на НВТ-транзисторе. Выражение для спектральной плотности собственного шума на выходе усилителя, относящейся к единичной полосе частот, с учетом корреляции шумов базы и коллектора может быть записано в виде суммы трех независимых компонент:

$$G_{\text{вых}} = G_{\text{вых}}^Б + G_{\text{вых}}^Э + G_{\text{вых}}^БК,$$

где $G_{\text{ВЫХ}}^{\text{Б}}$, $G_{\text{ВЫХ}}^{\text{Э}}$ – спектральные плотности шумов паразитных сопротивлений базы $R_{\text{Б}}$ и эмиттера $R_{\text{Э}}$; $G_{\text{ВЫХ}}^{\text{БК}}$ – совместная спектральная плотность шумов коррелированных источников базы и коллектора на выходе усилителя.

По аналогии с коэффициентом блокирования усилителя по полезному сигналу $K_{\text{бл}} = \frac{\overline{P_{\text{ВЫХ}}^{\text{с}}}}{\overline{P_{\text{ВЫХ}}^{\text{с}}}}$, где $\overline{P_{\text{ВЫХ}}^{\text{с}}}$, $P_{\text{ВЫХ}}^{\text{с}}$ – мощности полезного сигнала при наличии и отсутствии помехи соответственно, для оценки изменения уровней собственных шумов транзисторного усилителя при воздействии помехи введем коэффициент подавления собственного шума $K_{\text{п}}^{\text{сш}}$, равный отношению спектральной плотности всех собственных шумов на выходе усилителя при воздействии помехи $\overline{G_{\text{ВЫХ}}} = \overline{G_{\text{ВЫХ}}^{\text{Б}}} + \overline{G_{\text{ВЫХ}}^{\text{Э}}} + \overline{G_{\text{ВЫХ}}^{\text{БК}}}$ к значению спектральной плотности в отсутствие помехи $G_{\text{ВЫХ}}$:

$$K_{\text{п}}^{\text{сш}} = \frac{\overline{G_{\text{ВЫХ}}}}{G_{\text{ВЫХ}}} = g^{\text{Б}} K_{\text{п}}^{\text{Б}} + g^{\text{Э}} K_{\text{п}}^{\text{Э}} + g^{\text{БК}} K_{\text{п}}^{\text{БК}}.$$

Здесь $K_{\text{п}}^{\text{Б}} = \frac{\overline{G_{\text{ВЫХ}}^{\text{Б}}}}{G_{\text{ВЫХ}}^{\text{Б}}}$, $K_{\text{п}}^{\text{Э}} = \frac{\overline{G_{\text{ВЫХ}}^{\text{Э}}}}{G_{\text{ВЫХ}}^{\text{Э}}}$, $K_{\text{п}}^{\text{БК}} = \frac{\overline{G_{\text{ВЫХ}}^{\text{БК}}}}{G_{\text{ВЫХ}}^{\text{БК}}}$ – коэффициенты, характеризующие изменение спектральной плотности независимых источников собственных шумов в отдельности; $g^{\text{Б}} = \frac{G_{\text{ВЫХ}}^{\text{Б}}}{G_{\text{ВЫХ}}}$, $g^{\text{Э}} = \frac{G_{\text{ВЫХ}}^{\text{Э}}}{G_{\text{ВЫХ}}}$, $g^{\text{БК}} = \frac{G_{\text{ВЫХ}}^{\text{БК}}}{G_{\text{ВЫХ}}}$ – весовые коэффициенты, определяющие вклад каждого источника в общий шум транзистора.

Для нахождения коэффициентов подавления шумов паразитных сопротивлений применялась методика, изложенная в [3]:

$$K_{\text{п}}^{\text{Б}}(\omega_m) = \frac{[K_1(j\omega_m) + \frac{3}{2} E^2 K_3(j\omega_m, j\omega_n, -j\omega_n)]^2 + \frac{9}{16} E^4 K_3^3(j\omega_n, j\omega_n, -j\omega_k)}{K_1^2(j\omega_m)}, \quad (2)$$

где K_1, K_3 – ядра Вольтерра первого и третьего порядков; ω_m – частота, на которой проводится анализ (как правило, представляют интерес частоты, совпадающие с частотой сигнала); E, ω_n – амплитуда и частота помехи; $\omega_k = 2\omega_n - \omega_m$; j – мнимая единица. Выражение для $K_{\text{п}}^{\text{Э}}(\omega_m)$ будет аналогичным, только ядра Вольтерра должны определяться для точек включения шумового генератора тока $i_{\text{Эп}}^{\text{ш}}$. Из выражения (2) видно, что коэффициенты подавления шумов паразитных сопротивлений базы и эмиттера не зависят от значений шумовых генераторов тока, а только от их месторасположения в схеме и нелинейных свойств транзистора. Выражение для коэффициента, характеризующего изменение совместной спектральной плотности шумов базы и коллектора с учетом их корреляции, будет иметь более сложный вид:

$$K_{\Pi}^{BK} = \frac{I_B \left\{ [K_1^B + \frac{3}{2} E^2 K_3^B]^2 + \frac{9}{16} E^4 K_3^B \right\}^2 + I_K \left\{ [K_1^K + \frac{3}{2} E^2 K_3^K]^2 + \frac{9}{16} E^4 K_3^K \right\}}{I_B K_1^{B2} + I_K K_1^{K2} + 2C \sqrt{I_B I_K} \operatorname{Re}\{jK_1^B K_1^K\}} + \frac{2C \sqrt{I_B I_K} \operatorname{Re}\{j(K_1^B + \frac{3}{2} E^2 K_2^B + \frac{3}{4} E^2 K_3^B)(K_1^K + \frac{3}{2} E^2 K_3^K + \frac{3}{4} E^2 K_3^K)\}}{I_B K_1^{B2} + I_K K_1^{K2} + 2C \sqrt{I_B I_K} \operatorname{Re}\{jK_1^B K_1^K\}} \quad (3)$$

Здесь K_1^B, K_2^B, K_3^B – ядра Вольтерра для составляющих шума базы; K_1^K, K_2^K, K_3^K – ядра Вольтерра для составляющих шума коллектора. В отличие от выражения (2) в выражении (3) при определении ядер второго и третьего порядков помимо нелинейности параметров эквивалентной схемы транзистора необходимо учитывать нелинейность самих шумовых генераторов тока. Для этого в ветвь исследуемого шумового источника подключаются дополнительные нелинейные источники тока. Их значения будут определяться ядрами Вольтерра более низкого порядка и коэффициентами разложения исследуемого шумового источника. Итак, из выражения (3) видно, что K_{Π}^{BK} зависит от значений шумовых генераторов тока базы и коллектора, их коэффициента корреляции, нелинейных свойств модели транзистора, а также нелинейности самих шумовых источников тока.

Шумовые характеристики усилителя. Для определения параметров эквивалентной схемы НВТ-транзистора использовалась аналитическая модель, описанная в [6]. Расчеты проводились для AlGaAs/GaAs НВТ-транзистора со следующими параметрами: толщина базы 0,1 мкм, толщина коллектора 1 мкм, концентрация примесей эмиттера $5 \cdot 10^{23} \text{ м}^{-3}$, концентрация примесей базы 10^{25} м^{-3} , концентрация примесей коллектора $2 \cdot 10^{22} \text{ м}^{-3}$.

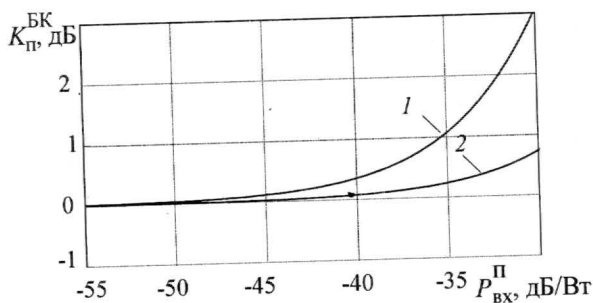


Рис.2. Зависимость K_{Π}^{BK} от входной мощности помехи $P_{вх}^{\Pi}$ с учетом (кривая 1) и без учета (кривая 2) нелинейности шумовых источников

Исследовался каскад усилителя с коэффициентом усиления 16,5 дБ в полосе частот 1,8–4,2 ГГц. В результате исследований установлена необходимость учета нелинейности шумовых источников тока базы и коллектора. На рис.2 представлена расчетная зависимость K_{Π}^{BK} от входной мощности помехи $P_{вх}^{\Pi}$ на частоте 3 ГГц с учетом и без учета нелинейности шумовых источников при напряжении коллектор – эмиттер $U_{КЭ} = 2 \text{ В}$ и база – эмиттер $U_{БЭ} = 1,325 \text{ В}$. Видно, что в обоих случаях уровень шума возрастает с увеличением мощности помехи, однако в первом случае рост шума происходит быстрее.

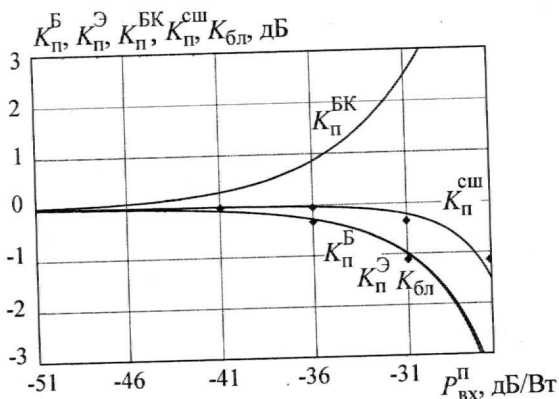


Рис.3. Зависимость $K_{\Pi}^B, K_{\Pi}^Э, K_{\Pi}^{BK}, K_{\Pi}^{сш}$ и $K_{бл}$ от входной мощности помехи $P_{вх}^{\Pi}$ (♦ – эксперимент)

На рис.3 приведены расчетные зависимости коэффициентов подавления шума сопротивлений базы и эмиттера $K_{\Pi}^B, K_{\Pi}^Э$, совместного шума источников тока базы и коллектора K_{Π}^{BK} с учетом нелинейности этих источников от входной мощности помехи $P_{вх}^{\Pi}$. Для сравнения здесь же приведена кривая изменения уровня полезного сигнала $K_{бл}$ (коэффициент блокирования).

Результаты расчета практически совпали для характеристик подавления уровня шумов паразитных сопротивлений K_n^B , $K_n^Э$ и уровня мощности полезного сигнала $K_{бл}$. Уровень же совместного шума базы и коллектора, как было указано выше, возрастает с увеличением мощности помехи. Таким образом, с учетом рассчитанных весовых коэффициентов ($g^B = 0,49$, $g^Э = 0,29$, $g^{БК} = 0,22$) можно получить результирующую зависимость $K_n^{сш}$, т.е. суммарного изменения собственного шума, и сравнить его с поведением коэффициента блокирования $K_{бл}$ в зависимости от мощности входной помехи. Результаты сравнения свидетельствуют, что подавление собственного шума усилителя на HBT-транзисторе происходит в меньшей степени по сравнению с подавлением слабого сигнала. Это приводит к уменьшению выходного отношения сигнал/шум в присутствии интенсивной помехи, а для приемника в целом – к потере чувствительности, что и наблюдается на практике.

На рис.4 приведены зависимости $K_{бл}$ и $K_n^{сш}$ исследуемого усилителя от рабочего напряжения на базе $U_{БЭ}$ при напряжении коллектор – эмиттер $U_{КЭ} = 2В$ при наличии помехи с мощностью 1 мВт. Из рисунка видно, что границы перехода от возрастания уровней сигнала и шума к их уменьшению в присутствии помехи определяются различными напряжениями $U_{БЭ}$. Так, для сигнала это напряжение (при котором $K_{бл} = 0$) составляет 1,317 В, а для шума ($K_n^{сш} = 0$) – 1,324 В. Однако для входных усилителей интерес представляет минимальная величина возрастания коэффициента шума, которая для данной мощности помехи имеет место при напряжении $U_{БЭ} = 1,345 В$. Эта величина определяется при максимальном сближении кривых $K_{бл}$ и $K_n^{сш}$.

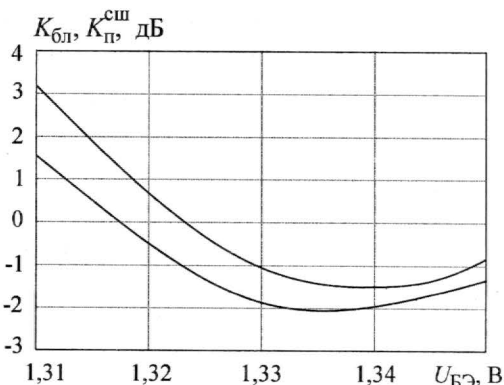


Рис.4. Зависимости $K_{бл}$ и $K_n^{сш}$ от рабочего напряжения на базе $U_{БЭ}$

Таким образом, выбранная нелинейная модель биполярного транзистора с гетеропереходом, учитывающая его шумовые свойства, позволяет анализировать изменение уровня собственного шума на выходе усилителя. Проведенные исследования выявили принципиальную разницу в изменении шумов паразитных сопротивлений базы и эмиттера и совместного шума базы и коллектора в присутствии помехи. Установлена необходимость учета нелинейности шумовых источников тока базы и коллектора. Показано, что изменение собственного шума на выходе МШУ зависит как от нелинейных свойств транзистора и режима его работы по постоянному току, так и от соотношения уровней шумовых источников.

Литература

1. Sakalas P., Schroter M., Zampardi P., Racanelli M. Microwave noise in III–IV and SiGe based HBT's, comparison trends numbers // Proc. 18th Int'l Conf on Noise&Fluctuations. Spain. – 2004. – P. 151–163.
2. Алгаинов Э.К., Бобрешов А.М. Коэффициент шума приемника при наличии помех // Радиотехника. – 1980. – № 6. – С. 35, 36.
3. Алгаинов Э.К., Бобрешов А.М., Аверина Л.И. Изменение шумов в усилителе на полевом транзисторе в нелинейном режиме // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41, № 11. – С. 1386–1389.

4. Алгазинов Э.К., Бобрешов А.М., Аверина Л.И., Лопатин А.И. Шумовые характеристики усилителя на НЕМТ-транзисторе в нелинейном режиме // Изв. вузов. Электроника. – 2001. – № 2. – С. 66–70.
5. A scalable high-frequency noise model for bipolar transistors with application to optimal transistor sizing for low-noise amplifier design / S.P.Voinigescu, M.C.Maliepaard, J.L.Showell et al. // IEEE J. of Solid-State Circuits. – 1997. – Vol. 32, № 9, September. – P. 1430–1439.
6. Analysis of Nonlinear Behavior of Power HBT's / W. Kim, S. Kang, K. Lee et al. // IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 2002. – Vol. 50 (7). – P. 1714–1722.

Статья поступила
9 февраля 2007 г.

Бобрешов Анатолий Михайлович – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой электроники Воронежского государственного университета. *Область научных интересов:* нелинейные явления во входных твердотельных приборах; автоматизированные измерительные системы научных исследований; хаотические системы связи.

Аверина Лариса Ивановна – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры электроники ВГУ. *Область научных интересов:* нелинейные явления во входных твердотельных приборах; компьютерное моделирование радиоэлектронных устройств.

Хрипушин Андрей Владимирович – аспирант кафедры электроники ВГУ. *Область научных интересов:* нелинейные явления во входных твердотельных приборах.

Макаренко Дмитрий Андреевич – студент кафедры электроники ВГУ. *Область научных интересов:* шумы в полупроводниковых устройствах.

Международная конференция и выставка

"Нано- и молекулярные системы для преобразования энергии" "МЕС-2007"



С 1 по 3 октября 2007 г. в Москве состоится международная конференция и выставка «Нано- и молекулярные системы для преобразования энергии» ("Molecular and Nanoscale Systems for Energy Conversion") (МЕС-2007)

Организаторы:

Российская академия наук
МГУ имени М.В.Ломоносова
Правительство Москвы
Институт биохимической физики имени Н.М.Эмануэля РАН
Институт химической физики имени Н.Н.Семенова РАН
ЗАО «Экспо-биохим-технологии»

Тематика конференции:

Молекулярные системы для фотовольтаического преобразования
Наносистемы для солнечной энергетики
Топливные элементы
Катализ для преобразования энергии
Биотопливо и биотехнологии преобразования энергии

Подробная информация на сайте конференции: <http://ibcp.chph.ras.ru/...general.html>

Контактная информация:

Телефон: +7-495-137-64-20 / Факс: +7-495-137-41-01
E-mail: МЕС (at) sky.chph.ras.ru

Двумерное моделирование субмикронных МОП-транзисторов в охлаждаемых ИК-фотоприемниках

Е.Б.Володин, Е.А.Игнатъева, В.В.Уздовский

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Приведены результаты двумерного моделирования субмикронных МОП-транзисторов при температурах 40, 80 и 300 К. Рассмотрены ограничения и перспективы использования субмикронных МОП-транзисторов в охлаждаемых ИК-фотосенсорах. Предложена замена аналоговых высоковольтных схем на низковольтные субмикронные схемы, что позволило расширить динамический диапазон, снизить потребляемую мощность, увеличить помехозащищенность и функциональную насыщенность фотосенсоров.

Совершенствование технологии нанесения на кремниевые подложки с электронными схемами считывания эпитаксиальных слоев узкозонных полупроводников [1], обеспечивающих экстремальные обнаружительные характеристики, открывает принципиальную возможность создания полностью интегрированных БИС высококачественных многоэлементных фотоприемников ИК-диапазона без применения гибридной сборки фоточувствительных элементов (ФЧЭ) с кремниевым мультиплексором.

Однако интеграция ФЧЭ в БИС сокращает долю площади в каждой фотоприемной ячейке, отводимой для электронной схемы [2]. Это обстоятельство требует перехода на технологии КМОП БИС с минимальными размерами транзисторов, так как они могут быть размещены только в зазорах между ФЧЭ из КРТ (рис.1).

Несмотря на то что субмикронная КМОП-технология с минимальным топологическим размером 0,18 и 0,25 мкм вышла на коммерческий производственный уровень, а многие разработки, в том числе и аналоговых БИС [3, 4], ведутся по технологии 0,13 и 0,09 мкм и в ближайшее время будет освоена технология 0,07 и 0,05 мкм, в схемах считывания для ИК-фотоприемников последних поколений такого быстрого перехода на новейшие технологии нет. Однако предпосылки для этого уже наме-

чаются. В последние годы ведущие разработчики ИК-фотоприемников начали вводить в схемы считывания аналогово-цифровые преобразователи (АЦП) [5, 6]. Причем в отличие от классической схемной архитектуры, в которой АЦП располагается на выходе схемы считывания и, как правило, вне кристалла, современная архитектура предпола-

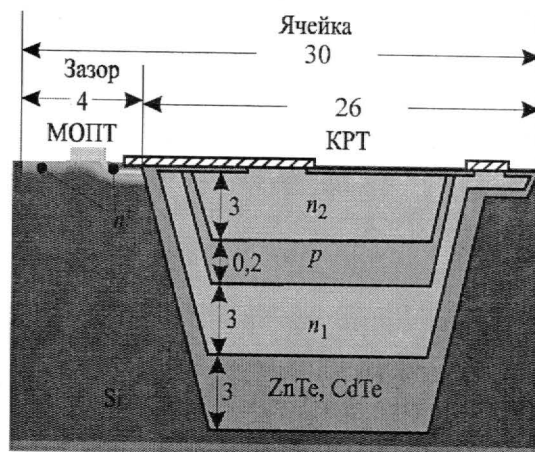


Рис.1. Структура ячейки двухспектрального фотоприемника с MWIR (n_1) и LWIR (n_2) из КРТ, интегрированного в КМОП-схему считывания

гает АЦП мультиплексированных по строкам сигналов на каждом столбце [7] и даже в каждой ячейке [8]. При этом схемы АЦП размещаются равномерно по кристаллу. Так, при дельта-сигма-преобразовании схемы дельта-модуляторов помещают в ячейки, а в столбцах матрицы размещают схемы принятия решений (компараторы), цифровые накопители (счетчики), память и цифровой мультиплексор [7]. Их эквивалентная производительность составляет несколько гигабайт в секунду. Примечательно, что сама функция АЦП является вспомогательным результатом. Главное же состоит в том, что дельта-сигма-преобразователи, расположенные в ячейках и столбцах, предотвращают интеграторы ячеек (накопительные емкости) от переполнения, значительно (до 120–180 дБ) расширяя динамический диапазон, т. е. соответственно увеличивают эквивалентную накопительную емкость ячеек в 10^2 – 10^5 раз [9]. Кроме того, потребляемая распределенным АЦП мощность во всех элементах находится на микроваттном уровне и распределена равномерно по кристаллу, не вызывая значительных температурных перепадов и механических напряжений.

Ввод АЦП в кристалл усложняет его и увеличивает потребляемую мощность и размеры, что весьма нежелательно для охлаждаемых фотоприемников. Поэтому и это направление в совершенствовании ИК-фотоприемников нуждается в использовании субмикронных КМОП-технологий, так как их применение уменьшает размеры БИС считывания и потребляемую ею мощность.

Консервативное отношение разработчиков ИК-схем считывания к новейшим технологиям связано с негативными факторами, вызванными следующими особенностями аналоговой (до сих пор основной) части этих схем.

1. Зарядовая емкость ячейки тем больше, чем больше напряжение питания и не меняется при масштабировании. К тому же классические аналоговые прецизионные схемы типа СГА нуждаются в повышенном напряжении питания относительно порогового напряжения транзисторов, так как их схемы включают несколько последовательно соединенных транзисторов, работающих в активном режиме. Субмикронные же транзисторы не позволяют это делать, так как вынуждены работать с пониженным напряжением питания. При уменьшении размеров степень уменьшения напряжения питания выше степени уменьшения порогового напряжения [10].

2. Низкочастотный шум ($1/f$) растет с уменьшением размеров транзисторов, включенных в аналоговые тракты.

3. «Неидеальность» субмикронных транзисторов, работающих при повышенной напряженности электрического поля, вызывающего ударную ионизацию, лавинное умножение носителей тока с интенсивным излучением в широком спектре длин волн, деградацию параметров [11]. К этому добавляется слабая изученность их поведения при криогенных температурах.

Два из приведенных выше факторов можно исключить из ограничивающих при переходе на глубокий субмикронный уровень путем применения схемной архитектуры, уменьшающей количество аналоговых компонентов в ячейке до трех-четырех за счет введения цифрового накопителя (счетчика) вместо аналогового (конденсатора), высокочувствительного компаратора вместо усилителя. В такой «цифровой» ячейке аналоговыми элементами останутся: фоточувствительный элемент (как правило, фотодиод), транзистор, сопрягающий его прямой инжекцией со входом компаратора, транзистор дельта-модулятора и конденсатор, которого может и не быть, если его роль выполняет емкость входа компаратора.

Все четыре оставшихся аналоговых элемента по напряжению низковольтные. Рабочее напряжение на ИК-фотодиоде не превосходит 0,2 В, сопрягающий транзистор и транзистор дельта-модулятора работают в подпороговом режиме. Их токи, максимальные в длинноволновом ИК-диапазоне, не превосходят 10^{-8} А. Поэтому напряжение на каждом из них ниже порогового и даже в последовательном включении они могут питаться от источника с номиналом, установленным для субмикронной технологии (1,2 В для 0,13 мкм).

Для уменьшения $1/f$ шума сопрягающий транзистор и активный транзистор дельта-модулятора могут быть выполнены и в субмикронной технологии с большими площадями затворов, что возможно, так как площадь ячейки достаточно велика из-за дифракционного предела ее уменьшения (линейный размер 20 мкм при длине волны принимаемого излучения 10–12 мкм). При тщательном проектировании субмикронных транзисторов, включающем компьютерное двумерное моделирование, может быть технологически и топологически ослаблено до приемлемого (более жестко, чем в цифровых и некоторых аналоговых схемах) нежелательное для ИК-фотоприемников влияние таких эффектов, как ударная ионизация, смыкание областей пространственного заряда в канале, туннелирование зарядов в подзатворный диэлектрик, лавинное умножение и генерация фотонов, деградация параметров и сокращение срока службы. Все эти эффекты хорошо изучены и предложен широкий набор средств, с помощью которых можно на них влиять [11, 12].

На рис.2 приведена электрическая схема, поясняющая принцип построения цифровой ячейки с фотодиодом из КРТ, использующий минимальное количество аналоговых элементов. Такая ячейка может быть реализована в первую очередь в субматрицах (линейках) из КРТ с относительно небольшим количеством строк (4–16). Ячейка содержит фотодиод, транзистор адресной выборки TN1, задающий напряжением U_{0D} рабочее смещение на фотодиоде, тактируемый компаратором К с собственной (входной) интегрирующей емкостью, и транзистор TP2 дельта-модулятора, осуществляющий передачу на фотодиод порции заряда ΔQ_+ в том случае, если считанный с фотодиода заряд создаст на входе компаратора напряжение, превосходящее опорное U_{0K} , и он включится.

При тактовой частоте 20 МГц время накопления фотодиода за один такт составит $t = 50$ нс. Пусть изменение напряжения на входе компаратора, достаточное для его включения, составляет $\Delta U = 10$ мВ, собственная входная емкость компаратора с субмикронными транзисторами $C_k = 10$ фФ. Тогда максимальный заряд, который можно получить от фотодиода за каждый такт, будет $\Delta U C_k = 10^{-16}$ Кл, что соответствует максимальному току фотодиода $\Delta Q_+/t = 10^{-16}/5 \cdot 10^{-8} = 2$ нА (в равновесии $\Delta U C_k = \Delta Q_+$).

При проходе пикселя линейки элементом изображения за $T = 50$ мкс (время типичной строчной развертки) максимальное число порций заряда ΔQ_+ , соответствующее максимальному значению интенсивности света на пикселе, составит $T/t = 5 \cdot 10^{-5}/5 \cdot 10^{-8} = 1000$, т.е. будет выражено 10-разрядным двоичным кодом после подсчета срабатываний компаратора счетчиком.

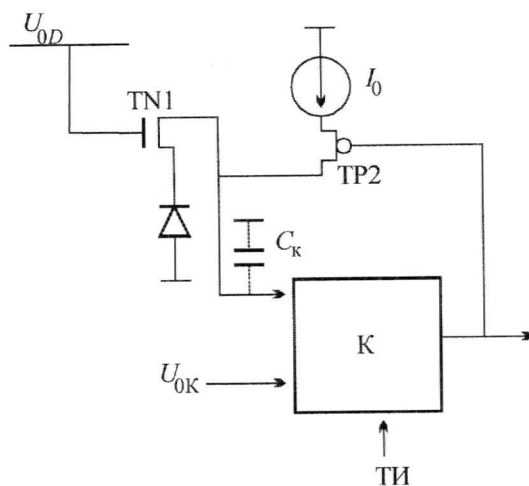


Рис.2. Электрическая схема аналогово-цифровой части цифровой фоточувствительной ячейки: К – тактируемый компаратор; I_0 – ток дельта-модулятора; C_k – интегрирующий конденсатор на входе компаратора; U_{0K} – опорное напряжение компаратора; U_{0D} – напряжение, задающее рабочее смещение фотодиода; ТИ – тактовые импульсы

Минимальный ток фотодиода составляет 1/1000 от максимального, т.е. 2 пА и соответствует величине шумового тока фотодиода из КРТ длинноволнового ИК-диапазона.

Приведенный выше пример показывает возможность реализации аналогово-цифрового преобразования внутри ячейки при использовании в ней всего двух транзисторов в аналоговом режиме и субмикронных транзисторов в цифровой части.

Особенности двумерного моделирования субмикронных МОП-транзисторов при криогенных температурах. Цель моделирования, проведенного при проектировании БИС схемы считывания для ИК-фотоприемника, – определение и последующая оптимизация при криогенных температурах параметров субмикронных транзисторов, а также выявление областей с большой напряженностью электрического поля, вызывающего генерацию горячих носителей, большой ток в подложку и ток в затвор (признаки процессов деградации и сокращения срока службы) в температурном диапазоне 40–80 К.

Для моделирования использовались программы приборно-технологического моделирования MDRAW-DESSIS. Был промоделирован *n*-канальный и *p*-канальный транзистор LDD типа с длиной затвора 0,35 мкм, толщиной поликремния 0,2 мкм, с концентрацией примеси $2 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$. Толщина подзатворного диэлектрика 8,2 нм. Концентрация акцепторов в области канала *n*-канального транзистора $2,4 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$. Концентрация примеси мышьяка слаболегированных областей истока и стока $2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$, сильнолегированных – 10^{20} см^{-3} . Глубина *p-n*-переходов истока и стока 0,11 мкм, слаболегированных областей 0,06 мкм. Длина слаболегированных выступов истока и стока 0,09 мкм, из которых затвором перекрываются по 0,03 мкм.

Геометрия *p*-канального транзистора, сформированного в *n*-кармане с концентрацией $1 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$, и области его затвора аналогичны *n*-канальному, но в приповерхностную область введены два тонких слоя, один толщиной 10 нм встроенного канала *p*-типа с концентрацией $3 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ для подгонки порогового напряжения, а второй толщиной 30–60 нм *n*-типа (мышьяк) с концентрацией $(0,5-1) \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ для предотвращения смыкания сток-истоковых *p-n*-переходов в объеме.

В результате моделирования найдены все основные характеристики транзистора при температурах 300, 80 и 40 К: $I_d(U_d)$, $I_b(U_d)$ и $I_g(U_d)$ при различных U_g и U_b ; $I_d(U_g)$ при различных U_d и U_b в линейном и полулогарифмическом масштабах. Подпороговые характеристики $I_d(U_g)$ приведены на рис.3, 4. Определены изменения от температуры порогового напряжения (растет с уменьшением температуры), крутизны (она максимальна при 80 К) и другие SPICE-параметры. В таблице приведены величины напряженности поля, интенсивности ударной ионизации, плотности тока в области стока, характеризующие эффекты, связанные с горячими электронами, в *n*-МОП-транзисторе при температуре 40, 80 и 300 К для одного варианта. Анализ характеристик и распределения в структуре напряженности электрического поля, пространственного заряда и токов подложки и затвора в диапазоне температур показал:

1) структура транзистора с большим запасом защищает канал от смыкания ОПЗ истока и стока вплоть до $U_d = 5 \text{ В}$, поэтому длина затвора может быть уменьшена до 0,25 мкм при уменьшении напряжения до 3,3 В;

2) тока затвора нет и туннелирование заряда в диэлектрике не наблюдается;

3) имеется область недопустимо повышенной напряженности поля ($> 5 \cdot 10^5 \text{ В/см}$) на скруглении основного стока в нижней его части. Это вызывает генерацию горячих носителей и повышенный ток в подложку, что может привести к излучению фотонов, негативно воздействующих на точность работы схем, оперирующих в подпороговом режиме, и искажающих сигналы ФЧЭ.

Параметры, характеризующие возникновение горячих электронов в структуре МОП-транзистора

T, K	U_g, V	$E_{норм}, V/cm$	$E_{парал}^{**}, V/cm$	$E_{парал}^{**}, V/cm$	$E, V/cm$	$j, A/cm^2$	Ударная ионизация, $cm^{-3} \cdot c^{-1}$
300	4	$1,42 \cdot 10^6$	$6,88 \cdot 10^5$	$7,73 \cdot 10^3$	$\sim 1 \cdot 10^6$	$2,2 \cdot 10^7$	$1,58 \cdot 10^{30}$
	0	$6,63 \cdot 10^5$	$1,14 \cdot 10^6$	$6,65 \cdot 10^3$	$8,8 \cdot 10^5$ ($3,51 \cdot 10^6$)*	$3,4 \cdot 10^{-2}$	$9,22 \cdot 10^{21}$
80	4	$1,51 \cdot 10^6$	$4,24 \cdot 10^5$	$3,15 \cdot 10^3$	$1,1 \cdot 10^6$	$4,7 \cdot 10^7$	$5,48 \cdot 10^{30}$
	0	$6,69 \cdot 10^5$	$1,61 \cdot 10^5$	$3,04 \cdot 10^3$	$8,86 \cdot 10^5$ ($3,54 \cdot 10^6$)*	$2,1 \cdot 10^{-4}$	$2,65 \cdot 10^{15}$
40	4	$1,55 \cdot 10^6$	$3,79 \cdot 10^5$	$1,40 \cdot 10^3$	$1,11 \cdot 10^6$	$4,02 \cdot 10^7$	$4,87 \cdot 10^{30}$
	0	$6,70 \cdot 10^5$	$7,21 \cdot 10^3$	$1,91 \cdot 10^3$	$8,2 \cdot 10^5$ ($3,55 \cdot 10^6$)*	$2,45 \cdot 10^{-5}$	$\leq 10^{-30}$

* Локальная область в диэлектрике у края границы поликремния над стоком.

** $E_{парал}^-$ — для электронов; $E_{парал}^+$ — для дырок.

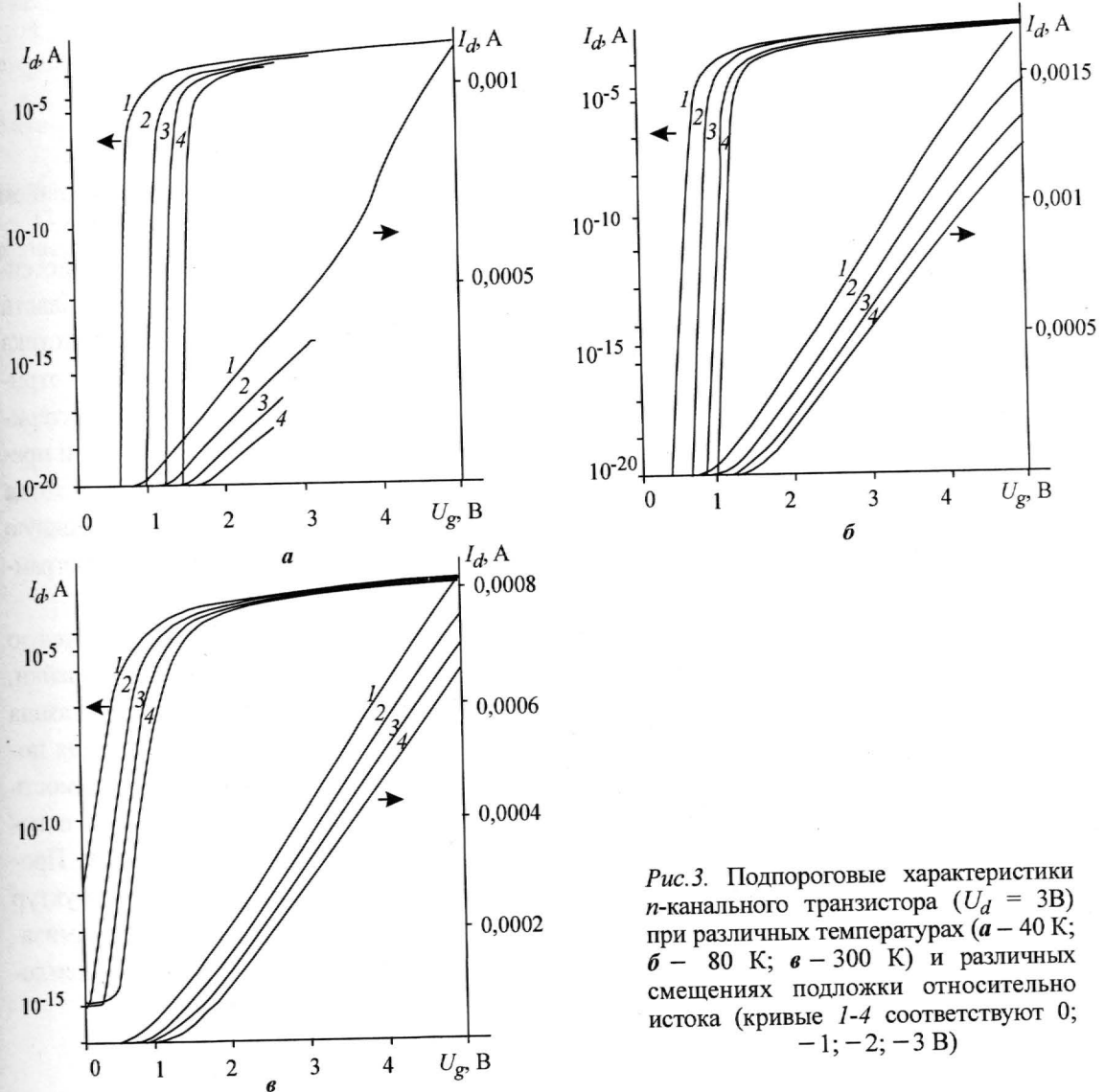


Рис.3. Подпороговые характеристики n -канального транзистора ($U_d = 3V$) при различных температурах (а — 40 К; б — 80 К; в — 300 К) и различных смещениях подложки относительно истока (кривые 1-4 соответствуют 0; -1; -2; -3 В)

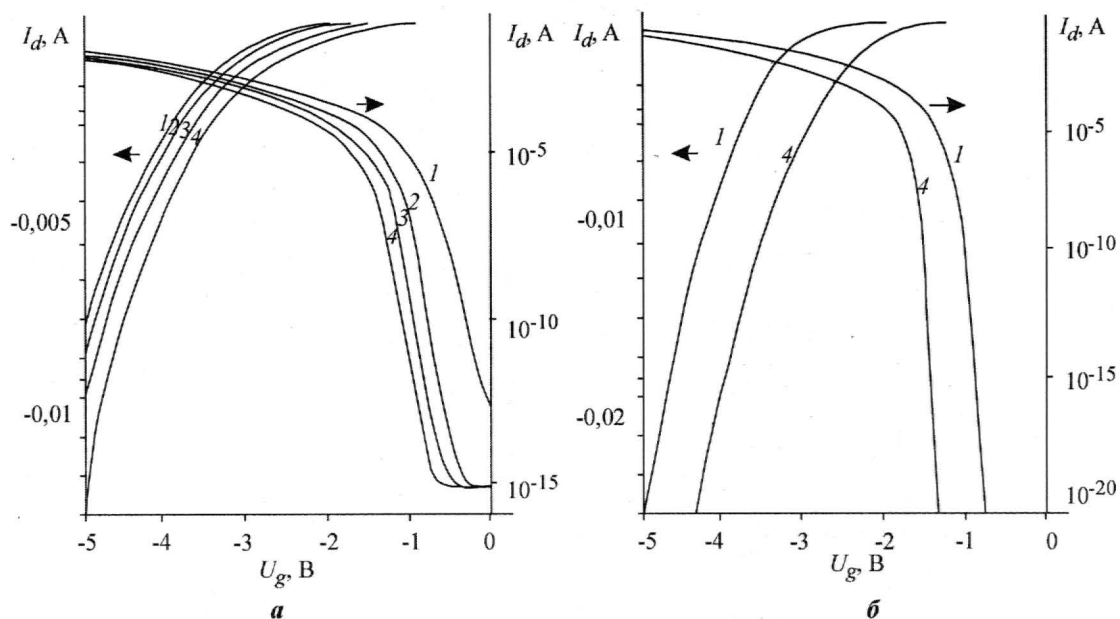


Рис. 4. Подпороговые характеристики p -канального транзистора ($U_d = -3$ В) при различных температурах (а – 80 К, б – 300 К) и различных смещениях подложки относительно истока (кривые 1–4 соответствуют 0; 1; 2; 3 В)

Величина напряженности электрического поля может быть снижена уменьшением концентрации в канале в районе опасной области стока.

Следует отметить особенности расчета исследуемых характеристик при криогенных температурах (особенно при 80 К) и при расчете характеристики $I_d(U_d)$ в области малых U_d (0,1–0,2 В). Эти особенности возрастают при больших U_g . Характеристика имеет крутую начальную часть, но в области 0,1–0,2 В ток стока падает (участок отрицательного сопротивления), а затем снова нарастает, выходя на нормальную характеристику $I_d(U_d)$. При больших U_g программа испытывает трудности со сходимостью и прекращает счет. Необычный вид характеристики наблюдается в случаях, когда предварительно технологическая программа располагала сетку, максимально загущенную в областях p - n -переходов истока и стока. При разреженной и равномерной сетке программа выдала воспроизводимые для разных шагов сетки обычные зависимости $I_d(U_d)$.

Таким образом, технологические успехи по интеграции ФЧЭ из КРТ в кремниевую БИС считывания, сокращающие долю площади, отводимую электронной схеме ячейки, а также достижения схемотехники в увеличении линейного динамического диапазона этих схем за счет введения в них большого количества цифровых схем, снижения потребляемой мощности за счет снижения напряжения питания, диктуют необходимость использования субмикронных КМОП-технологий для реализации на этой основе нового поколения ИК-фотоприемных устройств с экстремальными характеристиками. Проектирование таких ФПУ требует тщательного двумерного моделирования структур субмикронных транзисторов с целью их технологической и топологической оптимизации для работы на криогенных температурах с заданным сроком службы и приемлемыми параметрами.

Литература

1. **Priyalal S.** Wijewarnasuriya, Yuanping Chen, Gregory Brill, Nibir K. Dhar, Michael Carmody, Robert Bailey, Jose Arias. Molecular Beam Epitaxy Grown Long Wavelength Infrared HgCdTe on Compliant Si Substrates // Proc. of SPIE. – Vol. 6206. – P. 6206 11–1–6206 11–10.
2. **John W.** Integrated Infrared Detectors and Readout Circuits / **Cairns, Louise Buckle, Graham J. Pryce et al.** // Proc. of SPIE. – Vol. 6206. – P. 6206 14–1÷6206 14–9.
3. **Chatterjee S., Tsvividis Y., Kinget P.** 0,5-V analog circuits techniques and their application on OTA and filter design / IEEE Journ. of Solid-State Circuits. – Vol. 40, № 12. – P. 2373–2387.
4. **Caldwell T.C., Johns D.A.** A time-interleaved continuous – time /spl Delta// spl Sigma/ modulator with 20-MHz signal bandwidth / IEEE Journ. of Solid-State Circuits. – Vol. 41, № 7, P. 1578–1588.
5. **William Mandl.** Low Power Sensor with Pixel A/D achieves 32 Bit Quantization Level at 30 Fps // Proc. of SPIE. – Vol. 6206. – P. 6206–16÷6206–23.
6. **Bruce Krashefski, James Elliott, Larry Hahn, Mark Goodnough, Tom Molyneux.** A Versatile, Produicable, Digital, FTA Architecture // Proc. of SPIE. – Vol. 6206. – P. 6206 2w-1÷6206 2w-12.
7. **Fortier J., Tazz N.G., Swanunathan A., Plett C.** 1.2V 0.18um CMOS Imager with Column-Level Oversampling // Proc. ESSCIRC 2001, Villach, Austria, Sept. 2001. – P. 132–135.
8. **Yang D., Gamal A.El., Fowler B., Tian M.** A 640×512 CMOS Image Sensor with Ultra WideDinamic Range Floating Point Pixel Level ADS, Journ. of Solid-State Circuits. – Vol. 34, № 12. P. 1821–1834, December 1999.
9. **Дихунян В.Л., Володин Е.Б., Ларцев Н.Ю. и др.** Устройство формирования сигнала резистивных фотосенсоров. Решение ФИПС о выдаче патента по заявке № 2004107770\28(008290) 16.03.2004.
10. **Эннс В.И., Кобзев Ю.М.** Проектирование аналоговых КМОП-микросхем. М.: Горячая линия – Телеком, 2005.
11. **Красников Г.Я.** Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов. Ч. 2, Техносфера, М., 2004.
12. **Красников Г.Я.** Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов. Ч. 1, Техносфера, М., 2002.

Статья поступила
5 марта 2007 г.

Володин Евгений Борисович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник, научный консультант кафедры общей физики МИЭТ. *Область научных интересов:* физика полупроводников, схемотехника полупроводниковых приборов.

Игнатьева Елена Александровна – аспирант кафедры общей физики МИЭТ. *Область научных интересов:* физика полупроводников, моделирование фотоэлектрических процессов в фотоприемных структурах.

Уздовский Валерий Владимирович – доктор физико-математических наук, профессор кафедры общей физики МИЭТ. *Область научных интересов:* физика полупроводников, фотоэлектрические процессы в объемных каналах фотоприемников.

СХЕМОТЕХНИКА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ

УДК 621.3.049.771.14

Методы многоуровневого анализа быстродействия цифровых КМОП СБИС

А.Л.Стемковский, С.В.Гаврилов, А.Л.Глебов, Ю.Б.Егоров

Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН (г. Москва)

Рассмотрены современные стандарты описания быстродействия библиотечных ячеек – NLDM (нелинейная модель задержки) и ECSM (модель, основанная на эффективном источнике тока). Описано использование этих моделей для временного анализа КМОП-схем. Предложен новый метод построения логико-электрических макромоделей КМОП-ячеек на основе ECSM.

Основная часть современных КМОП СБИС состоит из цифровых компонент (90–100% от всей схемы). Использование логических макромоделей для моделирования цифровой части схемы не всегда допустимо вследствие их низкой точности. С совершенствованием технологии требования к точности моделирования цифровой части постоянно возрастают, поскольку с увеличением степени интеграции и быстродействия роль таких факторов, как влияние межсоединений, взаимное влияние схемных элементов, термические эффекты возрастает. Поэтому разработчики, особенно на заключительных стадиях проектирования, вынуждены использовать более точные методы моделирования, основанные на электрических моделях элементов, допускающих учет вышеупомянутых эффектов [1].

Громадные размеры современных СБИС требуют большой производительности программ электрического моделирования. Однако производительность типичных промышленных программ электрического моделирования недостаточна. Даже моделирование довольно малых схем (10^3 – 10^4 элементов) требует десятков часов счета на наиболее производительных рабочих станциях. Один из путей ускорения электрического моделирования – это использование быстрых алгоритмов моделирования, таких как событийные алгоритмы. Другой путь – использование упрощенных моделей, таких как табличные модели элементов или макромоделей библиотечных ячеек.

Развитие методов временного анализа очень важно для эффективного проектирования ИС. Известно, что точность временного анализа зависит от качества используемых моделей быстродействия ячеек [2, 3]. Типичным результатом характеристики ячеек является NLDM (NonLinear Delay Model – нелинейная модель задержки) [4]. Она содержит таблицы для задержек и длительностей выходного фронта ячеек как функций входного фронта и емкости нагрузки. Однако NLDM не дает хороших результатов, если нагрузкой ячейки является RC -цепь.

Для преодоления этого недостатка была предложена модель ECSM (Effective Current Source Model – модель с эффективным источником тока), в которой выход ячейки моделируется как зависящий от времени источник тока [5]. Другая аналогичная известная модель – CCSM (Composite Current Source Model – модель, основанная на композитном источнике тока) [6, 7]. Для входного фронта и нагрузочной емкости, использованных при характеристизации, ECSM содержит зависимость выходного напряжения от времени (вместо пары выходная задержка – выходной фронт в NLDM). Зависимость тока от времени может быть реконструирована из зависимости напряжения. Кроме того, ECSM содержит таблицы для входной емкости ячейки как функции входного фронта и нагрузочной емкости.

Первоначально ECSM была предназначена для использования во временном анализе. В данной работе предлагается основанная на ECSM модель КМОП-ячейки (макромодель), предназначенная для использования в электрическом моделировании. Использование таких макромоделей приводит к значительному ускорению моделирования при приемлемой потере точности в сравнении с моделями транзисторного уровня. Приведены результаты численных экспериментов, демонстрирующие высокую эффективность предлагаемого подхода.

Использование ECSM во временном анализе. ECSM-модель состоит из модели драйвера и модели приемника.

Модель драйвера. Для каждой пары (вход ячейки, выход ячейки), каждого типа переключения ($0 \rightarrow 1$, $1 \rightarrow 0$), каждой длительности входного фронта S_{inp} и нагрузочной емкости C_{load} ячейка моделируется с помощью зависящего от времени источника тока $I(t)$. Функция $I(t)$ задается в табличной форме. Для заданного значения C_{inp} источник тока может быть описан в следующих трех эквивалентных формах: $I(t, C_{load})$; $V(t, C_{load})$; $I(t, V)$. Первые две формы более удобны для хранения ECSM и обработки ячеек с чисто емкостной нагрузкой (в частности, вторая форма используется для хранения ECSM в формате Liberty – наиболее популярном сейчас формате описания библиотек стандартных ячеек) [8]. Последняя форма удобнее для обработки ячейки, нагруженной RC-цепью.

Модель приемника. Для каждой пары (вход ячейки, выход ячейки) и каждого типа переключения ($0 \rightarrow 1$, $1 \rightarrow 0$) входная емкость ячейки задается как табличная функция $C_{inp}(S_{inp}, C_{load})$.

В формате Liberty результаты характеристизации ECSM драйвера хранятся в следующей форме. Имеется двумерная таблица пар $(S_{inp}[iS_{inp}], C_{load}[iC_{load}])$, $iS_{inp} = 1, \dots, nS_{inp}$. Для каждой пары из этой таблицы производится характеристизация ячейки (посредством детального электрического моделирования). Полученная в результате функция $V(t)$ хранится в формате Liberty в соответствии со следующим примером.

Пример описания инвертора в формате Liberty:

```

...
cell (INVI) {
...
    rise_transition (template_2x2) {
        index_1 ("0.01, 1.2");
        index_2 ("0.01, 0.453");
...
        ecsm_waveform ("0") {
            index_1 : "0.1, .3, .7, .9";
            values : "1.005n, 1.012n, 1.018n, 1.02n";
        }
}

```

```

ecsm_waveform ("1") {
    index_1 : "0.1, .48, .7, .9";
    values : "1.011n, 1.02n, 1.027n, 1.032n";
}
ecsm_waveform ("2") {
    index_1 : "0.1, .2, .4, .7, .9";
    values : "1.015n, 1.02n, 1.028n, 1.035n, 1.07n";
}
ecsm_waveform ("3") {
    index_1 : "0.1, .2, .45, .7, .9";
    values : "1.021n, 1.029n, 1.04n, 1.06n, 1.07n";
}
...
}
...

```

Данный пример показывает фрагмент описания инвертора, содержащий главную часть блока *rise_transition_template_2x2* – имя шаблона таблицы, описанного ранее в файле *lib* (файл в формате Liberty). Далее описана 2-мерная таблица пар (S_{inp}, C_{load}) , использованная для характеристики ячейки. Здесь *index_1* – значения S_{inp} , *index_2* – значения C_{load} . Затем даны четыре соответствующие группы *ecsm_waveform*, каждая из которых описывает функцию $V(t)$. В каждой из этих групп строка *index_1* содержит значения нормализованного напряжения, а строка *values* – соответствующие значения времени. Отметим, что значения напряжения и времени, а также количество точек могут быть различными для различных групп *ecsm_waveform*.

Обработка ячейки с чисто емкостной нагрузкой. Если нагрузкой ячейки является постоянная емкость C_{load} и данное значение емкости не использовалось при характеристике, можно вычислить функцию $V(t, C_{load})$ с помощью линейной интерполяции.

Допустим, что время переключения измеряется между уровнями $V=V_L$ и $V=V_H$. Тогда длительность фронта на выходе ячейки равна $S_{out} = t_H - t_L$, где t_H, t_L – решения уравнений $V(t_H, C_{load})=V_H, V(t_L, C_{load})=V_L$.

Если ячейка нагружена одним или несколькими входами других ячеек, то

$$C_{load} = C_0 + \sum_i C_{inp,i}$$

В этом случае S_{out} является длительностью входного фронта для каждой из нагружающих ячеек, поэтому $C_{inp,i}$ зависит от S_{out} . S_{out} , в свою очередь, зависит от C_{load} (следовательно, от каждой $C_{inp,i}$). Поэтому для определения правильного значения S_{out} необходимо некоторое количество итераций.

При обработке ячейки с чисто емкостной нагрузкой могут быть напрямую использованы результаты ECSM характеристики из файла *lib*. Допустим, что нужно вычислить $V(t)$ для некоторых заданных значений S_{inp}, C_{load} и t . Поскольку сетка значений (S_{inp}, C_{load}) является прямоугольной, нужно просто выбрать прямоугольную ячейку, ближайшую к заданной точке (S_{inp}, C_{load}) . Затем вычисляются четыре значения $V(t)$ для четырех вершин этой прямоугольной ячейки и используется линейная интерполяция или экстраполяция. Для вычисления $V(t)$ для узла сетки используется линейная интерполяция внутри соответствующей группы *ecsm_waveform* из файла *lib*.

Обработка ячейки, нагруженной RC-цепью. Допустим, что нагрузкой ячейки является RC-цепь с высоким импедансом. В этом случае более удобным является использование описания источника тока в форме $I(t, V)$. Наиболее точный (но довольно трудоемкий) способ расчета задержек и длительностей фронтов на выходах RC-цепи – это численное интегрирование.

Менее трудоемкий способ основан на использовании π -модели [8, 9]. Для этого нужно трансформировать RC-цепь в π -модель, нагружающую ячейку (рис. 1), провести численное интегрирование для источника тока, нагруженного π -моделью, и вычислить задержку и длительность фронта на выходе ячейки. И, наконец, к исходной RC-цепи применяется метрика (например, логнормальная метрика) для вычисления задержек и длительностей фронтов на выходах RC-цепи [10, 12].

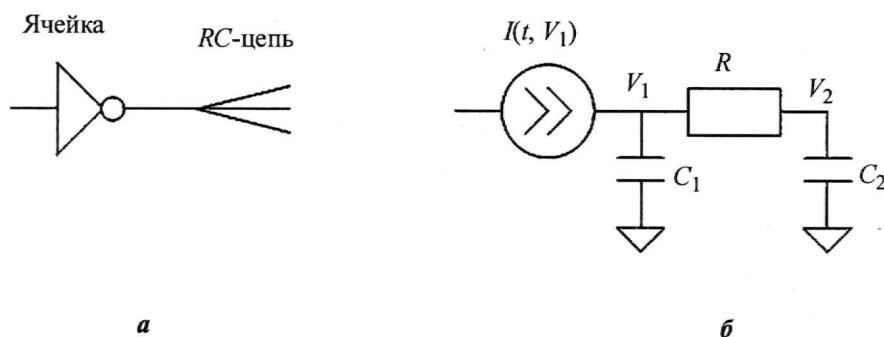


Рис. 1. Ячейка, нагруженная RC-цепью (а), ECSM-драйвер, нагруженный π -моделью (б)

Рассмотрим этот подход более детально. ECSM-драйвер, нагруженный π -моделью, описывается следующей системой уравнений (см. рис.1,б):

$$C_1 \frac{dV_1}{dt} = I(t, V_1) - \frac{1}{R}(V_1 - V_2); \quad C_2 \frac{dV_2}{dt} = \frac{1}{R}(V_1 - V_2).$$

Введя вместо V_2 новую переменную $V = V_1 - V_2$, получим следующую систему:

$$\frac{dV_1}{dt} = \frac{1}{C_1} I - \frac{1}{RC_1} V; \quad \frac{dV}{dt} = \frac{1}{C_1} I - \frac{1}{R} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) V.$$

Аппроксимируя эту систему конечно-разностными уравнениями, имеем:

$$\frac{V_1^{k+1} - V_1^k}{h} = \frac{1}{C_1} I(t^{k+1}, V_1^k) - \frac{1}{RC_1} V^{k+1}; \quad \frac{V^{k+1} - V^k}{h} = \frac{1}{C_1} I(t^{k+1}, V_1^k) - \frac{1}{R} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) V^{k+1}.$$

Отсюда можно получить следующую явную формулу для численного интегрирования:

$$V^{k+1} = \left[\frac{1}{C_1} I(t^{k+1}, V_1^k) + \frac{1}{h} V^k \right] \left[\frac{1}{h} + \frac{1}{RC_1} + \frac{1}{RC_2} \right]^{-1}; \quad V_1^{k+1} = V_1^k + \frac{h}{C_1} I(t^{k+1}, V_1^k) - \frac{h}{RC_1} V^{k+1}.$$

Как отмечалось, для обработки ячейки, нагруженной RC-цепью, нужен набор функций $V(t)$ для различных пар (S_{imp}, C_{load}) преобразовать в набор функций $I(t)$ для различных пар (S_{imp}, V) . Следует подчеркнуть, что в отличие от функций $V(t)$ функции $I(t)$ не являются реальными зависимостями тока от времени. Это просто удобное математическое преобразование исходного набора функций.

Для выполнения этого преобразования необходимо сначала сформировать прямоугольную сетку для пар (S_{inp}, V) . Для этого можно использовать набор значений S_{inp} , содержащийся в файле *.lib*, а также достаточно произвольно выбранный набор значений нормализованного напряжения V (например, набор $\{0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9\}$).

После этого для каждой пары $(S_{inp,i}, V_j)$ нужно сформировать функцию $I(t)$, заданную в виде набора пар (I_k, t_k) . Это можно сделать следующим образом. Для заданной пары $(S_{inp,i}, V_j)$ производится перебор всех значений C_{load} , использованных при характеристизации ECSM модели. Для каждой пары $(S_{inp,i}, C_{load})$ находится решение t_k уравнения $V(t_k) = V_j$, используя соответствующую группу *ecsm_waveform* из файла *.lib*. Из той же группы вычисляется ток I_k посредством численного дифференцирования функции $V(t)$: $I_k = C_{load} \frac{dV}{dt} \Big|_{t=t_k}$.

Следует отметить, что результаты этого преобразования могут храниться во вспомогательном файле аналогично тому, как результаты характеристизации ECSM-модели хранятся в файле *.lib*.

Электрическое моделирование на основе ECSM-макромодели. Во многих случаях значительная часть моделируемой схемы состоит из стандартных КМОП-вентилей. Можно ожидать, что замена полных моделей транзисторного уровня таких вентилях на их макромодели позволит значительно ускорить моделирование при сохранении приемлемой точности. ECSM-модели имеют достаточный набор данных для построения макромоделей, которые могут использоваться в среде программы электрического моделирования.



Рис.2. Структура электрологической макромодели

Структура такой макромодели приведена на рис.2. Для простоты изложения ограничимся ячейкой с одним выходом, хотя число выходов принципиального значения не имеет. Модель состоит из N_{inp} входных емкостей C_{inp} , N_{inp} аналого-цифровых преобразователей АЦП, логической (булевой) функции вентиля и генератора выходного тока $I_{out}(t)$, управляемого логической функцией.

АЦП – это пороговые функции, преобразующие входные напряжения $V_{inp}(t)$ в булевы переменные, подаваемые на вход логической функции.

Для такой модели нет принципиальных проблем для формирования в каждый момент модельного времени t_k необходимых для электрического симулятора данных: вектора полюсных токов $I_p(t_k)$, матрицы производных $J = \frac{dI_p(t_k)}{dU_p(t_k)}$, где U_p – заданный вектор полюсных напряжений.

Функция $I_{out}(t)$ определяется таблицами ECSM-модели. Для вычисления мгновенных значений тока $I_{out}(t)$ при произвольном t используется интерполяция.

В заключение отметим еще одно обстоятельство, существенно влияющее на точность электрического моделирования с использованием ECSM-моделей. Известно, что задержки КМОП-вентилей в значительной степени зависят от состояний всех входов вентиля. Например, если одновременно переключаются все входы вентиля NOR, то задержка будет существенно меньше, чем при переключении только одного из входов.

ECSM-модель предусматривает возможность наличия таблиц для различных входных

состояний. Не будем касаться вопроса насколько громоздка модель, учитывающая все возможные переходы логических состояний. Отметим только, что при электрическом моделировании трудно учесть сам факт одновременного переключения нескольких входов, так как не слишком вероятно, что входные напряжения вентиля пересекут пороговые уровни на одном и том же шаге интегрирования. Предположим, что на одном из входов зарегистрирован факт пересечения порогового уровня, приводящий к изменению выходного логического состояния. В этот момент программа строит функцию $I_{out}(t)$ и включает выходной генератор. Затем через один или несколько шагов интегрирования на другом входе также происходит событие, «помогающее» переключению выхода. Это означает, что функция должна быть определена заново, базируясь уже на других таблицах. Принимая во внимание относительно высокую трудоемкость вычисления функций $I_{out}(t)$, понятно, что учет таких ситуаций может сказаться на времени моделирования схемы. Возникают и другие ситуации, когда изменение состояния одного или нескольких входов изменяет логическое состояние активного выхода (т.е. выхода, для которого в данный момент времени $I_{out}(t) \neq 0$). Поэтому с каждым выходом вентиля должен быть связан список планируемых событий, работа с которым производится так, как это обычно делается в программах логического моделирования.

Вышеупомянутые трудности можно преодолевать с той или иной степенью адекватности и эффективности. Далее продемонстрируем результаты, полученные с этими моделями. Главное же достоинство использования ECSM-моделей при электрическом моделировании заключается в том, что все необходимые данные для них подготовлены на этапе разработки библиотек, и, следовательно, не требуется выполнять дополнительные процессы характеризации.

Результаты численных экспериментов. Сравнительный анализ точности NLDM- и ECSM-моделей при временном анализе выполняется на простых тестовых схемах (рис.3), допускающих прямое сравнение с результатами электрического моделирования, которые примем в качестве эталонных. В качестве элементов D0–D3 используются КМОП-вентили различных типов (NOT, BUFF, NAND, NOR, AND, OR), представляя их моделями типов NLDM и ECSM. Тестовая схема (см. рис.3,а) содержит только логические элементы, на выходы Out1–Out3 включаются емкости различной величины. В тестовую схему (см. рис.3,б) включены RC-цепочки различной длины: 1, 10 и 100 RC-звеньев.

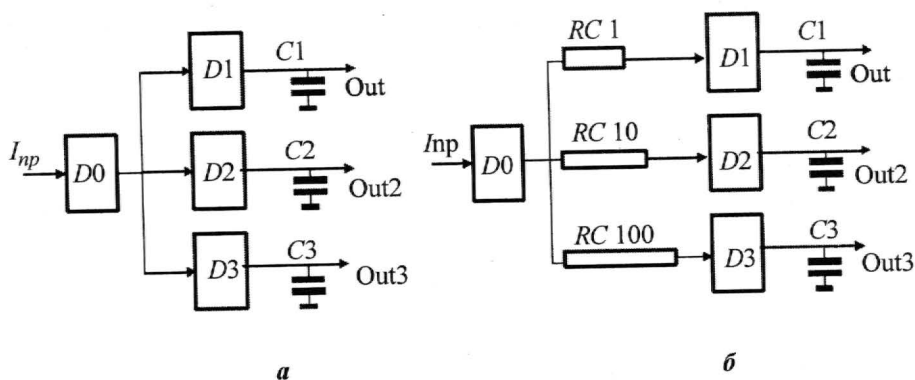


Рис. 3. Тестовые схемы для проверки точности моделей: а – NLDM; б – ECSM

На рис.4 и 5 показаны гистограммы распределения ошибок определения временных параметров схем для обоих типов моделей. Средние значения ошибок вычисления задержек и длительностей фронтов приведены в табл.1.

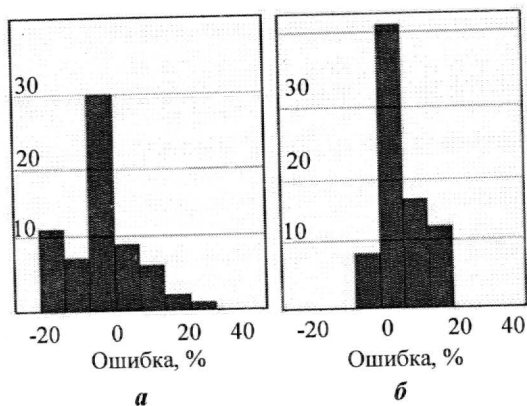


Рис.4. Гистограммы распределения относительных ошибок (%) вычисления временных параметров в схеме (см. рис.3,а) для различных типов моделей: а – NLDM; б – ECSM

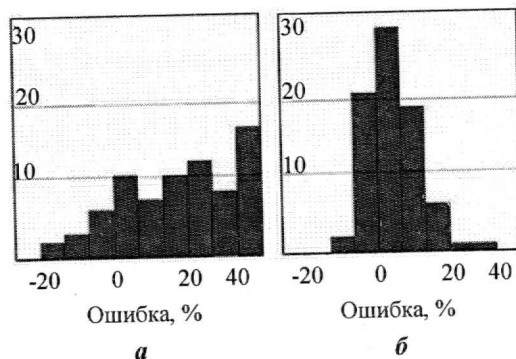


Рис.5. Гистограммы распределения относительных ошибок (%) вычисления временных параметров в схеме (см. рис.3,б) для различных типов моделей: а – NLDM; б – ECSM

Таблица 1

Сравнение результатов для NLDM- и ECSM-моделей

Модель	Схема (см. рис.3,а)		Схема (см. рис.3,б)	
	ошибка задержки, %	ошибка фронта, %	ошибка задержки, %	ошибка фронта, %
NLDM	+1,38	-8,45	+42,2	+5,87
ECSM	+8,25	+4,84	+1,88	+6,02

Из этих иллюстраций видно, что если для схемы без RC-цепочек обе модели дают примерно одинаковую погрешность, то для схемы с RC-цепочками NLDM-модель дает большую погрешность.

В табл.2 приведены данные по затратам машинного времени (CPU) для выполнения временного анализа схем из тестового набора ISCAS85 с использованием NLDM- и ECSM-моделей (эти схемы не содержат RC-цепей). Из таблицы видно, что по затратам машинного времени ECSM-модель более чем на порядок проигрывает NLDM-модели.

Таблица 2

Сравнения времени счета для NLDM- и ECSM-моделей

Схема	Число вентиляей	CPU, с	
		NLDM	ECSM
C880	504	0,015	0,359
C1355	629	0,031	0,719
C1908	947	0,031	1,187
C2670	1736	0,031	0,909
C3540	1770	0,094	1,906
C5315	2664	0,063	2,047
C6288	2481	0,547	18,98
C7552	3928	0,125	3,391

На рис.6 показаны графики выходных сигналов схемы С17 из тестового набора ISCAS85, полученные программой электрического моделирования по полной транзисторной схеме и с использованием ECSM-моделей. Ошибки в определении задержек и фронтов для этой схемы лежат в пределах 10%.

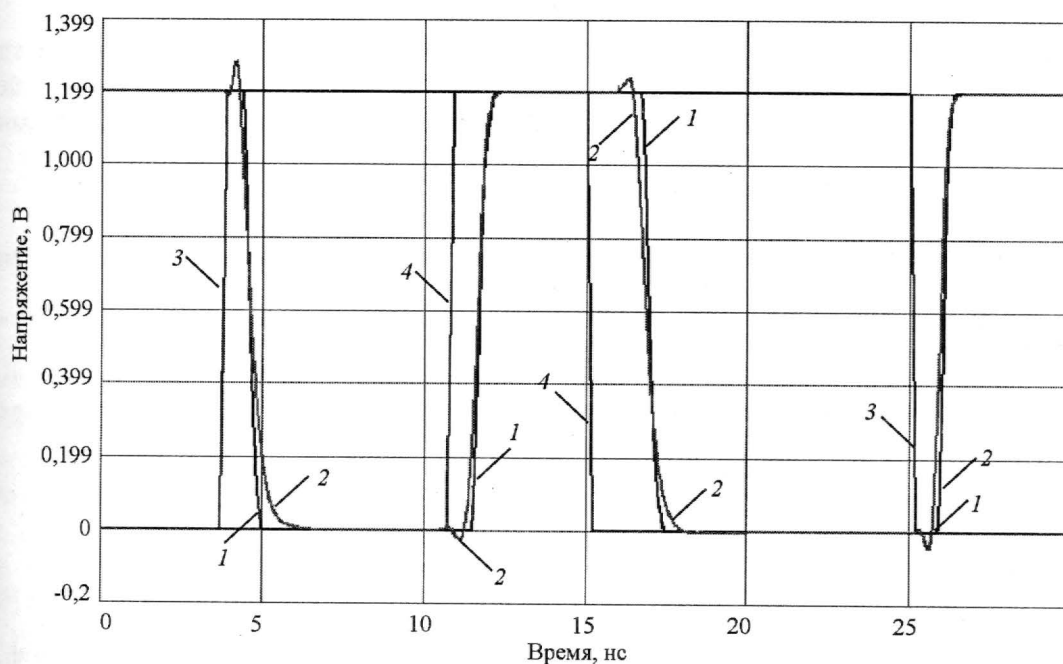


Рис.6. Сравнение результатов моделирования схемы С17 с использованием ECSM-модели (1) и полной транзисторной модели (2); 3, 4 – входные сигналы

Данные аналогичных расчетов для схем из набора ISCAS85 приведены в табл.3. Сравнение проводилось с программой электрического моделирования, использующей событийный алгоритм электрического моделирования. Моделирование с использованием ECSM-моделей позволяет более чем на порядок сократить затраты машинного времени, но точность результатов в некоторых случаях не удовлетворяет. Очевидно, что предлагаемые здесь методы требуют дальнейшего совершенствования.

Таблица 3

Результаты расчета схем из набора ISCAS85

Схема	Число транзисторов	CPU, с		Относительная ошибка задержки, %
		транзисторная схема	ECSM-макромодели	
C880	1938	26,8	0,83	3,1
C1355	2448	23,2	0,56	17,2
C1908	3746	43,1	1,44	13,4
C2670	6386	78,0	3,45	0,6
C3540	7723	88,4	2,81	17,3
C5315	11843	158,0	5,64	9,4
C6288	10206	177,7	7,65	10,0
C7552	16134	212,0	8,37	19,7

Приведенные результаты численных экспериментов показывают что использование ECSM во временном анализе схем с RC-цепями значительно повышают его точность по сравнению со случаем использования NLDM. При использовании ECSM-макромоделей в электрическом моделировании скорость последнего кардинально возрастает при приемлемой потере точности.

Одним из направлений дальнейших исследований в данной области следует считать поиск методов интегрирования дифференциально-алгебраических уравнений электрического моделирования, наиболее совместимых с предложенными макромоделями.

Литература

1. Актуальные проблемы моделирования в системах автоматизации схемотехнического проектирования / Под ред. А.Л.Стемковского. – М.: Наука, 2003.
2. *Стемковский А.Л., Гаврилов С.В., Глебов А.Л.* Методы повышения эффективности временного анализа СБИС // Информационные технологии. – 2006. – № 12. – С. 2–12.
3. *Mekhtarian G.* High accuracy delay calculation for deep submicron technologies // Compiler (monthly online magazine) Synopsys, Inc, May, 2006. – http://www.synopsys.com/news/pubs/compiler/art_2delaycalmar05.html?NCL-insight&Link=Mar05_Issue_Art2.
4. Liberty User Guide Reference Manual. Version 2006.06, Июнь 2006, Synopsys.
5. Open Source ECSM Format Specification. Version 1.2, Сентябрь 2005, Cadence Design System.
6. CCS Timing Technical White Paper. Version 2.0, 2006, Synopsys.
7. Premal Buch. Understanding ECSM and CCSM, MagmaWire Vol. 3, No 4, 2004.
8. *O'Brien P.R., Savarino T.L.* Modeling the driving-point characteristic of resistive interconnect for accurate delay estimation // ICCAD-89. – P. 512–515.
9. *Dartu F., Menezes N., Pileggi L.T.* Performance computation for precharacterized CMOS gates with RC loads // IEEE transactions. on CAD, 1996. – Vol. 15, № 5. – P. 544–553.
10. *Alpert C.J., Devgan A., Kashyap C.V.* RC Delay metrics for performance optimization // IEEE Trans. on CAD, 2001. – Vol. 20, № 5. – P. 571–582.
11. *Agarwal K., Sylvester D., Blaauw D.* Simple metrics for slew rate of RC circuits based on two circuit moments, DAC-03. – P. 950–953.
12. *Alpert C.J., Liu F., Kashyap C.V., Devgan A.* Closed-form delay and slew metrics made easy // IEEE Trans. on CAD, 2004. – Vol. 23, № 12. – P. 1661–1669.

Статья поступила
5 апреля 2007 г.

Стемковский Александр Леонидович – доктор технических наук, профессор, академик РАН, лауреат Государственной премии РФ, директор Института проблем проектирования в микроэлектронике РАН (г. Москва). *Область научных интересов:* автоматизация проектирования микроэлектронных систем.

Гаврилов Сергей Витальевич – кандидат технических наук, заведующий сектором автоматизации топологического проектирования ИППМ РАН. *Область научных интересов:* методы оптимизации СБИС, методы быстрого электрического моделирования, символический анализ схем, анализ помехоустойчивости.

Глебов Алексей Львович – доктор технических наук, заведующий сектором автоматизации логического проектирования ИППМ РАН. *Область научных интересов:* методы логического синтеза, анализ помехоустойчивости и оптимизация СБИС.

Егоров Юрий Борисович – кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник ИППМ РАН. *Область научных интересов:* методы математического моделирования интегральных схем на электрическом, поведенческом и смешанном уровнях.

Методы логической и схемотехнической организации псевдокомплементарной логики

В.В.Иванов

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

В качестве альтернативы КМОП-логике рассмотрена псевдокомплементарная логика, основанная на полном исключении из схемы p -канальных транзисторов. Рассмотрены базовые принципы логической и схемотехнической организации псевдокомплементарной логики.

В настоящее время примерно 90% интегральных схем построены на КМОП-логике [1, 2]. Основная причина столь высокой популярности – отсутствие сквозных токов в схеме в стационарных состояниях. Вместе с тем при использовании p -канальных транзисторов возникает ряд существенных недостатков: сравнительно низкое быстродействие, избыточность, низкая плотность компоновки, а также невозможность ее реализации на полупроводниковых материалах с большой разницей в подвижностях электронов и дырок.

В работе [3] показано, что использование основных принципов в дифференциальной логике обеспечивает получение нулевых значений статических токов путем выполнения цепей заряда выходных емкостей в виде p -МОП-транзисторов, подключенных перекрестно к дифференциальным выходам вентиля.

Каскодная логика (CVSL) [4] позволяет существенно уменьшить количество p -МОП-транзисторов и, как следствие, повысить быстродействие и плотность компоновки по сравнению со статическим вариантом комплементарной логики. Однако полностью исключить из схемы p -канальные транзисторы не удалось. В связи с этим предпринимаются попытки отказаться от использования p -канальных транзисторов. Основные проблемы – наличие тока в стационарном состоянии и деградация логического уровня.

Данные задачи могут быть решены с использованием двух основополагающих идей: кодирование двоичной информации парафазными сигналами на двухпроводных линиях связи; организация цепи заряда паразитной выходной емкости на основе полевого транзистора с изолированным затвором нормально открытого типа.

Двухшинное кодирование двоичной информации. Использование двух проводников для передачи двоичной информации не является новым. Несмотря на избыточность и явные недостатки по сравнению с избыточным «однопроводным» способом, «двухпроводной» также применяется в логических схемах.

Двухшинное представление информации используется в многочисленных разновидностях дифференциальной логики и в комплементарной логике. Проигрыш по плотности компоновки за счет усложнения межсоединений в ряде случаев компенсируется более выгодной (в том числе и с точки зрения степени интеграции) организацией базовых логических вентилях и субблоков, а также цифровых устройств в целом. К таким случаям относится и псевдокомплементарная логика. В отличие от обычного пред-

ставления двоичной информации в псевдокомplementарной логике используется топологически неинвариантное кодирование. Суть такого кодирования заключается в том, что логическая «1» представляется высоким напряжением на одном проводнике и низким напряжением на другом. При этом существенным является идентификация положения этих проводников относительно друг друга.

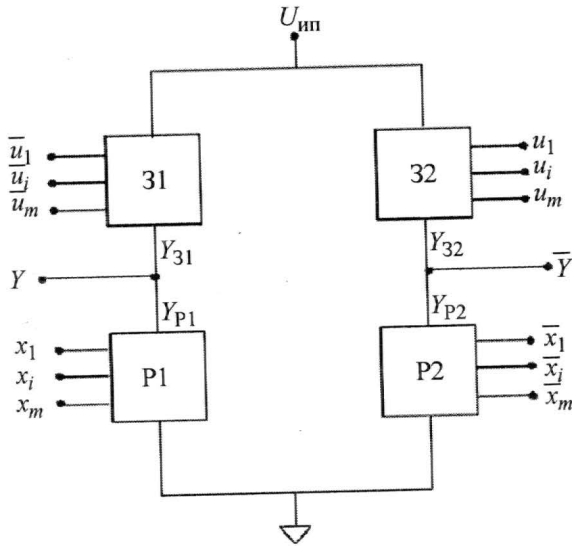


Рис. 1. Обобщенная структурная схема базового элемента дифференциальной (двухшинной) логики «без отношений»

Схема, показанная на рис.1, содержит цепи разряда P1 и P2. Эти цепи управляются дифференциальными complementарными сигналами $|x|$ и $|\bar{x}|$, которые кодируются парафазными импульсами напряжения. Цепи заряда Z1 и Z2, подключенные к источнику постоянного напряжения $U_{ип}$ и управляемые в общем случае векторами входных воздействий $|u|$ и $|\bar{u}|$ соответственно. Для обеспечения отсутствия сквозных токов между шиной питания и общей шиной в стационарных состояниях цепи P1 и P2 выполняются в виде дуальных логических блоков на n -канальных полевых транзисторах, выполняющих соответственно логические функции Y_{P1} и Y_{P2} . При этом логические функции Y_{Z1} и Y_{Z2} должны удовлетворять следующим условиям:

$$Y_{Z1}(\bar{u}) = 1 \text{ при } Y_{P1}(x) = \text{Н}, \tag{1}$$

$$Y_{Z1}(\bar{u}) = \text{Н} \text{ при } Y_{P1}(x) = 0, \tag{2}$$

$$Y_{Z2}(u) = 1 \text{ при } Y_{P2}(\bar{x}) = \text{Н}, \tag{3}$$

$$Y_{Z2}(u) = \text{Н} \text{ при } Y_{P2}(\bar{x}) = 0. \tag{4}$$

Действительно, если логические схемы Z1 и P1 в общей блок-схеме дифференциальной логики обеспечат значения функций в соответствии с записанными выражениями (1) и (2), то токи между шиной питания и общей шиной будут равны в обоих стационарных состояниях, поскольку значение Н соответствует поочередно отключенным состояниям одной из цепей Z1 или P1. Аналогично, если для логических схем Z2 и P2 будут справедливы выражения (3) и (4), то состояния Н обеспечат поочередно разрывы цепей P2 и Z2 в одном и другом стационарных состояниях соответственно.

Y_{Z1}	Y_{P1}	Y_{Z2}	Y_{P2}	Y	\bar{Y}
0	Н	1	Н	0	1
Н	1	Н	0	1	0

Значения выходных функций \bar{Y} и Y при этом будут определяться по таблице истинности:

Аппаратная реализация условий отсутствия токов в стационарных состояниях, задаваемых выражениями (1)–(4), может быть осуществлена несколькими способами.

Первый способ – цепи заряда могут быть выполнены в виде дуальных цепям разряда логических блоков, построенных на p -канальных полевых транзисторах. В этом случае для выполнения условий (1)–(4) векторами управляющих входных переменных могут быть: $|u| = |x|$, $|\bar{u}| = |\bar{x}|$.

Выходы цепей P1 и 31 и P2 и 32 можно объединить. В результате получаются схемы классического варианта комплементарной логики.

Второй способ – цепи 31 и 32 могут быть выполнены на одиночных p -канальных транзисторах. В этом случае для удовлетворения условий (1)–(4) необходимо, чтобы $|u| = |\bar{Y}|$, $|\bar{x}| = |Y|$.

Затворы p -канальных транзисторов должны быть перекрестно соединены с инверсным и прямым выходами дифференциальной схемы (см. рис.1). В результате получается обобщенная схема каскодной логики.

Третий способ – цепи 31 и 32 могут быть выполнены в виде логических блоков дуальных соответственно блоками P1 и P2.

Если 31 и 32 при этом выполнены на n -канальных транзисторах, то условия (1)–(4) могут быть удовлетворены, если $|u| = |\bar{x}|$, $|\bar{u}| = |x|$.

Таким образом может быть получена схемотехническая конфигурация, построенная только на n -канальных транзисторах.

Организация цепей заряда выходных емкостей. Анализ описанных псевдокомплементарных схем показывает, что их принципиальным недостатком является «неполный» размах логических уровней, неизбежно получаемый при использовании в цепи заряда выходной емкости полевого транзистора нормально закрытого типа с пороговым напряжением больше нуля. Этот недостаток приводит к деградации уровня напряжения логической «1» при передаче информации по логическим цепям и к нарушению функционирования цифровых устройств. Одним из возможных решений, устраняющих этот существенный недостаток, может быть использование в цепи заряда полевого транзистора нормально открытого типа. Действительно, нормально открытый транзистор не закрывается при заряде выходной емкости, как это имеет место при использовании нормально закрытого транзистора, работающего в режиме истокового повторителя. При заряде выходной емкости до напряжения, равного $U_{инп}$, нормально открытый транзистор остается открытым и способным пропускать ток. Более того, нормально открытый транзистор может обеспечить необходимые величины тока заряда путем соответствующего выбора порогового напряжения. В этом заключается его преимущество даже перед нормально закрытым транзистором с нулевым пороговым напряжением, при использовании которого ток заряда резко уменьшается до нуля по мере увеличения напряжения на емкости.

Использование нормально открытого n -канального резистора (M1) требует применения дополнительной цепи с источником отрицательного напряжения, необходимого для обеспечения закрытого состояния. Один из возможных вариантов схемотехнического решения цепи заряда выходной емкости базового элемента псевдокомплементарной логики приведен на рис.2.

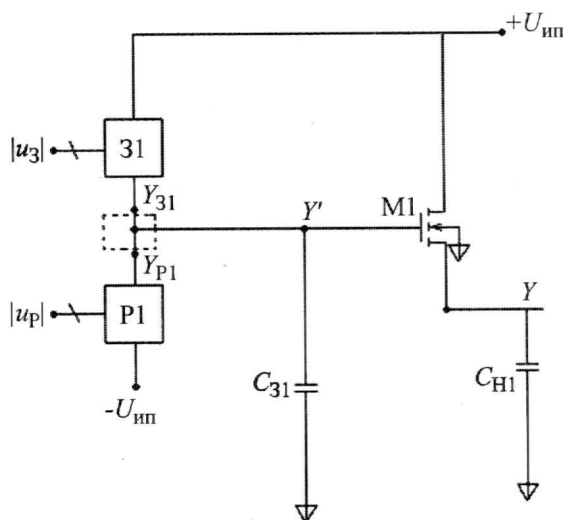


Рис.2. Обобщенная схема цепи заряда базовых вентилей псевдокомплементарной логики

Схема содержит первый и второй логические субблоки, 31 и P1, выполняющие функции цепей заряда-разряда паразитной емкости C_{31} узла, к которому подключен затвор нормально открытого n -канального транзистора. Первый логический субблок 31 обеспечивает при определенной комбинации входных сигналов $|u_3|$ заряд емкости до некоторого положительного напряжения, определяемого источником напряжения $+U_{ин}$.

Второй логический субблок P1 при этой же комбинации входных сигналов должен быть закрыт. Если субблоки выполнены в виде дуальных цепей, построенных исключительно на n -канальных транзисторах, то закрытое состояние второго субблока одновременно с открытым состоянием первого может быть обеспечено, в частности, комплементарными входными сигналами $u_{31} = |\overline{u_{P1}}|$, подаваемыми на входы субблоков 31 и P1, электрические схемы которых приведены на рис.3.

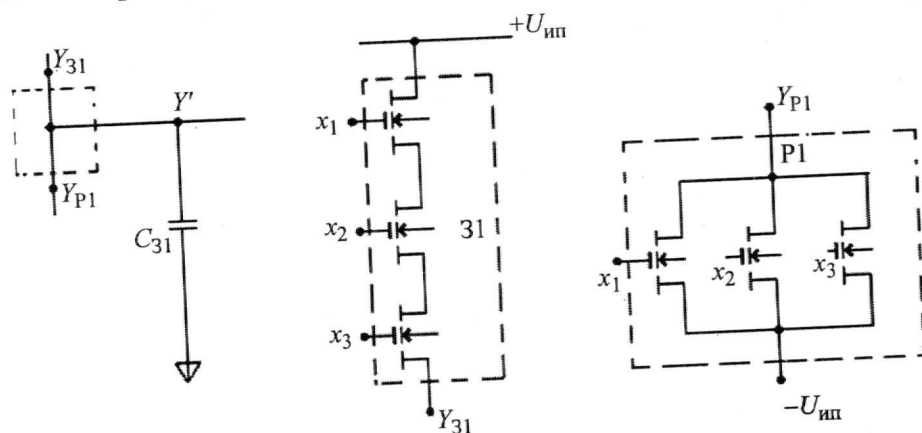


Рис.3. Пример цепей заряда и разряда паразитной емкости узла затвора нормально открытого транзистора

Более общим условием обеспечения отсутствия в схеме сквозных токов между шинами $+U_{ин}$ и $-U_{ин}$ в стационарных состояниях является соотношение между функциями, выполняемыми логическими субблоками, которые описываются следующими выражениями:

$$Y_{31} = U_{ин} \text{ при } Y_{P1} = H, \tag{5}$$

$$Y_{31} = H \text{ при } Y_{P1} = -U_{ин}, \tag{6}$$

$$Y' = Y_{31} + Y_{P1}, \tag{7}$$

где Y_{31} – логическая функция, выполняемая 31; Y_{P1} – логическая функция, выполняемая P1; Y' – логическая функция монтажное «или», выполняемая проводным соединением выходов 31 и P1, соответствующих цепям заряда и разряда паразитной емкости узла схемы, к которому подсоединен затвор нормально открытого транзистора.

Выполнение условий (5)–(7) в обобщенной схеме дифференциальной логики (см. рис.1) с использованием цепей заряда емкостей 31 и 32 в виде схемы, приведенной на рис.2, может быть достигнуто несколькими способами. Эти способы будут описаны детально при рассмотрении базовых вентилях. Отметим, что они позволят существенно уменьшить количество транзисторов за счет подключения входов 31, P1, 32 и P1 к различным узлам схем вентилях.

Эксперимент. Рассмотрим схему псевдоКМОП-инвертора из двух каскадов. В цепи заряда такой схемы используется нормально открытый транзистор (рис.4), модель которого получена из модели нормально закрытого транзистора, где пороговое напряжение отрицательное ($-0,5$ В) (рис.5).

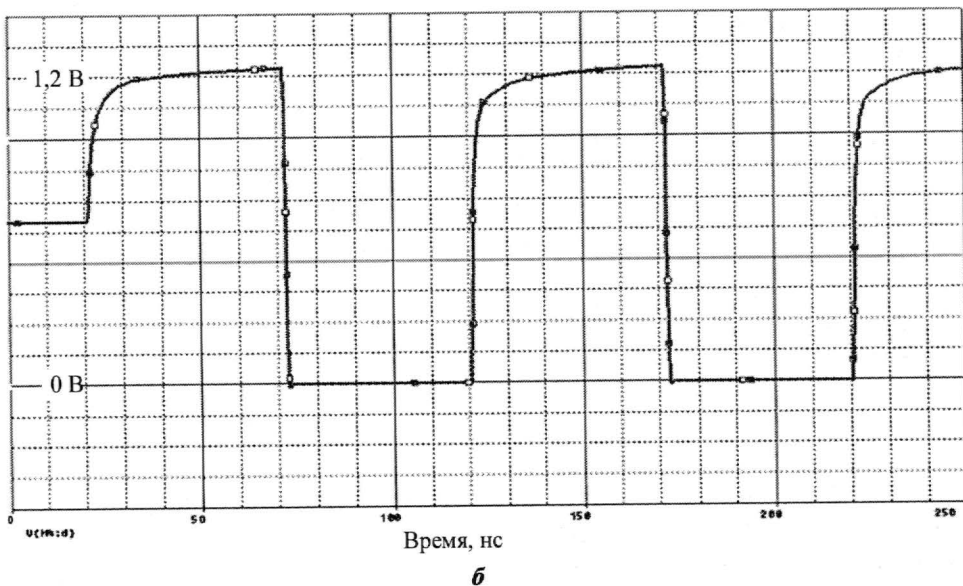
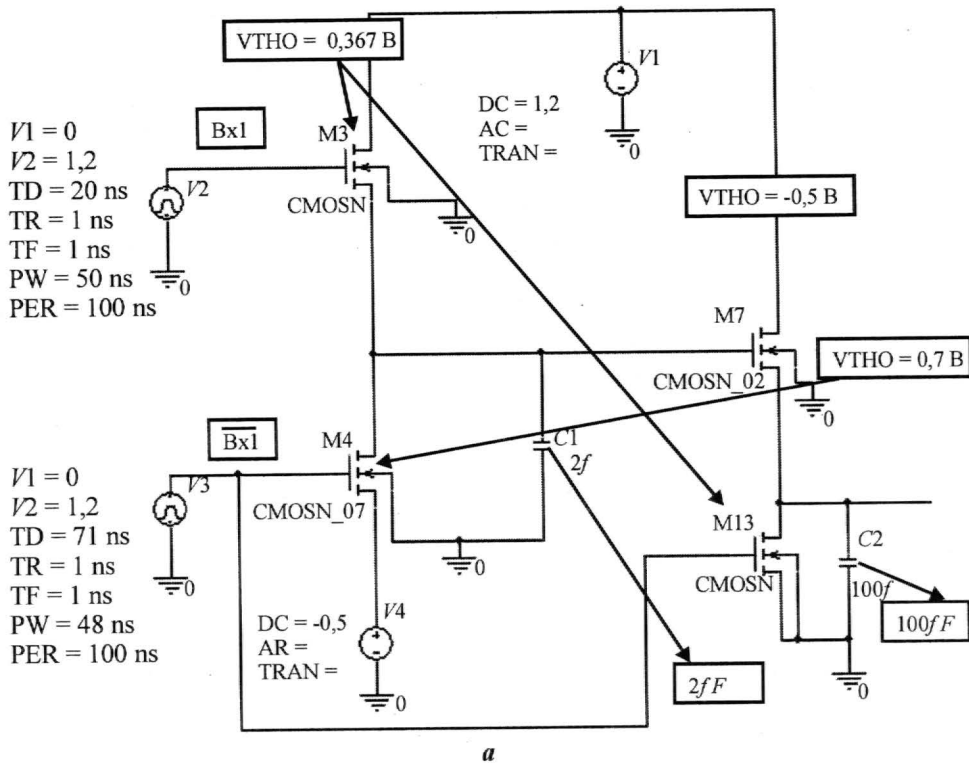


Рис.4. Схема псевдоКМОП-инвертора (а); временная диаграмма заряда-разряда емкости C_2 (б)

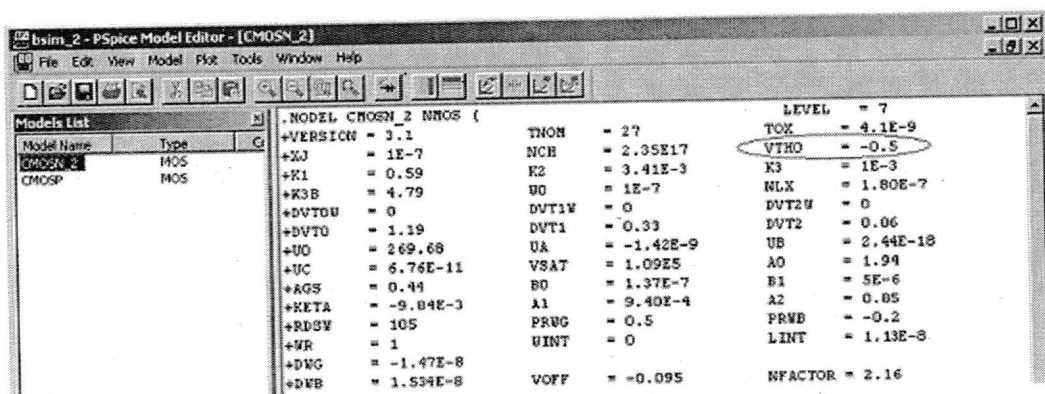


Рис.5. Модель нормально открытого транзистора

Схема содержит первый и второй логические субблоки, выполняющие функции цепей заряда-перезаряда паразитной емкости $C1$ узла, к которому подключен затвор нормально открытого n -канального транзистора. Первый логический субблок обеспечивает заряд емкости до некоторого положительного напряжения, определяемого источником напряжения $V1$. Второй логический субблок при этой же комбинации входных сигналов должен быть закрыт. Поскольку оба субблока выполнены исключительно на n -канальных транзисторах, то закрытое состояние второго субблока одновременно с открытым состоянием первого может быть обеспечено инвертированными входными сигналами.

Использование нормально открытого n -канального транзистора требует дополнительной цепи с источником отрицательного напряжения, необходимого для обеспечения закрытого состояния. Этот недостаток не является существенным, так как дополнительные источники используются в большинстве адиабатических схем, а преимущество отсутствия p -канальных транзисторов существеннее.

Данная схема, как и КМОП-схема, обеспечивает отсутствие токов в стационарных состояниях и полный размах логического уровня.

В таблице представлены экспериментальные данные о задержках переключения в КМОП-схеме, 1- и 2-каскадной схемах псевдоКМОП.

Задержки обычной КМОП, 1- и 2-каскадной схем псевдоКМОП

Задержка	Схема		
	КМОП	1-каскадная	2-каскадная
По переднему фронту, пс	630	600	660
По заднему фронту, пс	690	460	575
Средняя, пс	660	530	620

Задержки переключения по переднему и заднему фронтам в КМОП-схеме примерно равны. Основной вклад в задержку в псевдоКМОП-схеме вносит первый каскад. Варьируя пороговые напряжения n -канальных транзисторов и напряжения положительного и отрицательного источников питания для данной схемы, можно добиться меньшей задержки.

Рассмотренная схема является полным аналогом КМОП-схемы. Она обеспечивает отсутствие токов в стационарном состоянии и полный размах логического уровня. Недостаток данной схемы – наличие дополнительного источника отрицательного напряжения. Ряд преимуществ перевешивает этот недостаток, а именно: меньшая средняя задержка переключения, большая плотность компоновки. Схема не содержит *n*-канальных транзисторов, благодаря чему не обладает избыточностью и инвариантна относительно технологического базиса. Для своей реализации она не требует создания новой технологии, может использовать как кремниевые технологии, так и технологии на арсениде галлия, в которой использование *p*-канальных транзисторов недопустимо (подвижность дырок в 10 раз меньше подвижности электронов).

Литература

1. *Chandrakasan A.P., Sheng S., Brodersen R.W.* Low-Power CMOS Digital Design // IEEE J. of Solid-State Circuits. – 1992. – April. – Vol. 27, No 4. – P. 473–484.
2. High-Speed Compact Circuits with CMOS // *R.H. Krambeck et al.* / IEEE J. of Solid-State Circuits. – 1982. – June. – Vol. SC-17, No. 3. – P. 614–619.
3. *Kong B.S., Choi J.S., Lee S.J., Lee K.* Charge Recycling Differential Logic for Low Power Application // IEEE J. of Solid-State Circuits. – 1996. – September. – Vol. 31, No 9. – P. 1267–1276.
4. Cascade voltage switch logic: a differential CMOS logic family / *L.G. Heller et al.* // ISSCC Digest of Technical Papers. – 1984. – February. – P. 16, 17.

Статья поступила
16 марта 2007 г.

Иванов Владимир Викторович – аспирант кафедры проектирования и конструирования интегральных микросхем МИЭТ. *Область научных интересов:* цифровая схемотехника.

Информация для читателей журнала

«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Вы можете оформить подписку на 2007 г. в редакции с любого номера. Стоимость одного номера – 550 руб. (с учетом всех налогов и почтовых расходов).

Адрес редакции:

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

Тел.: (495) 534-62-05. Факс: (495) 530-54-29

E-mail: magazine@rnd.miee.ru

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

МИКРОСИСТЕМЫ

УДК 621.363

Реле на основе МЭМС с электростатическим принципом управления

С.П.Тимошенков, С.А.Зотов, В.В.Калугин, В.Г.Рубчиц, А.А.Захаров

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

На основании конструкторской и технологической проработки составлена технологическая схема изготовления микромеханического реле с использованием группового способа сборки. Описаны основные технологические процессы сборки многослойных конструкций, а также методики и измерительные схемы для контроля параметров микромеханического реле.

Стремительное развитие микроэлектроники и микросистемной техники привело к появлению новых типов микроэлектромеханических систем (МЭМС) и устройств, в конструкции которых используются узлы, функционирующие как «идеальные» переключатели и коммутаторы (робототехника, управляющие устройства в космической области, биомедицине и др.). Особенно это актуально для высокочастотной и СВЧ-области.

В настоящее время отечественное производство ограничивается аналоговыми МОП-переключателями или традиционными электромеханическими реле. Аналоговые МОП-устройства имеют преимущества в размерах и скорости переключения, основной недостаток – высокий импеданс во включенном состоянии и низкий в выключенном, а также подверженность влиянию паразитных емкостей. Однако микромеханическое реле на основе подвижных контактов, обладающие большими размерами и меньшей скоростью, в гораздо большей степени попадают под определение «идеального» переключателя. Основными характеристиками «идеального переключателя» являются: высокая скорость переключения, высокое сопротивление в разомкнутом и низкое в замкнутом состоянии, бесконечно большое количество циклов коммутации, устойчивость к внешним воздействиям и возмущениям [1].

Технология изготовления микромеханических систем, в частности микропереключающих устройств, основана на традиционных операциях микроэлектроники, составляющих технологию полупроводниковых, в основном кремниевых, приборов и ИС. Однако она имеет множество существенных особенностей, которые на этапе разработки конкретных микромеханических структур и систем приходится учитывать при использовании типовых технологических процессов. Как правило, эти проблемы могут быть преодолены путем модернизации существующих типовых процессов и разработки нестандартных технических решений.

В работе была поставлена задача изготовления микропереключающего реле на основе электростатического балочного актюатора. Перед изготовлением самого прибора его конструкция просчитана с использованием аналитических и программных средств [2–4], в результате чего определена форма конструкции микромеханического реле, выбраны материалы для его изготовления, разработан технологический маршрут изготовления макетов микромеханических реле. Результатом проделанной работы стали макеты микромеханического реле.

© С.П.Тимошенков, С.А.Зотов, В.В.Калугин, В.Г.Рубчиц, А.А.Захаров, 2007

Технология изготовления макетных образцов микромеханического реле. Технологический маршрут изготовления якоря. В ходе работы разработан технологический маршрут изготовления якоря, а также проведены расчет, проектирование и изготовление комплекта фотошаблонов для его изготовления с использованием типовых технологических процессов микроэлектроники.

Для изготовления якоря микромеханического реле в соответствии с технологическим маршрутом использовались пластины монокристаллического кремния марки КЭФ 4,5 с ориентацией поверхности (100) (с заданной погрешностью ориентации поверхности пластин относительно плоскости (100) и базового среза относительно направления [110]), толщиной 300 мкм и диаметром 100 мм, а также разработан и изготовлен комплект фотошаблонов из 4 шт. Применялись несколько фотолитографических циклов, включающих повторяющуюся последовательность технологических процессов:

- получение оксидной пленки на поверхности толщиной 0,27 мкм;
- создание резистивной маски;
- жидкостное травление оксида кремния сквозь оксидную маску;
- удаление фоторезиста и подготовка поверхности к анизотропному травлению;
- анизотропное травление кремния с визуальным контролем результатов;
- удаление слоя оксида кремния.

Анизотропное жидкостное химическое травление кремния является одним из основных и ключевых технологических процессов в изготовлении элементов МЭМС. В процессе изготовления элементов микромеханических устройств необходимо формировать как неглубокие профили, так и сквозные отверстия, а также объемные фигуры травления с жесткими техническими требованиями к точности линейных и объемных размеров. Для решения этой задачи появляется необходимость разработки нестандартных технологических приемов. Сложность состояла в получении высокого качества профиля травления поверхности кремния (100), плоскостями которого ограничена подвижная часть якоря. На различных образцах обнаружены разного рода дефекты: в виде правильных геометрических фигур – пирамид, различного рода неровности в виде волнообразности, бугорков и т.п. В ходе проведения экспериментов выявлены и устранены причины, вызывающие появление тех или иных дефектов. Установлено, что форма и размер дефектов зависят в первую очередь от выбора состава травителя и технологических режимов травления, а также качества исходных кремниевых пластин. Общее время травления подбиралось по скорости травления травителя. Для равномерного травления в растворе КОН применялась специальная ванна с водоохлаждаемой крышкой. К конструкции на дне ванны был подведен газообразный азот для создания барботажа с целью непрерывного перемешивания.

Маршрутный лист получения якоря организован таким образом, что в процессе каждого этапа фотолитографии происходило формирование какой-либо части конструкции якоря. На первом этапе изготовления якоря с лицевой стороны пластин через маску из оксида кремния формировались метки совмещения глубиной 0,5 мкм, затем оксид удалялся. Далее на обе стороны пластин наносился слой нитрида кремния с подслоем оксида кремния. На второй фотолитографии по обратной стороне пластины в маскирующем покрытии формировались окна для предварительного анизотропного травления пластин. На третьей фотолитографии по лицевой стороне пластины в маскирующем покрытии формировались окна для второго предварительного анизотропного травления пластин. После вскрытия окон в маскирующем покрытии на четвертой фотолитографии проводилось окончательное травление, в результате которого формировался микрорельеф и осуществлялось сквозное травление пластин. На этом этапе завершалось

формирование чипов якоря на пластине. Далее осуществлялось легирование поверхности пластин (чипов якоря) для получения низкого сопротивления этой детали конструкции. На заключительном этапе на подвижную часть якоря через накладную маску наносился металлический контакт.

На окончательном контроле якоря измерялись ключевые геометрические размеры: толщина балки якоря и глубина микрорельефа, которая после сборки микромеханического реле определяет зазор между якорем и статором. Толщина балки якоря измерялась с использованием индикатора часового типа. Контроль глубины микрорельефа осуществлялся выборочно на одном из чипов пластины методом профилометрии на профилометре Alpha-Step 200 фирмы TENCOR INSTRUMENT, USA.

Технологический маршрут изготовления статора. Статор представляет собой кремниевый чип с металлическими электродами, которые в совокупности с якорем (являющимся в электротехническом плане общим электродом) образуют электростатический привод микромеханического реле и контактную группу микромеханического реле.

Технология изготовления статора в основном также базируется на типовых процессах микроэлектроники.

Для изготовления статора микромеханического реле использовались пластины монокристаллического кремния марки КЭФ 4,5 с ориентацией поверхности (100), толщиной 460 мкм и диаметром 100 мм, а также разработан и изготовлен фотошаблон.

Для изоляции металлизации от подложки на поверхность пластин наносился слой диэлектрика на основе нитрида кремния с подслоем оксида кремния. После нанесения слоя металлизации на поверхности пластины методом фотолитографии формировался топологический рисунок.

На окончательном контроле статора проводился контроль внешнего вида слоя металлизации и топологического рисунка с использованием микроскопа JENATECH по типовым требованиям (отсутствие отслоений слоя металлизации, отсутствие дефектов топологического рисунка, превышающие установленные нормы и т.п.).

Все операции по изготовлению деталей микромеханического реле (рис.1) проводились на типовом оборудовании в соответствии с типовыми технологическими процессами.

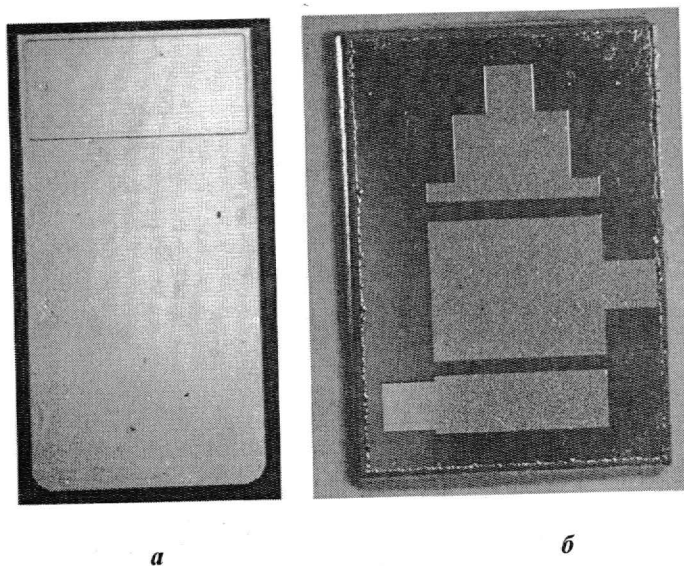


Рис.1. Детали микромеханического реле: а – якорь (лицевая сторона); б – статор

Технологический маршрут сборки микромеханического реле. МЭМС в интегральном исполнении являются новым направлением в микроэлектронике, которое в последнее время получило значительное развитие. Технология изготовления деталей МЭМС основана главным образом на операциях, составляющих технологию полупроводниковых приборов и ИС. В то же время сборочные технологические процессы изготовления МЭМС в целом не имеют аналогов в технологии полупроводниковых приборов и ИС.

Технология сборки микромеханического реле основана на технологических процессах, разработанных в рамках настоящей работы. В соответствии с технологическим маршрутом формировалась партия пластин с чипами деталей микромеханического реле, которые перед операцией совмещения подвергались дополнительной очистке. Соединение пластин в структуру является ключевой операцией в технологии сборки микромеханического реле. Сборка микромеханического реле осуществлялась групповым способом и проводилась в следующей последовательности.

1. Совмещение пластин с чипами якоря и статора с использованием специализированной оснастки.

2. Диффузионная сварка пластин с чипами якоря и статора на лабораторной установке, созданной на основе установки вакуумного напыления УРМ-2 с доработанным подколпачным устройством.

3. Разделение полученной структуры на чипы микромеханического реле методом резки структуры алмазным диском на типовом оборудовании (установка резки полупроводниковых пластин ЭМ-225).

На рис.2 представлен внешний вид макетного образца базовой конструкции микромеханического реле с электростатическим принципом управления.

На заключительном этапе осуществлялся контроль на функционирование изготовленных макетных образцов.

В результате проведенной работы изготовлены макетные образцы микромеханического реле с электростатическим принципом управления в количестве 15 шт.

Проведение испытаний макетных образцов микромеханического реле на функционирование. Испытания макетных образцов микромеханического реле проведены в рамках контрольной операции на функционирование технологического маршрута сборки микромеханического реле. Получено замыкание контактов Е1–Е2 микрореле (режим «ВКЛЮЧЕНО») при напряжении 160 В (для рассматриваемой конструкции микрореле). Показания мультиметра при этом составили 1–3 Ом.

Необходимо отметить, что в технологии полупроводниковых приборов и ИС отсутствуют аналоги контрольных операций как МЭМС, так и микромеханического реле в частности. Поэтому в настоящей работе разработаны оригинальные методики контроля и изготовлена измерительная схема для контроля и исследований технических параметров микромеханического реле.

Измерительная схема для испытаний микромеханического реле на функционирование. Разработана измерительная схема для испытаний микромеханического реле на функционирование. Испытания осуществляются по измерительной схеме, представленной на рис.3.

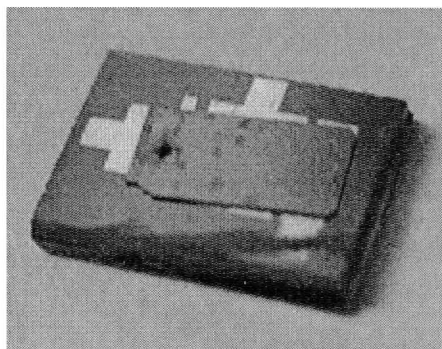


Рис.2. Макетный образец микромеханического реле с электростатическим принципом управления

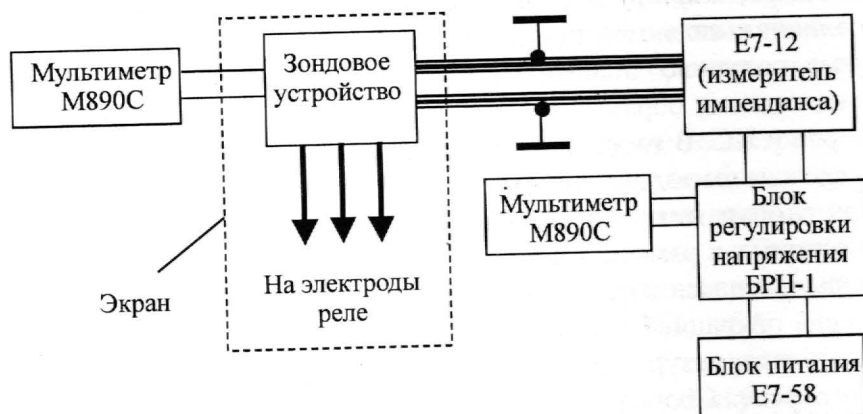


Рис.3. Блок-схема для испытаний микромеханического реле на функционирование

Измерительная схема состоит из разработанного зондового устройства и промышленных контрольно-измерительных приборов: блока питания, обеспечивающего подачу напряжения на управляющие электроды микромеханического реле, мультиметра, включенного в режим измерения сопротивления, для регистрации момента замыкания контактов и измерителя импеданса для регистрации изменения емкости датчика привода микромеханического реле.

Методика испытаний микромеханического реле на функционирование. Разработанная методика испытаний микромеханического реле на функционирование предусматривает исследование зависимости емкости управляющего датчика микромеханического реле от приложенного напряжения, а также определение рабочего напряжения микромеханического реле по моменту фиксации замыкания контактной группы микромеханического реле.

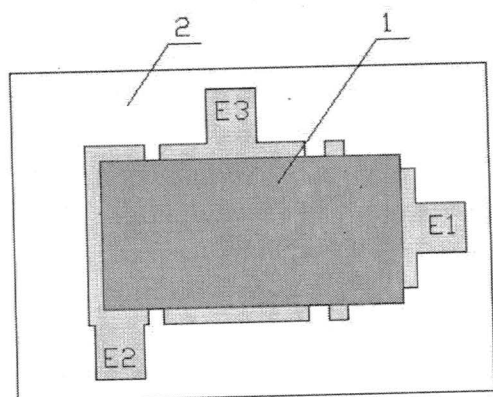


Рис.4. Обозначения контактов микромеханического реле: (1 – якорь; 2 – статор; E1–E3 – контактные площадки)

В связи с тем, что микромеханическое реле изготавливается в бескорпусном варианте, контроль и измерение его параметров осуществлялись с использованием разработанного зондового устройства. Обозначения контактов, на которые устанавливались зонды, приведены на рис.4 (на контактные площадки электродов E1–E3 устанавливались зонды, соединенные с измерителем импеданса, на контактные площадки электродов E1–E2 устанавливались зонды, соединенные с мультиметром).

В ходе работы проведены измерения зависимости напряжение – емкость на всех изготовленных образцах микромеханического реле, по результатам которых проводилась первичная разбраковка изготовленных образцов. Прежде всего к браку относились микромеханические реле, которые имели либо короткое замыкание датчика привода микромеханического реле, либо микромеханические реле, емкость привода которых не изменялась в зависимости от приложенного напряжения. В этих случаях наиболее вероятной причиной брака являлось наличие в зазоре инородных частиц.

Для остальных микромеханических реле проводился анализ характеристик напряжение – емкость. В таблице приведены результаты измерений двух макетных образцов микромеханического реле, прошедших испытания.

Разбраковка микромеханических реле проводилась по следующим критериям:

- отсутствие короткого замыкания в датчике привода микромеханического реле;

- наличие изменения емкости при увеличении напряжения, подаваемого на датчик привода микромеханического реле (якорь должен смещаться);

- отсутствие изломов на кривой зависимости напряжение – емкость.

Следует отметить, что первые два критерия имеют объективный характер. Для третьего критерия из-за невозможности учета вклада паразитных составляющих емкости очень сложно определить количественную оценку. Кроме того, он не связан непосредственно с основными техническими параметрами микромеханического реле. Тем не менее третий критерий достоверно отражает состояние зазора в микромеханическом реле (отсутствие инородных частиц, состояние поверхности слоя металлизации) и поэтому предлагаемая методика контроля может быть использована в составе межоперационного контроля.

Конструкция микроэлектромеханических устройств значительно отличается от конструкции традиционных полупроводниковых приборов и ИС, освоенных в современной микроэлектронной промышленности. Тем не менее в настоящей работе показана возможность создания технологии микроэлектромеханических устройств, которая основана на типовых процессах микроэлектроники с использованием стандартного промышленного оборудования.

Основное внимание уделялось разработке технологии ключевого и наиболее сложного элемента микромеханического реле – якорю. В ходе работы проводились дополнительные исследования свойств материалов и процессов, используемых в микроэлектронике, например таких, как жидкостное анизотропное травление, фотолитография. Разработан ряд оригинальных технологических способов формирования структур. Особое внимание уделено совершенствованию точностных показателей используемых технологий. Необходимо отметить, что разработанная технология изготовления создает предпосылки для возможности серийного выпуска микромеханических реле.

Проведенные исследования показали, что создание теоретической базы как по конструкциям, так и по технологическим процессам – единственный путь для развития современных технологий высокоточных микромеханических систем.

Литература

1. *Гридчин А.* Микроэлектромеханические реле: технология ближайшего будущего // Электронные компоненты. – 2003. – № 7. – С. 38–40.
2. *Захаров А.А., Симонов Б.М., Жуков А.А.* Расчет конструкций балочных микроэлектромеханических актуаторов с различными типами активации движения // Материалы V Междунар. науч.-техн. конф. «Электроника и информатика – 2005». – Ч. 1. – М.: МИЭТ, 2005. – С. 71.

Результаты измерений зависимости
напряжение – емкость макетных образцов
микромеханического реле

Напряжение, В	Емкость, пФ	
	Образец 1	Образец 2
0	5,358	5,729
25	5,376	5,740
50	5,432	5,773
75	5,535	5,833
100	5,7	5,924

3. **Захаров А.А.** Расчет конструкции электростатического балочного актюатора для микрореле // Тез. докл. 13-й Всероссийской межвузовской науч.-техн. конф. студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2006». – М.: МИЭТ, 2006. – С. 120.

4. **Зотов С.А.** Расчет формы деформируемой балки в подвесе микромеханического акселерометра // Изв. ТулГУ. Сер. Проблемы специального машиностроения. Вып. 4. – Тула, 2001. – С. 154–157.

Статья поступила
после доработки
3 мая 2007 г.

Тимошенко Сергей Петрович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой микроэлектроники МИЭТ. *Область научных интересов:* разработка технологических процессов формирования структур КНИ и элементов микромеханических устройств, синтез многокомпонентных материалов в ВЧИ-плазме.

Зотов Сергей Александрович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры микроэлектроники МИЭТ. *Область научных интересов:* аналитическая механика, расчет и проектирование механических узлов МЭМС.

Калугин Виктор Владимирович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры микроэлектроники МИЭТ. *Область научных интересов:* разработка технологических процессов формирования структур КНИ и элементов микромеханических устройств, синтез многокомпонентных материалов в ВЧИ-плазме.

Рубчиц Вадим Григорьевич – ведущий инженер-технолог кафедры микроэлектроники МИЭТ. *Область научных интересов:* разработка технологических процессов формирования структур КНИ и элементов микромеханических устройств, синтез многокомпонентных материалов в ВЧИ-плазме.

Захаров Алексей Анатольевич – аспирант кафедры микроэлектроники МИЭТ. *Область научных интересов:* разработка технологических процессов формирования элементов микромеханических устройств.

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

С тематическими указателями статей за 1996 - 2006 гг., аннотациями и с содержанием последних номеров можно ознакомиться на нашем сайте:

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

Математическая модель системы управления квазистационарными логистическими потоками

Е.М.Портнов, Д.А.Пономарев

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Разработана формализация и предложена математическая модель системы управления квазистационарными логистическими потоками. Полученные результаты позволяют перейти к дальнейшей практической реализации системы, в частности при создании баз данных и программных модулей, а также алгоритмов многокритериального селективного управления ресурсами и запасами.

Разработке теоретических основ, методов, моделей и алгоритмов функционирования систем управления в различных областях человеческой деятельности посвящены многочисленные труды выдающихся ученых. Основное внимание в их работах уделялось общим закономерностям и понятиям. Например, понятие «заявка» (вызов, требование), первые попытки математической формализации которого связывают с работами А.А.Маркова и Эрланга [1, 2] и затем с теорией вероятностей, массового обслуживания, процессов и потоков [3, 4], представляет собой абстрактный неделимый объект, структура и атрибуты которого специально не оговариваются. В настоящее время в связи с ростом объемов и возрастанием требований к достоверности и оперативности обработки информации различного рода существует необходимость в создании специализированных автоматизированных средств и систем управления процессами, потоками, нацеленных на учет особенностей и узкоспециальное применение. В частности, в логистике особое место отводится квазистационарным (установившимся, не переходным) потокам, поскольку на практике логистические потоки сохраняют свои вероятностные характеристики неизменными в течение значительных промежутков времени, достаточных для их анализа. Однако математический аппарат и программно-аппаратные средства для управления такими специализированными потоками разработаны не в полной мере. Представляется важным разработка и математическая формализация модели автоматизированной системы управления квазистационарными логистическими потоками, позволяющей снизить издержки и повысить качество управления производственными процессами за счет обоснованного формирования и селективного пополнения запасов ресурсов [5].

В настоящей работе предложена автоматизированная система управления указанного типа, общая схема которой приведена на рис. 1.

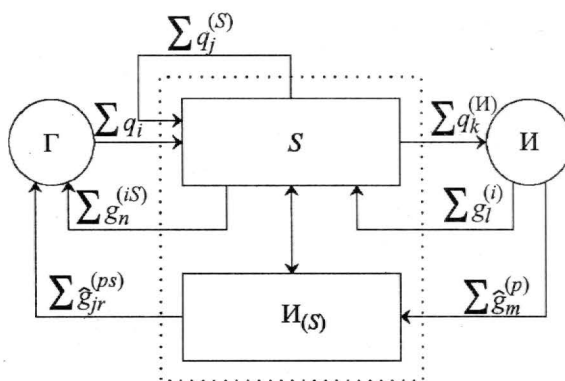


Рис. 1. Общая схема системы управления квазистационарными логистическими потоками: S – система управления; Γ и И – внешние блоки; $\text{И}_{(s)}$ – блок выполняющий вспомогательные функции и управляющийся блоком S

Генератор Г создает поток заявок $\sum_i q_i$, которые поступают на вход системы S. Вторым входным потоком для нее является поток заявок $\sum_j q_j^{(S)}$, который генерируется самой системой («самогенерирующий поток»). Для генерации этого потока используется статистика поступления заявок q_i в предыдущие моменты времени. Обработав входные потоки заявок, система порождает выходной поток $\sum_k q_k^{(I)}$, который подается на вход исполнителю И. Поток, по мере обработки и выполнения заявок, создает два выходных потока: информационный $\sum_l g_l^{(i)}$, который идет на вход системы S, и материальный физический $\sum_m \hat{g}_m^{(p)}$, поступающий в блок-исполнитель системы И_(S). Ряд заявок от генератора не требует их передачи внешнему исполнителю и может сразу обслуживаться непосредственно самой системой – блоком-исполнителем И_(S), в ответ на требование системы, порождающее выходной материальный физический поток $\sum_r \hat{g}_{jr}^{(ps)}$, который складывается из ресурсов, имеющихся у самого И_(S), а также из поступивших в него ресурсов $\sum_m \hat{g}_m^{(p)}$.

На вход генератора Г также поступает поток $\sum_n g_n^{(is)}$, обеспечивающий обратную связь системы S и генератора. Основное его предназначение состоит в информировании генератора о состоянии процесса обработки заявок.

Можно предположить, что система эквивалентна некоторому оператору, который преобразует и связывает между собой входные и выходные потоки. Тогда получим совокупность формульных выражений, определяющих функционирование системы:

$$\sum_k q_k^{(I)}(t + t_{qk}^{(S)}) = S(\sum_i q_i, \sum_j q_j^{(S)}, \sum_l g_l^{(i)}; \langle \text{И} \rangle; t), \quad (1)$$

$$\sum_j q_j^{(S)}(t + t_{qj}^{(S)}) = S(\sum_i q_i, \sum_l g_l^{(i)}; \langle \text{S} \rangle; t), \quad (2)$$

$$\sum_n g_n^{(is)}(t + t_{gn}^{(S)}) = S(\sum_i q_i, \sum_j q_j^{(S)}, \sum_l g_l^{(i)}; \langle \text{Г} \rangle; t), \quad (3)$$

где $t_{qk}^{(S)}$ – время обработки в системе заявки от генератора Г до принятия решения: о ее уничтожении без выполнения, о создании учитывающей заявки q_k , о передаче локальному исполнителю И_(S); $t_{qj}^{(S)}$ – время хранения заявки в системе до включения в статистическую обработку с целью последующего создания «самогенерирующего потока» $\sum_j q_j^{(S)}$; $t_{gn}^{(S)}$ – время обработки в системе поступившей информации о ходе движения размещенной ранее заявки q_i . Во многих случаях эти времена соотносятся друг с другом следующим образом: $t_{qk}^{(S)} < t_{gn}^{(S)} < t_{qj}^{(S)}$.

Определим понятие «заявка» в рамках квазистационарных логистических потоков. Заявка q – это упорядоченная пара:

$$q = \langle \Theta^{[X]}, \Theta^{[P]} \rangle, \quad (4)$$

атрибутами которой являются «ограничители». Они описывают условия, ограничивающие свойства ресурса, на который сделана заявка q и сам ресурс.

Предположим, что в рассматриваемой конкретной задаче у востребованного ресурса счетное количество принимаемых к рассмотрению свойств: x_1, \dots, x_n . Множество значений для некоторого свойства x_i обозначим $\sigma(x_i)$. Тогда декартово произведение множеств всех возможных значений для каждого x_i образует множество X всех возможных типов ресурсов в рамках данной задачи:

$$X = \prod_{\forall i} \sigma(x_i). \quad (5)$$

Подмножество в X , обозначаемое как $\Theta^{[X]}$, характеризует конкретный ресурс, на который сделана заявка.

Пример: пусть требуется обеспечить перевозку груза, состоящего из N бетонных блоков весом до K тонн каждый. В выделении ограничителей имеется определенная произвольность, зависящая от конкретной задачи, которая в данном случае может иметь вид:

$x_1 = \{ \text{множество материалов блоков: дерево, бетон, глина, ...} \};$

$x_2 = \{ \text{количество блоков: } 1, 2, 3, \dots, N \};$

$x_3 = \{ \text{возможный вес блока: } k_1, k_2, \dots, K \}.$

Тогда $X = \prod_{i=1}^3 \sigma(x_i)$ и $\Theta^{[X]}$ – множество упорядоченных троек:

$$X \supseteq \Theta^{[X]} = \{ \langle \text{"бетон"}; N; k_j \rangle \mid \forall j: k_j \in x_3, k_j \leq K \}.$$

Предположим также, что на ресурс может накладываться любое число любых ограничений-условий из списка P , одинакового для всех ресурсов: p_1, \dots, p_l . Совокупность всех условий P (по определению):

$$P = \bigcup_{\forall i} p_i. \quad (6)$$

Подмножество в P , обозначаемое как $\Theta^{[P]}$, характеризует конкретный список ограничений-условий, который был отобран для заявки на данный ресурс из полного списка условий P . Пример: перевозка груза должна быть завершена до момента времени τ и отвлечь не более чем s единиц техники. Тогда, обозначив эти условия как p_1 и p_2 соответственно, получим

$$P \supseteq \Theta^{[P]} = \{ p_1, p_2 \}.$$

В данных примерах $\Theta^{[X]}$ характеризует сам груз, его тип (сорт, вид), отличительные особенности, индивидуализирующие его относительно других грузов, а $\Theta^{[P]}$ – условия, которые могут использоваться без изменения для грузов различных типов.

В выделении ограничителей имеется определенная произвольность, зависящая от конкретной задачи.

$\Theta^{[X]}$ назовем индивидуальным ограничителем, $\Theta^{[P]}$ – общим ограничителем. Индивидуальные ограничители задают тип ресурса, на который была создана заявка. Общие ограничители не связаны с типом заявки.

Каждому условию $p_i \in P$ соответствует некоторый набор ограничиваемых им параметров $\rho_1, \dots, \rho_{k_{p_i}}$. Декартово произведение множеств возможных значений каждого параметра ρ_j для всех p_i обозначим как U :

$$U = \prod_{\forall i,j} \sigma(\rho_j) : \rho_j \leftarrow p_i \in P. \quad (7)$$

Каждый параметр ρ_j при наложении условия p_i дает определенный диапазон значений, в котором условие будет выполнено. Обозначим его как $\sigma(\rho_j) \mid p_i$. Тогда подмножество в U , на котором будет выполнена совокупность условий $\Theta^{[P]}$, обозначим $U \mid \Theta^{[P]}$.

Пример: в радиусе 3 км от передающей антенны.... Тогда имеется одно условие $P = p_1 = \Theta^{[P]}$, которому соответствуют три параметра ρ_1, ρ_2, ρ_3 – оси x, y и z окружающего антенну трехмерного пространства R^3 . Множество их возможных значений есть $\sigma(\rho_1) = \sigma(\rho_2) = \sigma(\rho_3) = -\infty \dots +\infty$, т.е. $U \equiv R^3$ и $U|\Theta^{[P]} = \langle \text{шар радиусом 3 км с центром в центре антенны} \rangle$.

Информационный поток «ответов» $\sum_l g_l^{(i)}$ служит для оповещения системы о состоянии размещенных ею заявок $q_k^{(i)} = \langle \Theta_q^{[X]}, \Theta_q^{[P]} \rangle$.

Ответ $g_l^{(i)}$ на заявку $q_k^{(i)}$ – это упорядоченная пара атрибутов:

$$q_k^{(i)} \rightarrow g_l^{(i)} = \langle \Theta_g^{[X]}, u_g \rangle, \quad (8)$$

где $\Theta_g^{[X]}$ – индивидуальный ограничитель (аналогично индивидуальному ограничителю из заявки $q_k^{(i)}$), элемент u_g – «стечение обстоятельств», т.е. конкретный сложившийся результат, подмножество в U (см. формулу (7)).

Условием выполнения заявки будет одновременное выполнение двух положений: вид, тип, свойства предоставленного ресурса должны быть не хуже свойств запрошенного ресурса; результаты выполнения должны удовлетворять указанным в заявке условиям. В принятых обозначениях эти условия формулируются следующим образом (рис.2):

$$q_k^{(i)} = \langle \Theta_q^{[X]}, \Theta_q^{[P]} \rangle \text{ выполнена полностью} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow (X \setminus \Theta_{g_l^{(i)}}^{[X]}) \cap \Theta_q^{[X]} = \emptyset \quad \text{AND} \quad u_{g_l^{(i)}} \cap (U \setminus U|\Theta_q^{[P]}) = \emptyset. \quad (9)$$

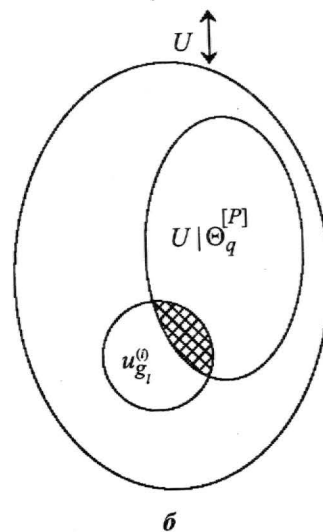
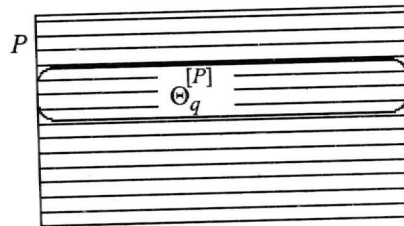
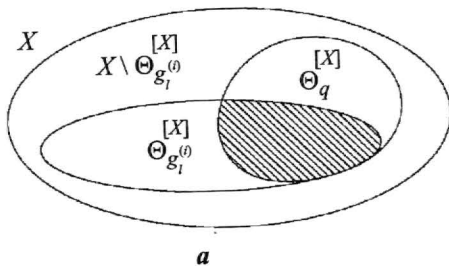


Рис.2. Проверка условий полного выполнения заявки: **а** – X – множество всех возможных типов ресурсов; $\Theta_q^{[X]}$ – конкретный ресурс, на который поступила заявка $q_k^{(i)}$; $\Theta_{g_l^{(i)}}^{[X]}$ – ресурс, полученный в ответе $g_l^{(i)}$ на заявку $q_k^{(i)}$; **б** – P – полный список условий; $\Theta_q^{[P]}$ – часть условий-ограничений, отобранных из списка P заявкой q ; U – множество всех возможных значений параметров, ограничиваемых условиями списка P ; $U|\Theta_q^{[P]}$ – часть множества U , соответствующая условиям списка $\Theta_q^{[P]}$; $u_{g_l^{(i)}}$ – конкретные значения параметров, полученные в ответе $g_l^{(i)}$ на заявку $q_k^{(i)}$

Во многих случаях можно разделить невыполненные заявки на собственно невыполненные ($\Theta_{\text{нв}}$) и выполненные частично ($\Theta_{\text{вч}}$).

Таким образом, для $q_k^{(I)} = \langle \Theta_q^{[X]}, \Theta_q^{[P]} \rangle$ получим

$$\Theta_q^{[X]} = \Theta_{\text{нв}}^{[X]} \cup \Theta_{\text{вч}}^{[X]}, \quad (10)$$

$$\Theta_q^{[P]} = \Theta_{\text{нв}}^{[P]} \cup \Theta_{\text{вч}}^{[P]}, \quad (11)$$

и в принятых обозначениях $g_i^{(i)} = \langle \Theta_{g_i^{(i)}}^{[X]}, u_{g_i^{(i)}} \rangle$ (как показано на рис.3, 4):

$$\begin{aligned} q_k^{(I)} = \langle \Theta_q^{[X]}, \Theta_q^{[P]} \rangle \text{ не выполнена} &\Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow (X \setminus \Theta_{g_i^{(i)}}^{[X]}) \cap \Theta_{\text{нв}}^{[X]} \neq \emptyset \text{ OR } u_{g_i^{(i)}} \cap (U \setminus U|_{\Theta_{\text{вч}}^{[P]}}) \neq \emptyset. &\quad (12) \end{aligned}$$

Аналогично для частично выполненной заявки:

$$\begin{aligned} q_k^{(I)} = \langle \Theta_q^{[X]}, \Theta_q^{[P]} \rangle \text{ выполнена частично} &\Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow (X \setminus \Theta_{g_i^{(i)}}^{[X]}) \cap \Theta_{\text{нв}}^{[X]} = \emptyset \text{ AND } u_{g_i^{(i)}} \cap (U \setminus U|_{\Theta_{\text{вч}}^{[P]}}) = \emptyset &\quad (13) \end{aligned}$$

при условии, что заявка не выполнена полностью, что следует из (7).

Заказ Q – это объединение n заявок:

$$Q = \bigcup_i q_i \quad q_i = \langle \Theta_i^{[X_i]}, \Theta_i^{[P_i]} \rangle \quad (14)$$

при условии:

$$\begin{aligned} X &= X_1 = \dots = X_i = \dots = X_n, \\ P &= P_1 = \dots = P_i = \dots = P_n, \\ U &= U_1 = \dots = U_i = \dots = U_n, \\ \bigcap_i U_i |_{\Theta_i^{[P_i]}} &\neq \emptyset. \end{aligned} \quad (15)$$

Указанные условия просто фиксируют однотипность всех включаемых в заказ заявок и дают принципиальную возможность их одновременного выполнения.

Если для заявок $q_i = \langle \Theta_i^{[X_i]}, \Theta_i^{[P_i]} \rangle$ заказа Q возможно построить взаимно однозначное отображение

$$\begin{aligned} X &\leftrightarrow N_1 \subseteq \mathbf{N}; \\ \Theta_i^{[X_i]} &\leftrightarrow n \in N_2 \subseteq \mathbf{N}, \end{aligned} \quad (16)$$

где $\mathbf{N} = \{1; 2; \dots; n; \dots\}$ – множество натуральных чисел и каждое множество $\Theta_i^{[P_i]}$ есть множество из трех элементов:

$$\Theta_i^{[P_i]} = \{\tilde{\tau}; \tilde{k}; \tilde{v}\}, \quad (17)$$

здесь $\tilde{\tau}$ – условие на срок (время) выполнения заявки; \tilde{k} – условие на количество заказываемого ресурса; \tilde{v} – условие на «стоимость» (например, экономическую, энергетическую, весовую) выполнения заявки, то тогда заявка q_i допускает свертку

$$q_i = \langle \Theta_i^{[X_i]}, \Theta_i^{[P_i]} \rangle \leftrightarrow \langle n_i; \{\tilde{\tau}; \tilde{k}; \tilde{v}\} \rangle \quad (18)$$

и элемент n_i есть номер ресурса $\Theta_i^{[X_i]}$.

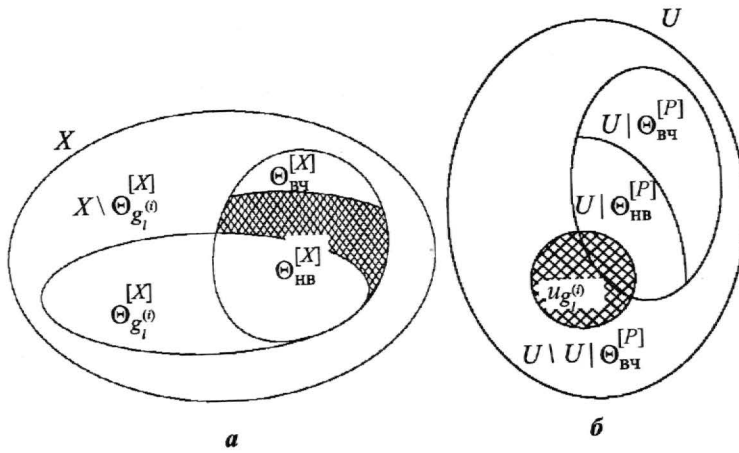


Рис.3. Условия, при которых заявка считается невыполненной: **а** – X – множество всех возможных типов ресурсов; $\Theta_q[X]$ – конкретный ресурс, на который поступила заявка $qk(i)$; $\Theta_{g_i^{(i)}}^{[X]}$ – ресурс, полученный в ответе $g_i^{(i)}$ на заявку $qk(i)$; **б** – U – множество всех возможных значений параметров, ограничиваемых условиями списка P ; $U|_{\Theta_{\text{нв}}^{[P]}}$ – часть множества U , соответствующая условиям списка $\Theta_{\text{нв}}^{[P]}$; $U|_{\Theta_{\text{вч}}^{[P]}}$ – часть множества U , соответствующая условиям списка $\Theta_{\text{вч}}^{[P]}$; $u_{g_i^{(i)}}^{(i)}$ – конкретные значения параметров, полученные в ответе $g_i^{(i)}$ на заявку $qk^{(i)}$

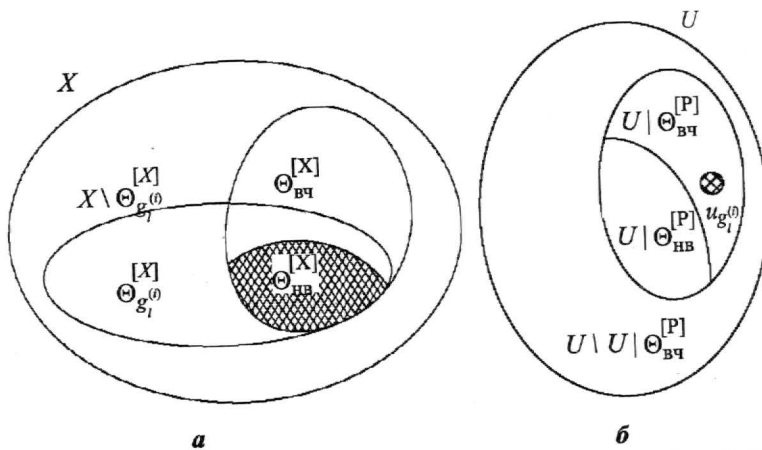


Рис.4. Условия, при которых заявка считается выполненной частично: **а** – X – множество всех возможных типов ресурсов; $\Theta_q^{[X]}$ – конкретный ресурс, на который поступила заявка $qk^{(i)}$; $\Theta_{g_i^{(i)}}^{[X]}$ – ресурс, полученный в ответе $g_i^{(i)}$ на заявку $qk^{(i)}$; **б** – U – множество всех возможных значений параметров, ограничиваемых условиями списка P ; $U|_{\Theta_{\text{нв}}^{[P]}}$ – часть множества U , соответствующая условиям списка $\Theta_{\text{нв}}^{[P]}$; $U|_{\Theta_{\text{вч}}^{[P]}}$ – часть множества U , соответствующая условиям списка $\Theta_{\text{вч}}^{[P]}$; $u_{g_i^{(i)}}^{(i)}$ – конкретные значения параметров, полученные в ответе $g_i^{(i)}$ на заявку $qk^{(i)}$

В большинстве реальных задач заявки присутствуют в виде сверток, которые приводят к укрупнению и упрощению описания заявок в системе.

Рассмотрим конкретный пример: *требуется доставить груз № 0215 в количестве 5 единиц до конца месяца. Для поставки задействовать не более 2 машин. Допускается поставка в срок, но несколькими партиями, где каждая партия меньше 5 единиц.* Тогда $q = < 215$; $\tilde{\tau} \leq 31$ число; $\tilde{k} = 5$; $\tilde{v} \leq 2$ } и из формулы (11) $\Theta_{вч}^{[P]} = \{ \tilde{k} = 5 \}$, где условие (13) принимает вид: $u \in U \mid \Theta_{вч}^{[P]} \leftrightarrow 0 < \tilde{k} \leq 5$.

Предложенная математическая формализация может быть использована при последующем моделировании систем управления квазистационарными логистическими потоками на основе стандартных технологий, например аппарата сетей Петри, GPSS и ряда других.

Таким образом, рассмотренный вариант математической модели и формализации системы управления квазистационарными логистическими потоками может быть использован как основа для дальнейшей практической реализации, в частности алгоритмов и методов многокритериального селективного управления ресурсами и запасами при наличии ряда ограничивающих факторов.

Литература

1. *Марков А.А.* Избранные труды. Теория чисел. – Теория вероятностей / Под ред. Ю.В.Линник. – М.: Изд-во Акад. наук СССР, 1951. – 720 с.
2. *Brockmeyer E., Halstrem H.L., Jensen A.* The life and works of A.K.Erlang // Transactions of the danish academy technical sciences. – Copenhagen, 1948. – Vol. 2.
3. *Портенко Н.И., Скороход А.В., Шуренков В.М.* Марковские процессы // Итоги науки и техн. Соврем. пробл. матем. Фундам.направления. – ВИНТИ, 1989. – Т. 46, № 2. – С. 17, 18.
4. *Советов Е.С., Яковлев С.А.* Моделирование систем. – 3-е изд. – М.: Высшая школа, 2001. – С. 48.
5. *Ключко Н.В.* О понятии «управление информацией» // Управление информационными потоками: Сб. тр. ИСА РАН. – М.: Едиториал УРСС, 2002. – С. 191.

Статья поступила
13 апреля 2007 г.

Портнов Евгений Михайлович – доктор технических наук, профессор кафедры информатики и программного обеспечения вычислительных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* разработка методов повышения эффективности многофункциональных информационно-управляющих комплексов; контроль и управление технологическими процессами на распределенных энергообъектах и распределительных электросетях.

Пономарев Дмитрий Александрович – аспирант отраслевой научно-исследовательской лаборатории управляющих информационных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* автоматизированные системы управления в области логистики, математическая формализация логистики, логических систем и потоков, разработка и анализ алгоритмов производственной и информационной логистики.

Пакет программ для анализа вероятностно-временных характеристик сетей GPRS

Л.Г.Гагарина, Е.В.Кокорева

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Предложена методика разработки пакета программ для анализа моделирования и оптимизации вероятностно-временных характеристик сетей множественного доступа на примере протоколов MAC/RLC канального уровня GPRS. Предлагаемые решения основаны на развитии численного метода баланса интенсивностей нагрузок. Представлены характеристики, полученные в результате работы пакета программ.

Современные темпы развития информационных и телекоммуникационных технологий приводят к тому, что существующие программные средства для анализа, моделирования и оптимизации сетей множественного доступа, построенные на моделях Эрланга для однородного трафика в двухточечных каналах, перестают соответствовать требованиям времени.

В системах связи происходит повсеместный переход от технологий коммутации каналов к коммутации пакетов и IP-протоколам; от моносервисных систем голосовой связи, действующих на принципах коммутации каналов, к мультисервисным системам коммутации пакетов для интегральной передачи голоса, данных, видео и т.п. с дифференциацией и управлением качеством услуг (QoS – Quality-of-Services). Стремительно возрастает объем трафика доступа к услугам Интернет. В связи с этим возникает необходимость в программных средствах, основанных на теории многомерных распределенных очередей с приоритетным обслуживанием для интегрального трафика в многоточечных радиоканалах множественного доступа.

Аналитические модели сетей множественного доступа носят обычно вероятностный характер и строятся на основе понятий аппарата теории телетрафика [1], вероятностей и марковских процессов. Существующие программные средства для аналитического моделирования имеют ряд недостатков, к числу которых следует отнести:

- представление входных потоков заявок как простейших, без учета их неоднородности, входных потерь и распределенных в пространстве очередей;
- предположение об экспоненциальном распределении длительностей обслуживания заявок.

Кроме того, во внимание не принимаются ошибки в канале, повторные потоки нагрузки по переспросам, реальные системные параметры протоколов и дисциплины приоритетного обслуживания.

Канальный уровень GPRS. Канальный уровень GPRS делится на два подуровня – подуровень контроля над радиоканалом (RLC – Radio Link Control) и подуровень контроля доступа к среде (MAC – Media Access Control). Совместно они обеспечивают арбитраж доступа к разделяемой среде передачи и разрешение конфликтов. Кроме того, MAC и RLC осуществляют управление QoS и обработку ошибок [2, 3]. При обнаружении ошибочных кадров действует механизм автоматического избирательного повтор-

ного запроса (SREJ-ARQ). Для контроля над доступом к среде передачи на канальном уровне используется разновидность дискретного алгоритма АЛОНА с резервированием. Протокол канального уровня MAC/RLC можно описать вероятностным графом процедур приоритетного обслуживания (рис.1).

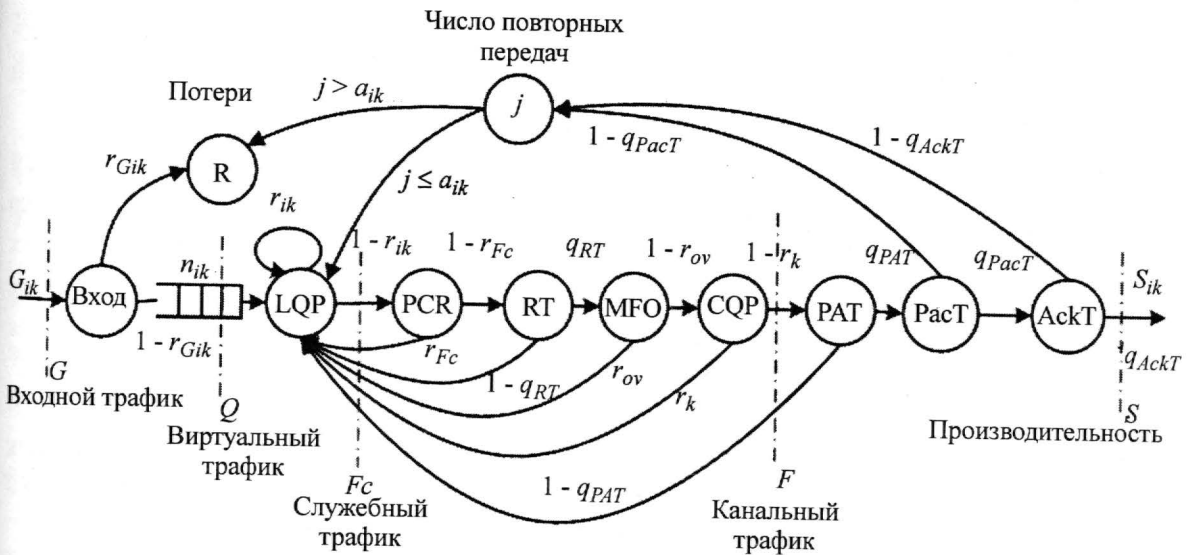


Рис.1. Вероятностный граф процедур протокола MAC/RLC канального уровня GPRS с приоритетным обслуживанием. Состояния на графе: LQP – приоритеты локальных очередей; PCR – запрос канала на передачу пакета; RT – передача запроса; MFO – переполнение мультикадра пакетных данных; CQP – приоритеты общей очереди; PAT – извещение о выделении временного интервала; PacT – передача пакета; AckT – подтверждение успешной передачи

На графе введены следующие обозначения: a_{ik} – максимально допустимое число попыток передачи пакета данных k -го класса обслуживания в i -й очереди; $q_{RT}, q_{PAT}, q_{PacT}, q_{AckT}$ – вероятности успешной передачи информационных и служебных (запросов, подтверждений) пакетов, определяемые на множестве станций (для удобства эти вероятности выражены через задаваемый параметр BER – вероятность ошибки на бит: $q_X = (1 - BER) \exp(-BER)$); $r_{G_{ik}}$ – вероятность переполнения i -й очереди k -го класса обслуживания, что приводит к потере поступающего пакета; r_{ik} – вероятность прерывания обслуживания заявки k -го класса в i -й очереди; r_k – вероятность вытеснения заявки k -го класса из общей очереди запросов заявкой более высокого класса; r_{Fc} – вероятность коллизии в служебном канале случайного доступа; r_{ov} – вероятность переполнения поля данных мультикадра.

Задача анализа вероятностно-временных характеристик. Аналитическая модель протокола MAC/RLC сети GPRS, состоящей из N мобильных абонентов $MS_i, i = \overline{1, N}$, описывается многомерной (размерностью $4N$) системой массового обслуживания (СМО) $M/G_{G,E,P}/m/n$, на входе которой неоднородный пуассоновский поток пакетов данных k -х классов приоритета с интенсивностью нагрузки:

$$G = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^4 \lambda_{ik} \tau_k, \tag{1}$$

где λ_{ik} – интенсивность потока; τ_k – средняя длительность входных пакетов $k = \overline{1, 4}$.

Длительность удобно измерять в относительных единицах времени (ОЕВ), равных парциальному времени передачи одного радиоблока (единица формата канала пакетных данных) [3]. В описании СМО символ $G_{G,E,P}$ – зависимость времени обслуживания заявок от величины входной нагрузки G , параметров внешней среды E и, наконец, от системных параметров P канального уровня GPRS, а m – число каналов. Анализ такой системы осложняется наличием неоднородной распределенной в пространстве векторной очереди \mathbf{n} с емкостями n_{ik} локальных составляющих (MS_i).

Разработка методики анализа вероятностно-временных характеристик (ВВХ) сетей GPRS в данной статье основана на использовании численного метода баланса интенсивностей нагрузок [4, 5], позволяющего избежать многих упрощающих допущений, к которым обычно прибегают при решении таких задач (опустошающее обслуживание, неограниченные очереди и др.) и учесть реальные условия функционирования сетей. Метод включает три этапа решения задачи.

На первом этапе определяются и выражаются через один промежуточный параметр интенсивности нагрузок в сечениях сети, от входов до выходов распределенных очередей, в соответствии с вероятностным графом на рис. 1. Этим промежуточным параметром является интенсивность нагрузки в канале F . Таким образом можно выразить:

- парциальную виртуальную интенсивность нагрузки (входной трафик запросов на обслуживание):

$$Q_{ik}(F) = G_{ik} [1 - r_{Gik}(F)] \omega_{ik}(F),$$

где ω_{ik} - коэффициент виртуальных переспросов, описывающий количество повторных передач из-за ошибок в канале:

$$\omega_{ik} = \frac{1 - (1 - q_{PAT} q_{PacT} q_{AckT})^{a_{ik}}}{q_{AckT} q_{PacT} q_{PAT} (1 - r_k) (1 - r_{ov}) q_{RT} (1 - r_{Fc}) (1 - r_{ik})}$$

- парциальный входной трафик служебного канала случайного доступа:

$$F_{cik}(F) = Q_{ik}(F) [1 - r_{ik}(F)];$$

- парциальную интенсивность нагрузки в ik -м канале пакетных данных:

$$F_{ik}(F) = F_{cik}(F) [1 - r_{Fc}(F)] [1 - r_{ov}(F)] [1 - r_k(F)] q_{RT}.$$

На втором этапе определяются циклы обслуживания заявок V_{ik} в локальных i -х очередях k -х классов. С их помощью векторная модель $M/G_{G,E,P}/m/\mathbf{n}$ распределенной многомерной (с размерностью $4N$) очереди сводится к $4N$ эквивалентным моделям одномерных очередей $M/M_{G,E,P}/m/n_{ik}$. Циклы обслуживания запросов в приоритетных очередях определяются как периоды времени от моментов поступлений запросов k -х классов на обслуживание и до освобождения каналов для обслуживания запросов того же k -го класса приоритета:

$$V_{ik} = T_{PDMF} [1 - \text{sign}(s_i - 1)] + s_i \omega_{ik} T_{PDMF},$$

где T_{PDMF} – длительность мультикадра пакетных данных, которая равна 26 ОЕВ [5], s_i – параметр (скважность), изменением которого можно управлять распределением ресурсов полосы канала передачи пакетных данных, а также интенсивностью обслуживания i -х очередей.

Понятие «цикл обслуживания» является обобщением термина «время обслуживания». Цикл обслуживания складывается из последовательности большого числа случайных редких событий (переспросов, конфликтов, искажений и т.п.), т.е. выполняются условия сходимости к предельным распределениям. Можно принять, что распределение длительностей циклов обслуживания при слабых ограничениях сходятся в пределе к экспоненциальному распределению. Поэтому в модели $M/M_{G,E,P}/m/n_{ik}$, эквивалентной одномерной очереди, закон распределения обобщенного времени обслуживания (цикла обслуживания) может быть принят экспоненциальным.

На третьем этапе из полученных характеристик очередей в параметрической форме исключается промежуточный параметр. Для этого составляется и решается численным методом уравнение баланса интенсивностей нагрузок относительно промежуточного параметра F :

$$\sum_{i=1}^{N_i} \sum_{k=1}^4 G_{1k} \{1 - r_{Gik} [\rho_{ik}(F), n_{ik}]\} [1 - (1 - q_{PAT} q_{PacT} q_{AckT})^{a_{ik}}] / q_{PAT} q_{PacT} q_{AckT} = F.$$

Далее нетрудно получить ВВХ очередей в функции от входной нагрузки и системных параметров протоколов с помощью известных соотношений для моделей СМО вида $M/M/1/n$.

Вероятностно-временные характеристики GPRS. Для оценки качества функционирования сети необходимо проанализировать следующие характеристики:

- среднее время доставки $D_{ik} = V_{ik} / (1 - \rho_{ik})$, где $\rho_{ik} = G_{ik} V_{ik}$ – коэффициенты использования i -х очередей. Время доставки измеряется в ОЕВ и является показателем оперативности передачи данных в сети;

- вероятность смешанных потерь $R_{ik} = 1 - (1 - r_{Gik}) [1 - (1 - q_{PAT} q_{PacT} q_{AckT})^{a_{ik}}]$ включает в себя потери в канале и потери из-за переполнения очередей ограниченной емкости (входные потери). Вероятность потерь определяет надежность передачи данных;

- производительность $S_{ik}(F) = F_{ik}(F) q_{PAT} q_{PacT} q_{AckT}$ (трафик успешно переданных пакетов) является показателем эффективности функционирования сети и измеряется в эрлангах.

С помощью пакета программ, разработанного в системе Matlab, были получены ВВХ, представленные на рис.2, которые позволяют оценить показатели качества доставки информации в сети GPRS при разных значениях специализированной нагрузки (каждая группа терминалов передает однородные потоки пакетов). На рис.3 то же для неспециализированной нагрузки (терминалы могут передавать нагрузку разного приоритета).

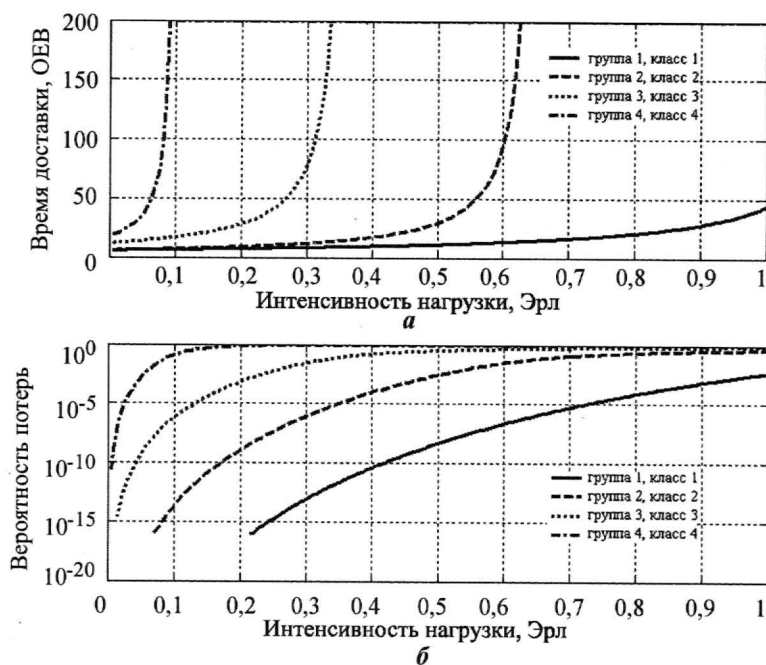


Рис.2. ВВХ для специализированной нагрузки: а – время доставки; б – вероятность потерь

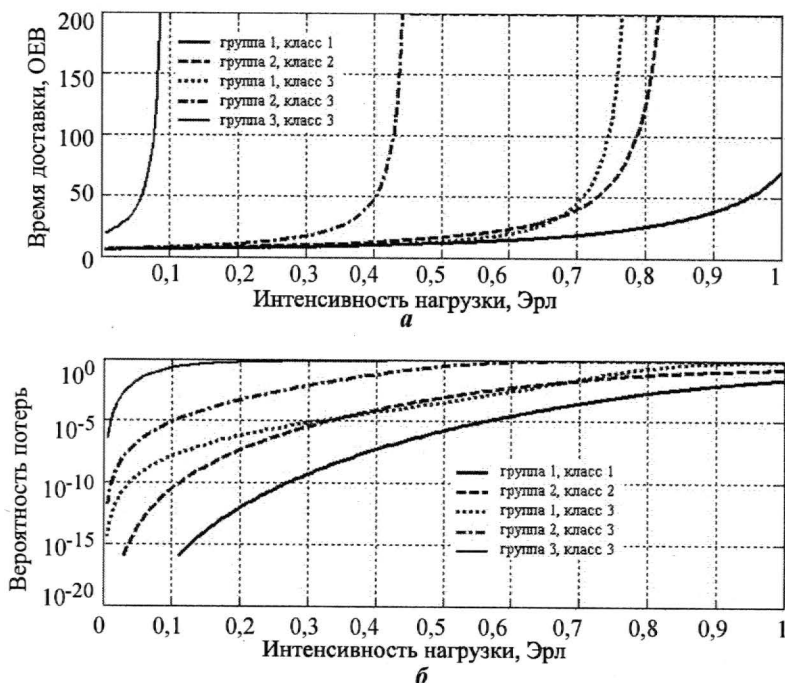


Рис.3. ВВХ для специализированной нагрузки: а – время доставки; б – вероятность потерь

Характеристики получены для сети из 1024 мобильных терминалов, сгруппированных по размеру входной нагрузки (группы 1–4). Результаты получены для четырех классов приоритета. Вероятность ошибки на бит при расчетах составляла 10^{-4} . Емкости очередей были заданы для трафика первого класса приоритета: одна средняя длина пакета в битах, для всех остальных – три средние длины пакета.

Задача оптимизации вероятностно-временных характеристик. Задача оптимизации заключается в необходимости найти распределение $\mu = (\mu_1, \dots, \mu_i, \dots, \mu_N)$ интенсивностей обслуживания, которое обеспечивает оптимальные показатели качества обслуживания:

$$D = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^4 h_{ik} D_{ik} [\bar{V}_{ik}(\mu), \rho_{ik}(\mu)] \rightarrow \min! , \quad (4)$$

$$S = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^4 h_{ik} S_{ik} [\bar{V}_{ik}(\mu), \rho_{ik}(\mu)] \rightarrow \max! , \quad (5)$$

где $h_{ik} = \frac{G_{ik}}{\sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^4 G_{ik}}$ – веса интенсивностей нагрузок, и сводится к оптимизации параметра s_i , задающего скважность передачи команд запроса ресурса канала [6].

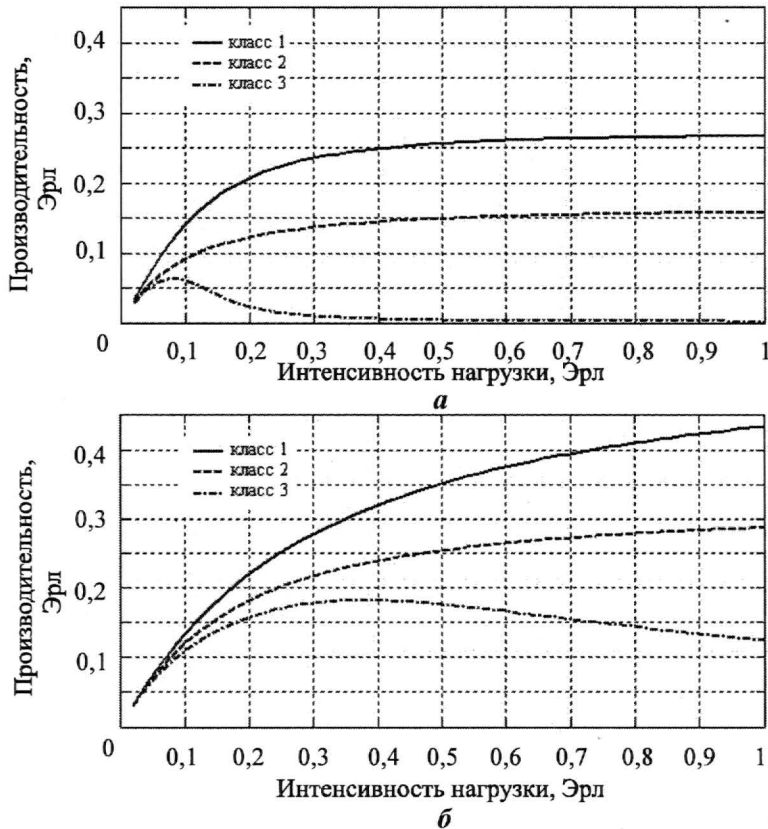


Рис.4. Сравнение зависимостей производительности, полученных при заданном распределении ресурса (а) и оптимальном распределении ресурса (б)

С помощью программы оптимизации ВВХ на основе симплексного метода, реализованного в системе Matlab, получены зависимости, представленные на рис.4, которые позволяют оценить повышение суммарной производительности сети за счет оптимального распределения ресурса полосы. Результаты получены для трех классов приоритета (из соображений ограничения времени вычислений).

Таким образом, полученные характеристики позволяют оценить качество передачи информации в сети GPRS, а решение задачи оптимизации распределения сетевых ресурсов между терминалами позволяет добиться наилучших результатов.

Литература

1. *Roberts J.W.* Traffic theory and the Internet // IEEE Communication Magazine. – 2001. – Vol. 39, N 1. January. – P. 94–99.
2. *Ганьжа Д.* Пакетный радиосервис // LAN. – 2000. – N 9. – С. 28–35.
3. *Kalden R., Meirick I., Meyer M.* Wireless Internet access based on GPRS // IEEE Personal Communications. – 2000. – Vol. 7, N 2. April. – P. 8–18.
4. *Мархасин А.Б.* Архитектура радиосетей передачи данных. – Новосибирск: Наука, 1984. – 144 с.
5. *Markhasin A., Kokoreva E.* The 3G GPRS Mobile Systems Problem of the Traffic Analyses // Proc. of the Business Forum and Exhibit on Mobile System - MS'01. – 2001. – P. I-175–I-181.
6. *Тюкачев И.А., Кокорева Е.В., Карпенко Д.В.* Оптимизация распределения пропускной способности в мобильных сетях GSM/GPRS // Материалы Российской НТК «Информатика и проблемы телекоммуникаций». – Новосибирск: СибГУТИ, 2005. – С. 242.

Статья поступила
30 марта 2007 г.

Гагарина Лариса Геннадиевна – доктор технических наук, профессор, заведующая кафедрой информатики и программного обеспечения вычислительных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* автоматизация технологических процессов и производств, управление качеством образовательных услуг на базе новых информационных технологий, разработка обеспечивающих подсистем ИУС, УВК, АИС.

Кокорева Елена Викторовна – старший преподаватель кафедры информатики и программного обеспечения вычислительных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* анализ и моделирование вероятностно-временных характеристик вычислительных сетей.

VIII Всероссийская конференция молодых ученых по математическому моделированию и информационным технологиям

27 - 29 ноября 2007 года, Новосибирск

Для участия в работе конференции приглашаются молодые научные сотрудники, аспиранты и магистранты, занимающиеся исследованиями в области вычислительной и прикладной математики, информатики, а также применения математического моделирования и информационно-вычислительных технологий для решения задач механики сплошной среды, физики, энергетики, химии, геологии, биологии, экологии, экономики и гуманитарных наук.

Организаторы конференции: Институт вычислительных технологий СО РАН; Новосибирский государственный университет; Новосибирский государственный технический университет

Направления работы:

- * вычислительная математика
- * математическое моделирование
- * информационные технологии
- * научно-инновационный конкурс «У.М.Н.И.К.»

Дополнительная информация:

Институт вычислительных технологий СО РАН,
проспект Академика Лаврентьева, 6, Новосибирск, 630090, Россия

Телефон: (383) 333-35-21 Баряхнин Владимир Борисович

URL: <http://www.ict.nsc.ru/ws/YM2007>

E-mail: ym2007@ict.nsc.ru

Метод формирования целевых Web-интерфейсов для работы с информационными ресурсами

И.Г.Игнатова, Ю.С.Шевнина

**Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)**

Описан метод адаптации структуры и семантики элементов метаописания информационных ресурсов к специфике предметной области деятельности. Показан один из вариантов использования метода при построении профилированных Web-интерфейсов пользователей для организации доступа к накопленным информационным ресурсам. Приведены примеры использования данного метода в рамках организации информационной поддержки научной деятельности.

В настоящее время электронные библиотеки и коллекции, содержащие информационные ресурсы (ИР), относящиеся к различным предметным областям, представляют значительный интерес [1, 2]. Это и результаты научных исследований и экспериментов, библиографические и фактографические базы данных, сведения об ученых, их научной деятельности, публикации, проекты и многое другое.

Одной из наиболее важных задач в развитии таких электронных библиотек является простота и удобство предоставления доступа к коллекции ИР. В 90-х годах прошлого столетия начинают говорить не только о технологической составляющей доступа к ИР, но и о его ориентации на конечного пользователя [3, 4]. Для того чтобы считаться простой и удобной, компьютерная система должна позволять пользоваться ею без специального обучения [4]. Современные системы чаще всего предоставляют доступ к информационным ресурсам в произвольной форме, а для поиска и описания ресурсов в Web-интерфейсах используется общая терминология. В результате пользователь получает огромное количество «шумовой» информации, среди которой очень трудно выбрать действительно полезные знания. Поэтому система, предоставляющая доступ к накопленным распределенным гетерогенным ИР, должна обеспечивать их качественный поиск, позволять адаптировать элементы описаний ресурсов и элементы пользовательских Web-интерфейсов к специфике предметной области, а также предоставлять возможность оперативного информирования пользователей о новых поступлениях необходимых им ресурсов. В сложившейся ситуации, когда сведения о ресурсах представлены в виде слабоструктурированного текста, особую роль играют метаданные, которые используются для автоматизированного анализа содержимого ресурса, построения поисковых индексов и позволяют обеспечить достаточно высокую точность и эффективность поиска разнородной информации [5].

При разработке модели описания ИР следует учитывать глубину структуризации метаданных. Слишком высокая степень структуризации усложняет процессы подготовки метаданных, слишком малая ограничивает возможности системы. В связи с этим одной из важных задач является определение минимальной степени структуризации метаописаний ИР. Кроме того, модель описания ИР должна предполагать изменение степени структуризации метаданных для информации из различных предметных областей.

Таким образом, можно выделить следующие требования к системе предоставления доступа к накопленным распределенным гетерогенным информационным ресурсам.

1. Настраиваемая модель описания ИР для каждой предметной области должна содержать свой набор элементов метаданных [6]. Причем набор элементов метаданных для каждого направления предметной области (подобласти) должен полностью входить в набор элементов для общей предметной области. Например, наборы элементов метаданных для описания ИР по отдельным узким направлениям из более общего направления науки должны входить в набор метаданных для описания ИР по более общему направлению.

2. Наборы элементов метаданных, а также используемые при описании ИР рубрикаторы и классификаторы должны быть согласованы с сообществами различных направлений деятельности, а также с открытыми международными стандартами. Это обеспечит простой и удобный обмен ИР между различными организациями, сотрудникам которых интересно получить информацию о смежных со своими работами коллективах, а также интеграцию ресурсов в едином информационном хранилище.

3. При организации непосредственной работы потребителей ИР необходимо использовать профилированные интерфейсы пользователей (т.е. настроенные на профиль определенного рода деятельности). Применение профилированных интерфейсов пользователей позволит ограничить информационные потоки, поступающие к потребителю ИР, что, в свою очередь, упростит доступ к ИР неподготовленным пользователям, а также приведет к повышению эффективности работы потребителей ИР и качеству предоставляемой им информации.

4. Оперативное информирование пользователя о новых поступлениях в коллекцию информационных ресурсов.

5. Должны быть реализованы политика информационной безопасности и требования по разграничению прав доступа к информационным ресурсам.

Для решения этих и других задач при формировании интерфейсов пользователей предлагается использовать параметризуемый шаблон для представления ИР. На рис.1 отображена структурная схема шаблона. Условно схема делится на три части: список функций, разрешенных в системе для пользователей; список элементов базовой



Рис.1. Структурная схема параметризуемого шаблона для представления ИР

модели представления ИР; список системных средств организации интерфейса для работы с информационными ресурсами. В качестве базовой модели представления ИР в результате анализа существующих стандартов метаописаний ресурсов выбран международный стандарт Dublin Core (DC) Metadata Set [7] как наиболее универсальный и вместе с тем простой по содержанию и реализации. Стандарт DC не привязан к конкретной предметной области, он является стандартом высокого уровня и определяет принципы описания ресурсов. К некоторым элементам в соответствии с базовой моделью представления ИР могут подключаться рубрикаторы.

При построении интерфейсов пользователей специфика предметной области деятельности отображается в конкретном составе, наименовании и количестве доступных пользователю функций по работе с ресурсами, в последовательности предоставления в специализированных интерфейсах возможности пользоваться теми или иными функциями, той или иной категорией ресурсов в соответствии с логикой и спецификой работ. Для выявления специфики предметной области на основе анализа практической деятельности строится ее онтологическая модель (например, с помощью методов стандарта онтологического моделирования IDEF5 [8]). Результаты и выводы онтологического моделирования используются при формировании специализированных шаблонов, получаемых в процессе настройки базового параметризуемого шаблона [9]. Целевые Web-интерфейсы пользователей формируются на основе специализированных шаблонов представления ИР, в элементах которых присутствует выявленная в результате онтологического анализа специфика конкретного направления предметной области деятельности [10].

Рубрикаторы позволяют использовать привычную для пользователя терминологию реальной предметной области в названиях элементов метаописания. Правила доступа дают возможность адаптировать структуру интерфейса к потребностям конечного пользователя, а также управлять ограничением потока информации, поступающей к потребителю ИР. Онтологический анализ предметной области также позволяет выделять объекты доступа и их характеристики в терминологии этой предметной области, определять характеристики доступа и формировать роли пользователей, существующих в рамках конкретного направления деятельности. Рассмотрим более подробно вторую часть шаблона – список элементов базовой модели представления ИР. На основе структуры (рис.2), заложенной в эту часть шаблона представления ИР, в системе можно строить профилированные интерфейсы пользователей при работе с сервисами, такими, например, как публикация и поиск опубликованных ресурсов.

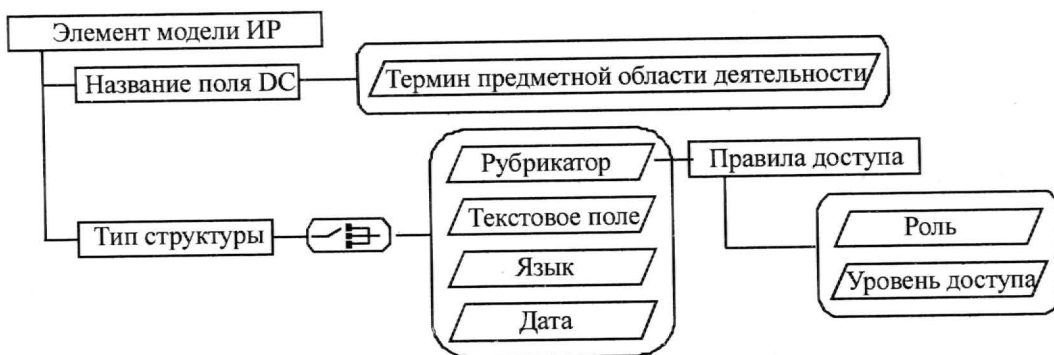


Рис.2. Структурная схема шаблона параметризации базовой модели представления ИР

Список элементов базовой модели ИР состоит из 15 основных элементов стандарта DC. Элементы «Предмет», «Описание», а также «Тип ресурса», «Формат» и «Отношения» являются главными для адаптации структуры и семантики элементов метаописания к специфике предметной области деятельности конкретных потребителей ИР, а, следовательно, и построению профилированных интерфейсов пользователей.

В процессе исследования сформулированы следующие основные этапы адаптации базовой модели представления ИР к предметной области деятельности:

1. Установление соответствия между названиями элементов стандарта Dublin Core и терминологией предметной области деятельности, выявленной в результате онтологического анализа этой предметной области.

2. Определение элементов, которые будут представлены в виде рубрикаторов.

3. Формирование перечня терминов предметной области деятельности для каждого из рубрикаторов.

4. Параметризация представления структуры базового шаблона с учетом описанных этапов.

В деятельности любого профессионального сообщества можно выделить несколько основных направлений и разделить их на более мелкие, узкоспециализированные. Используя онтологический анализ направления предметной области и предлагаемые основные этапы адаптации базовой модели представления ИР, можно формировать специализированные шаблоны представления ИР, которые наиболее полно отображают онтологию основных направлений предметной области. Для более узкого представления в профилированных интерфейсах и элементах метаописания ИР специфики и терминологии специализированного направления применяются производные шаблоны. Производные шаблоны получаются из базовых специализированных шаблонов в результате применения к последним одной или совокупности процедур получения производных шаблонов: сокращение количества полей базового шаблона; переименование полей; сокращение значений рубрикаторов полей.

Специализированный Web-интерфейс пользователя оперативно формируется посредством обработки программными модулями, реализованными на языке Perl, специализированных базовых или производных шаблонов, исполненных в виде XML-файлов. Структура XML-файла соответствует описанной структуре параметризируемого шаблона для представления информационных ресурсов (см. рис.1).

Для осуществления упрощенного доступа конкретной целевой аудитории к определенным ИР (объединенным по одному или нескольким параметрам), а также решения вопросов автоматизированной доставки новых поступлений ИР в электронную библиотеку применяются так называемые доставочные шаблоны. Одной из составных частей доставочного шаблона является прогнозируемый набор параметров поиска, на основе которого формируется поисковый запрос в центральное хранилище коллекции ИР. Автоматическое формирование такого поискового запроса ограждает конечного потребителя от лишних действий, что особенно важно для тех потребителей, которые не обладают навыками работы со специализированными информационными системами.

Базовая модель была адаптирована к специфике научных направлений деятельности Московского государственного института электронной техники (технического университета). В результате анализа научной деятельности вуза, использования рекомендаций ГОСТа 7.83-2001 «Электронные издания. Основные виды и выходные сведения», а также по результатам анализа 21 сайта научных электронных библиотек построена практическая онтологическая модель предметной области, выбраны элементы базовой

модели ИР и необходимость их переименований и/или подключения специализированных рубрикаторов на уровне представлений. Рубрикатор «Предмет» включает в себя более 70 значений, в которые входят значения кодов рубрикатора ГРНТИ, а также значения, отражающие специфику классификации ресурсов в научной деятельности вуза. Например, рубрики журнала «Известия вузов. Электроника», названия специальностей диссертаций Диссертационного Совета. Значения рубрикаторов для полей «Тип ресурса» и «Формат ресурса» сформированы на основе анализа наиболее часто встречающихся на сайтах научных библиотек. К значениям рубрикатора «Тип ресурса» определены правила доступа, позволяющие предоставить каждому из участников научной деятельности только интересующие его типы ресурсов. Рубрикатор «Аудитория» представляет собой список целевой аудитории, сформированный в результате проведения онтологического анализа научного направления деятельности, и определяет целевую аудиторию предназначенности ИР: научные сотрудники института, сотрудники кафедр, студенты, аспиранты и гости электронной коллекции. Правила доступа к значениям рубрикатора «Аудитория» установлены таким образом, чтобы организовать ограничение потоков ИР для каждой целевой аудитории. Важное значение имеют элементы рубрикатора «Условие доступа» «Внутренний» и «Внешний», поскольку позволяют разделять ресурсы на соответственно внутренние и внешние, что обосновано их происхождением – был ли ресурс создан внутри организации или поступил извне, например ссылка из Интернета.

Применяя правила построения производных шаблонов, на основе базового шаблона представления научных ресурсов разработан специализированный шаблон «Журнал «Известия вузов. Электроника», в котором отсутствуют некоторые элементы базового шаблона, выполнено переименование элементов. В рубрикаторе, подключенном к полю «Рубрика журнала», присутствуют только названия рубрик журнала. На основе описанного выше базового шаблона для представления научных ресурсов и правил настройки модели представления ИР на конкретную предметную область разработан производный шаблон для представления тезисов докладов II Всероссийской научно-технической дистанционной конференции «Электроника» [11]. В результате онтологического анализа определено 8 элементов базового шаблона представления научных ресурсов, достаточных для составления метаописания ИР (тезисов докладов), сформированы следующие роли пользователей: технический секретарь, ученый секретарь, руководитель секции и участник конференции. К каждому элементу модели представления тезиса доклада и к каждому значению подключенных рубрикаторов были определены правила доступа. Таким образом, каждый из пользователей, играющий ту или иную роль в работе конференции, получил свой профилированный интерфейс, что позволило повысить эффективность работы с информацией в процессе подготовки конференции и непосредственного ее проведения, а также последующего использования созданных информационных ресурсов.

Применение метода адаптации структуры и семантики элементов метаописания информационных ресурсов к специфике и организации упрощенного доступа к ИР на основе метода построения профилированных интерфейсов пользователей с учетом онтологии предметной области позволяет повысить эффективность работы потребителей ИР, а также качество предоставляемой им информации.

Литература

1. **Резниченко В.А., Проскудина Г.Ю., Овдей О.М.** Создание цифровой библиотеки коллекций периодических изданий на основе Greenstone // Тр. Седьмой Всероссийской науч. конф. «Электронные библиотеки: перспективные методы и технологии, электронные коллекции» (Ярославль, 2005). – Ярославль: Ярославский гос. университет им. П.Г.Демидова, 2005. – С. 275–281.
2. **Баркова О.** Использование технологических возможностей АБИС для создания распределенной электронной библиотеки (на примере ИРБИС) // Научные и технические библиотеки. – 2004. – № 3. – С. 113–120.
3. **Keller J.** Public access issues: An introduction / Eds. В. Kahin and J. Keller. –Public Access to the Internet. MIT Press, 1995. – P. 34–45.
4. **Borgman C.L.** Will the Global Information Infrastructure be the Library of the Future? // Central and Eastern Europe as a Case Example // IFLA. – 1996. – 22 (2). – P. 121–127.
5. Метаданные и их место в хранилище. Представление метаданных с помощью XML. – <http://www.iso.ru/journal/articles/450.html>.
6. **Игнатова И.Г.** Корпоративные электронные информационные среды поддержки научно-образовательной деятельности на основе процессно-ролевого подхода. – М., 2005. – 371 с.
7. Проект Dublin Core Metadata Initiative <http://www.dublincore.org>
8. **Верников Г.** Стандарт онтологического исследования IDEF5 .- www.cfin.ru/vernikov .
9. **Игнатова И.Г., Соколова Н.Ю., Павлов А.Ю.** Средства создания описаний информационных ресурсов с настраиваемым на понятия предметной области представлением стандарта метаописаний // Сб. тез. постерных докладов Восьмой Всероссийской научной конференции «Электронные библиотеки: перспективные методы и технологии, электронные коллекции» (RCDL'2006). – Ярославль: Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, 2006. – С. 26–28.
10. **Игнатова И.Г., Павлов А.Ю., Шевнина Ю.С.** Формирование профилированных интерфейсов при организации работы с информационными ресурсами для пользователей из научно-образовательного сообщества // Тез. докл. V междунар. научн.-техн. конф. «Электроника и информатика – 2005». – М.:МИЭТ, 2005. – С. 31–32.
11. II Всероссийская науч.-техн. дистанционная конф. «Электроника». – <http://www.mocnit.miet.ru/conf/>.

Статья поступила
6 апреля 2007 г.

Игнатова Ирина Гургеновна – доктор технических наук, доцент, директор Московского областного центра новых информационных технологий (МОЦНИТ) при МИЭТ. *Область научных интересов:* информационные системы поддержки образовательного процесса, технология программирования, базы данных распределенных систем, защита информации, удаленный доступ, программирование, электронные библиотеки и коллекции информационных ресурсов, Web-технологии.

Шевнина Юлия Сергеевна – ведущий инженер-программист МОЦНИТ при МИЭТ. *Область научных интересов:* проектирование и разработка информационных систем, базы данных распределенных систем, программирование, Web-технологии, электронные библиотеки и коллекции информационных ресурсов, политика информационной безопасности и управление правами доступа, профилированные интерфейсы пользователей.

Эвристические алгоритмы контурной сегментации изображений

В.Д.Колдаев

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Предложена идея локальной динамической модели определения контура изображения, основанная на линеаризации двумерной функции яркости. Исследованы модификации методов Розенфельда и фиксированных направлений, использующие динамический фильтр для решения задач контурной сегментации, фильтрации и восстановления изображений.

В основе алгоритмов распознавания изображений используется априорная информация о характерных свойствах объекта, таких как форма, размер, яркость и т.д. Учет этих свойств позволяет сократить объем обрабатываемых зрительных данных и обеспечить функционирование автоматизированных производственных систем (АПС) в режиме реального времени. Проектирование алгоритмов обработки изображений является специфической задачей, решаемой индивидуально для каждой АПС. Выделение контуров изображений – одна из основных задач, которые решаются в системах машинного «зрения» на этапах раннего распознавания и предварительной обработки, поскольку именно контуры определяют структуру изображений.

Методы выделения контуров изображений можно разбить на следующие группы [1, 2]: пространственное дифференцирование; функциональная аппроксимация; высокочастотная фильтрация. Общим для всех методов является стремление рассматривать границу как область резкого перепада функции яркости изображения $f(x,y)$; отличает их вводимая математическая модель понятия контур или алгоритм поиска краевых точек.

При разработке систем технического зрения возникают проблемы, связанные с искажением реальных изображений. Источниками помех являются собственные шумы фотоприемных устройств, зернистость фотоматериалов, шумы каналов связи либо расфокусированность изображения. Наиболее простые алгоритмы подавления шума на изображении – линейные, в которых каждый элемент обработанного изображения получается линейной комбинацией нескольких элементов исходного (рис.1).

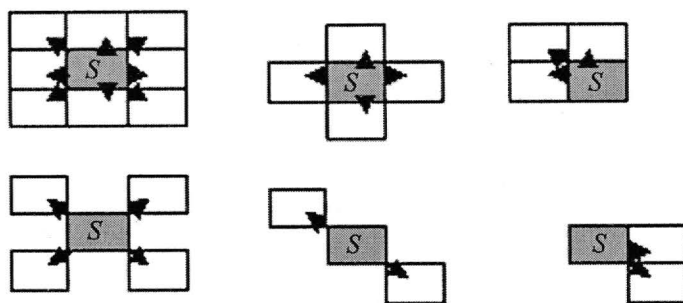


Рис.1. Элементы, анализируемые при контурной сегментации

В настоящей работе для контурной сегментации изображений предложена модификация алгоритмов Розенфельда и метода фиксированных направлений с новыми областями анализируемых элементов и проведено их исследование.

В модификации метода Розенфельда [3] вокруг каждого из исследуемых элементов определенным образом вскрываются окна, конкретный вид которых выбран таким образом, что исследуемый элемент a_{ij} расположен на оси симметрии, проведенной между анализируемыми окнами (рис.2). Первоначально они имеют фиксированный, заранее

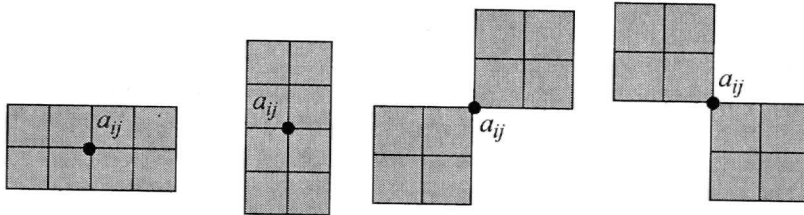


Рис.2. Горизонтальные, вертикальные и диагональные окна

определенный минимальный размер, который определяется параметром k .

В зависимости от параметра k размеры окна принимаются равными $(2k+1) \times (2k+1)$, при этом для центрального исследуемого элемента (i, j) вычисляется усредненная функция яркости

$$f^k(i, j) = \left[\sum_{m=i-k}^{m=i+k} \sum_{n=j-k}^{n=j+k} f(m, n) \right] / (2k+1)^2.$$

Затем для четырех направлений (горизонтального (г), вертикального (в), леводиагонального (лд), праводиагонального (пд)) вычисляются функции по следующим формулам:

$$L^{(к,г)}(i, j) = |f^k(i+k, j) - f^k(i-k-1, j)|;$$

$$L^{(к,в)}(i, j) = |f^k(i, j+k) - f^k(i, j-k-1)|;$$

$$L^{(к,лд)}(i, j) = |f^k(i+k, j+k) - f^k(i-k-1, j-k-1)|;$$

$$L^{(к,пд)}(i, j) = |f^k(i+k+1, j-k+1) - f^k(i-k, j+k)|.$$

Каждая функция определяет разность между усредненными функциями яркости окон. Среди полученных четырех величин выбирается максимальная функция $L_{\max} = \max \{ L^{(к,в)}(i, j), L^{(к,г)}(i, j), L^{(к,лд)}(i, j), L^{(к,пд)}(i, j) \}$.

В зависимости от параметров изображения выбирается порог фильтрации T ($T > 0$).

При этом если $L_{\max} \leq T$, то вычисления проводятся далее для $k = k+1$ (увеличиваются размеры рассматриваемого окна) до тех пор, пока не будет выполнено условие $L_{\max} > T$, либо до определенного значения $k = k_{\max}$ ($k_{\max} \leq 5$). Если L_{\max} не достигает значения, большего порога яркости T , то в точке (i, j) нет элемента края, в противном случае точка (i, j) принадлежит контуру.

Анализ применения разработанной модификации метода Розенфельда на тестовых изображениях позволяет сделать вывод о том, что целесообразно использовать предложенный алгоритм для обработки многоуровневых градаций яркости изображений со значительным количеством изломов в контуре при зашумленности до 20%. На рис.3 показана зависимость зашумленности $P_{ш}$ изображения от порога фильтрации T для различных типов конфигураций объектов. При выделении контуров методом Розенфельда возможны ситуации, когда контурная линия будет иметь ширину в 2–3 уровня разрешения.

Найденный из результатов эксперимента порог фильтрации $T_{\phi} = 80-120$.

Разработаны три модификации метода фиксированных направлений [4, 5] для вычисления значений градиентов в точках.

Модификация 1. Анализ элементов осуществляется в восьми направлениях (рис.4).

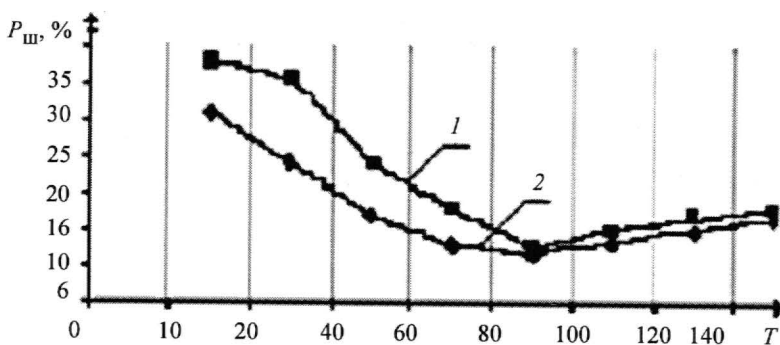


Рис. 3. Фильтрация многоуровневых изображений методом Розенфельда: 1 – простые; 2 – сложные объекты

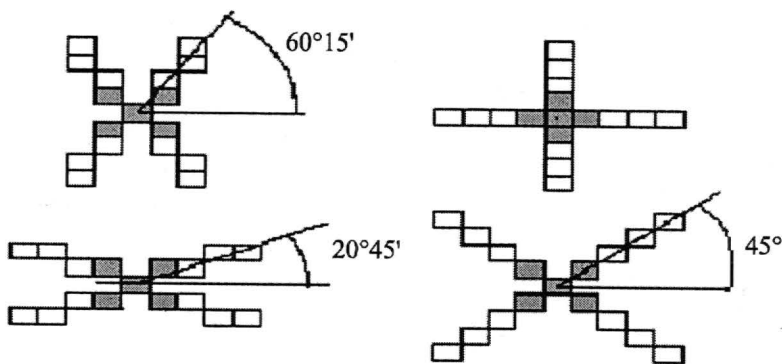


Рис. 4. Фиксированные направления анализа элементов

При этом для каждого элемента (i, j) в направлении d вычисляется функция $r_d(i, j)$:

$$r_d(i, j) = \max\{f(x, y)\} - \min\{f(x, y)\},$$

где (x, y) – точка вдоль направления d .

Затем происходит сравнение $r_d(i, j) \geq T$, тогда $R_d(i, j) = 1$, иначе $R_d(i, j) = 0$, где $R_d(i, j)$ – результирующая матрица.

Модификация 2. Вместо $r_d(i, j)$ вычисляется функция $S_d^r(i, j)$:

$$S_d^r(i, j) = \left[\sum_{(x,y) \in d} (f(x, y) - \bar{f}_d)^2 \right] / (2N + 1), \quad \bar{f}_d = \left[\sum_{(x,y) \in d} f(x, y) \right] / (2N + 1),$$

где $(2N + 1)$ – количество точек, взятых в направлении d .

На практике вместо квадрата можно использовать абсолютную величину, т.е. $(f(x, y) - \bar{f}_d)^2 \approx |f(x, y) - \bar{f}_d|$.

Модификация 3. Вместо $r_d(i, j)$ вычисляется функция $L_d(i, j)$:

$$L_d(i, j) = \sum_{k=-N}^{k=+N} a_k f_k,$$

где a_k – константы, удовлетворяющие условиям $\sum_{k=-N}^{k=+N} a_k = 0$; $a_k = a_{-k}$.

В зависимости от используемых размеров окон константы a_k принимают значения:

- окно 3×3 : $a_0 = 2, a_1 = a_{-1} = -1$;

- окно 5×5 : $a_0 = -\frac{2}{7}, a_1 = a_{-1} = -\frac{1}{7}, a_2 = a_{-2} = \frac{2}{7}$;

- окно 9×9 : здесь условие $a_k = a_{-k}$ не выполняется. Вместо этого осуществляется условие асимметрии: $a_0 = 0, a_1 = -a_{-1} = -1, a_2 = -a_{-2} = 0,4, a_3 = -a_{-3} = 0,059, a_4 = -a_{-4} = 0,026$.

Проведенное исследование метода фиксированных направлений показало, что его можно использовать для выделения элементов контуров с резко обозначенными краями при зашумленности до 15%. Найденные оптимальные пороги фильтрации равны: $T_{\text{эф}} = 120 - 150$ (модификация 1); $T_{\text{эф}} = 1500 - 2500$ (модификация 2); $T_{\text{эф}} = 10 - 50$ (модификация 3).

При оптимально выбранной апертуре метод может сохранять без искажений резкие границы изображений, эффективно подавляя некоррелированные или слабо коррелированные помехи и малоразмерные детали. В то же время при аналогичных условиях алгоритм, осуществляя сглаживание помех, неизбежно «смазывает» резкие границы и контуры объектов. На рис.5 показана зависимость зашумленности изображения $P_{\text{ш}}$ от порога фильтрации для различных типов конфигураций объектов.

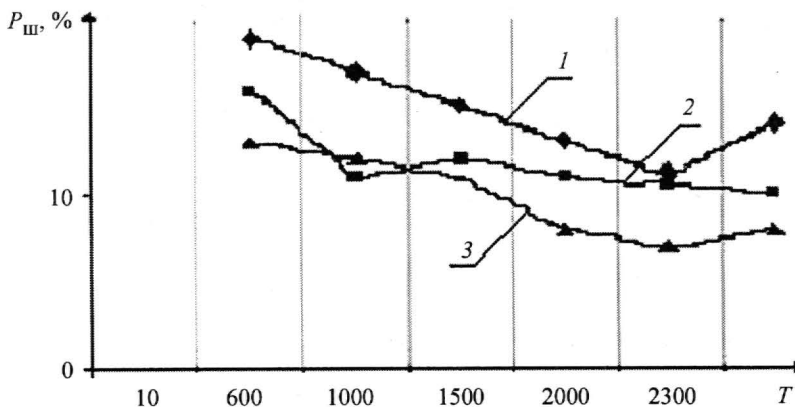


Рис.5. Фильтрация многоуровневых изображений методом фиксированных направлений: 1,2 – простые; 3 – сложные объекты

Ошибки в выборе порога фильтрации приводят к пропуску истинных краевых точек, неправильному определению их положения и принятию шумовых выбросов за элементы контура. Это определяет необходимость выявления некоторой границы вероятности ложного обнаружения, являющегося следствием воздействия шума, с последующей максимизацией вероятности правильного обнаружения, т.е. определения эффективного порога фильтрации. В результате анализа разработанных алгоритмов была выявлена формула для определения эффективного порога фильтрации: $T_{эф} = 1,5 G_{ср}$, где $G_{ср}$ – среднее значение градиента изображения.

Рассмотренные алгоритмы контурной сегментации изображений могут быть использованы в качестве алгоритмического и программного обеспечения систем технического зрения автоматизированных производственных систем на этапах предварительной обработки и распознавания видеоизображений.

Литература

1. *Hecker Y.C., Bolle R.M.* On geometric hashing and the generalized Hough transform // IEEE Trans. Syst., Man and Cybern. – 1994. – Vol 24, N 9. – P. 1328–1338.
2. *Dufresne T.E., Dhawan A.P.* Chord-tangent transformation for object recognition // Pattern Recogn. – 1995. – Vol 28, N 9. – P. 1321–1332.
3. *Rosenfeld A., Kak A.C.* Digital Picture Processing. – Second ed. – NY: Academic Press, 1982. – Vol. 1, 2.
4. *Абрамов В.А., Колдаев В.Д., Морозова Н.В.* Выделение элементов контуров многоуровневых изображений градиентными методами // Электронная техника. Сер. Экономика и системы управления. – 1985. – № 9. – Вып.4 (57). – С. 48–52.
5. *Прэтт У.* Цифровая обработка изображений: В 2 т.: Пер. с англ. / Под ред. Д.С. Лебедева. – М., 1982.

Статья поступила
4 апреля 2007 г.

Колдаев Виктор Дмитриевич – доцент кафедры информатики и программного обеспечения вычислительных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* выделение, идентификация и распознавание видеоизображений в системах технического зрения, функционирующих в реальном масштабе времени; разработка процедурных алгоритмов выделения и идентификации в системах обработки оптической информации; анализ и формирование информационных массивов в системах принятия решений при создании изделий электронной техники.

БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 615.475

Модель восприятия символьной информации человеком-оператором с экрана дисплея

Н.М.Новикова, В.Н.Будко

Воронежский государственный университет

Приведены результаты экспериментальных исследований работы человека-оператора при восприятии символьной информации с экрана дисплея. На основании метода наименьших квадратов получена математическая модель работы человека-оператора. Проведен статистический анализ полученной модели. Определены оптимальные условия работы человека-оператора в системе «человек – дисплей».

В настоящее время широкое распространение получила компьютеризация профессиональной деятельности. Компьютеры являются важнейшим элементом автоматизированных систем всех типов. В связи с этим возникает актуальная задача исследования взаимодействия человека и компьютера, в частности исследование системы «человек – дисплей». Помимо использования уникальных психофизиологических свойств человека по визуальному восприятию информации ставится вопрос об эффективном использовании его мыслительных способностей. Для оценки эффективности систем необходимо выяснить как человек получает информацию, как она хранится в памяти и преобразуется в знания и как эти знания влияют на его поведение.

Цель настоящей статьи – экспериментальное исследование и математическое описание процессов восприятия и обработки символьной информации с экрана дисплея человеком-оператором.

В рамках когнитивной психологии структурную модель начального этапа восприятия и обработки информации можно представить так, как показано на рис.1. Это лишь модель для наглядности, а не описание устройства и функционирования мозга, а также анализаторов человека.

Выделение сенсорными системами информации из внешнего физического мира происходит по принципу экономии. Поскольку количество сенсорной информации, непрерывно возбуждающей нашу нейронную сеть, астрономически велико, то для дальнейшей ее обработки когнитивными системами «высшего уровня» отбирается только часть сенсорной информации (см. рис.1, структуры 5 и 7). Для этого выбора необходимо время хранения информации в системе отбора. Длительность хранения (структура 6), например, зрительных образов, называемых иконическими, равна примерно 250 мс, длительность хранения слуховых образов, называемых эхоическими, больше (от 250 мс до 4 с). Время хранения в кратковременной памяти (структура 8) достигает 10–30 с.

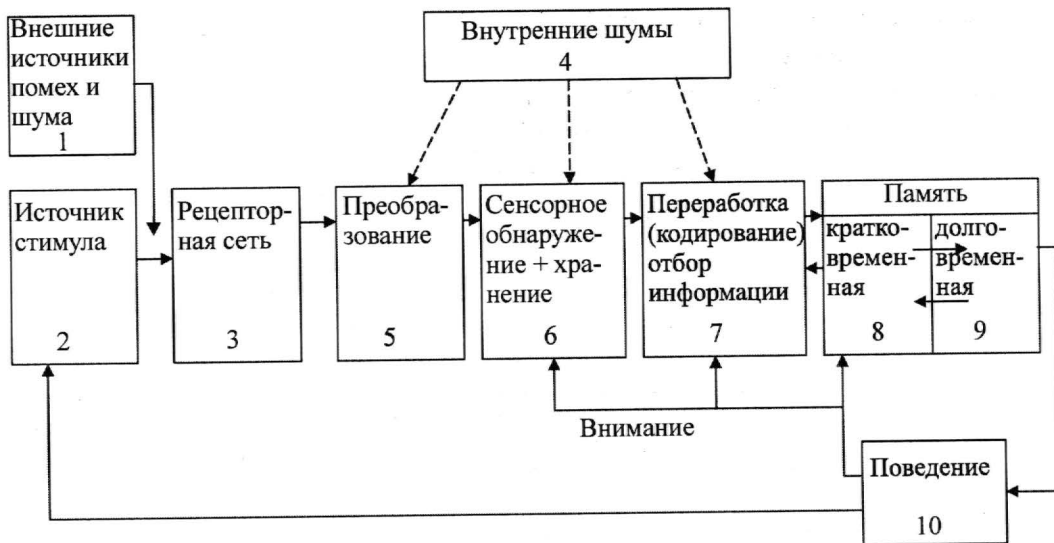


Рис. 1. Структурная модель восприятия и обработки информации в системе «человек – дисплей»

Восприятие внешних воздействий (стимулов) состоит из двух этапов. Первый этап – собственно восприятие, т.е. актуальное сенсорное впечатление. Второй этап – воспроизведение, способность изложить то, что было запечатлено до его стирания. Таким образом, иконическое и эхоическое хранение позволяют отбирать существенную информацию для дальнейшей переработки, ограничивая пропускную способность нашей системы обработки информации. Для описания первичного процесса приема информации используют термин «ощущение», связывая его с реакцией анализаторов органов чувств (глаза, уха и т.п.) в результате воздействия на них элементарных видов стимуляции (структуры 2 и 3).

Под «восприятием» понимают следующий уровень переработки информации, в котором участвуют высшие когнитивные механизмы, интерпретирующие сенсорную информацию. Интерпретация наблюдаемых данных зависит от многих сложных когнитивных факторов, в том числе от предшествующих знаний о мире и целях наблюдений и т.п. Поэтому восприятие и интерпретация могут не совпадать с объективной реальностью предмета наблюдения. На процесс восприятия и обработки информации оказывают влияние как внешние, так и внутренние шумы (структуры 1 и 4).

При восприятии и воспроизведении информации, предъявляемой на экране дисплея, большое значение имеет память человека.

Рассматривая модель памяти человека как информационную систему, можно заключить, что она включает три процесса:

- 1) усвоение, запоминание;
- 2) сохранение длительное;
- 3) узнавание и воспроизведение информации.

Виды памяти различают по следующим признакам [1]:

- длительности сохранения информации: сенсорная непосредственная; кратковременная оперативная; долговременная;
- отношению к цели: произвольная и волевая (произвольная);
- характеру запоминаемого материала: логическая; образная (зрительная, слуховая, осязательная); эмоциональная и моторно-двигательная.

Память имеет следующие основные характеристики:

- объем запоминаемой информации;
- скорость запоминания;
- длительность сохранения (скорость забывания);
- полнота и точность воспроизведения;
- готовность к воспроизведению (время вспоминания).

Представление памяти в виде структурной модели показано на рис.2.



Рис.2. Структурная модель памяти

Повторением из долговременной памяти (ДВП) информация в кратковременной памяти (КВП) удерживается необходимое время, затем угасает (забывается), переходя на другие уровни в ДВП, в которой ее может содержаться огромное количество, но со временем она также угасает. Есть основания считать, что в ДВП информация закодирована в смысловой (семантической) форме. Это подтверждается нейрофизиологической теорией восприятия и памяти человека [2].

Память, по-видимому, представлена несколькими фазами. Первая – очень непродолжительная (время сохранения информации от 250 мс до 4 с) – это сенсорная непосредственная память. Она определяется видом анализатора органов чувств и способом предъявления информации.

В непосредственной памяти в течение долей секунды, по-видимому, удерживается сначала вся воспринятая информация, которая затем быстро теряется и через сотни миллисекунд нервной активности остается ее порядка 12–20 элементов (единиц информации), которые переходят в оперативную память. При этом происходит селекция информации по критериям, определяемым задачей наблюдения.

Объем сенсорной непосредственной памяти измеряют числом стимулов (размером предъявляемого материала), воспроизводимого сразу же после одноразового короткого (доли секунды) предъявления.

КВП определяется способностью человека сохранять информацию только на тот период (до нескольких десятков секунд, а иногда и больше), который требуется для решения текущей задачи. Объем КВП характеризуют качеством воспроизводимых однократно (несколько секунд) предъявленных стимулов. Многими экспериментами установлено «магическое» число 7 ± 2 стимулов, которые удерживаются в КВП [3]. Максимальное количество воспроизводимых символов является инвариантом кратковременной оперативной памяти.

При восприятии человеком-оператором информации с экрана дисплея важную роль играет и ДВП. Она обеспечивает хранение информации в течение длительного времени

(часы, дни, месяцы, годы). Объем ДВП в общем случае оценивают отношением числа стимулов, сохранившихся в памяти спустя некоторое время (более 30 мин), к числу их повторений. Поэтому при практических измерениях объем ДВП так же, как и оперативной памяти, оценивается количеством стимулов (или информации), воспроизведенных после одного повторения спустя 30 мин.

Сохранение информации в памяти является сложным процессом, в ходе которого осуществляется переработка, упорядочивание и классификация. В процессе запоминания и хранения информации мозг осуществляет ее статистический анализ, позволяющий оценивать вероятность событий, и на основе этих оценок предвидеть и прогнозировать возможные ситуации, планировать деятельность.

Исходя из структурной модели и свойств как КВП, так и ДВП можно построить математическую модель процессов восприятия и обработки символической информации с экрана дисплея человеком-оператором. С этой целью необходимо провести эксперимент с группой операторов.

Эксперимент. Эксперимент проводился с группой обученных операторов и состоял из трех частей. Методика его заключалась в следующем: испытуемый (оператор) видит на экране дисплея форму «Настройки тестирования». К настройкам тестирования относятся параметры: время адаптации (1 мин – задержка перед показом), время показа, поле для ввода имени файла, в котором будут храниться результаты тестирования. Эта форма имеет две кнопки «Тестирование» и «Выход». После нажатия кнопки «Тестирование» перед оператором появляется новая форма, с помощью которой проводилась основная часть эксперимента. Форма «Тестирование» состоит из двух частей: верхней и нижней и содержит две кнопки «Старт» и «Выход». После нажатия кнопки «Старт» (по истечении времени адаптации) на верхней части формы появляется последовательность символов. В первой части эксперимента эта последовательность состоит из букв латинского алфавита, во второй части – из арабских цифр, в третьей – из символов (! @ # \$ % ^ * () + = { } { } ? < > &). Последовательность предъявляется оператору на экране дисплея в течение времени, указанного в настройках тестирования, затем она исчезает с экрана. Оператор должен ввести то, что он запомнил в нижнюю часть формы «Тестирование». По окончании тестирования появляется сообщение: «Тестирование окончено». Оператор нажимает кнопку «Выход», и тестирование заканчивается. Такой цикл проводился для каждого оператора при различном времени показа и для различной длины последовательности. Время показа было выбрано равным 1,5; 2 и 3 с. Длина последовательности выбиралась случайным образом из возможных 4, 5, 6, 7, 8 символов. Такие значения длины последовательностей были определены в результате проведения предварительных экспериментов. В эксперименте принимали участие 15 операторов в возрасте 20–22 года. После прохождения одного теста испытуемый отдыхал, так как время тестирования составляло 20–30 мин, что могло привести к утомлению, которое измерялось по методике, разработанной авторами [4].

По результатам эксперимента вычислялась вероятность правильных ответов как частота события

$$p = n_x / N_x,$$

где x – длина последовательности; n_x – число верных ответов; N_x – число предъявленных последовательностей для каждого из испытуемых.

Рассчитанные значения вероятностей правильного воспроизведения последовательностей усреднялись по всем операторам.

Результаты экспериментов, их обсуждение. Усредненные по операторам вероятности правильного воспроизведения $\bar{P}_{\text{пр.воспр}}$ при различном времени показа представлены в таблице.

Вероятность правильного воспроизведения последовательностей символов

Длина последовательности	Алфавит		
	Цифры $P_{\text{пр.воспр}}$	Буквы $P_{\text{пр.воспр}}$	Символы $P_{\text{пр.воспр}}$
Время показа 1,5 с			
4	1	0,606	0,403
5	0,905	0,504	0,208
6	0,790	0,333	0,131
7	0,533	0,183	0,010
8	0,139	0	0
Время показа 2 с			
4	1	0,862	0,650
5	0,925	0,706	0,451
6	0,812	0,437	0,194
7	0,601	0,238	0,087
8	0,325	0,069	0
Время показа 3 с			
4	1	1	0,751
5	1	0,997	0,652
6	0,989	0,699	0,518
7	0,997	0,300	0,249
8	0,904	0,198	0

Пусть длина последовательности x является случайной величиной. Для получения закона распределения этой случайной величины вероятность правильного воспроизведения представляется в квантилях нормального распределения. Зависимость $\bar{P}_{\text{пр.воспр}} = f(x)$ аппроксимировалась прямой линией по методу наименьших квадратов.

Анализ результатов экспериментов показал, что вероятность правильного воспроизведения последовательностей различной длины для каждого оператора описывается функцией нормального распределения

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \int_0^x \exp\left[-(x-\bar{l})^2 / 2\sigma_x^2\right] dx,$$

где \bar{l} – математическое ожидание длины последовательности x ; σ_x – среднеквадратическое отклонение случайной величины x .

Допущение о нормальном законе распределения проверялось с помощью статистического критерия χ^2 . Этот критерий позволяет утверждать, что имеется нормальное распределение при уровне значимости 0,05.

Для всех условий эксперимента получены зависимости вероятностей правильного воспроизведения от длины последовательности. На рис.3 представлена зависимость вероятности правильного воспроизведения букв латинского алфавита при различном времени показа. Аналогичные зависимости получены для цифр и символов. Чтобы проанализировать полученные результаты, эти зависимости можно представить в виде квадратичной функции

$$y = ax^2 + bx + c.$$

При измерениях с одинаковой точностью (дисперсии должны отличаться незначимо) квадратичную функцию записывают в виде

$$y = a(x - \bar{x})^2 + b(x - \bar{x}) + c,$$

где $\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_k$ (N – число измерений).

Расчет упрощается, если помимо одинаковой точности значения аргумента выбираются равноотстоящими:

$$x_{k+1} - x_k = h = \text{const} \quad (k = 1, N-1).$$

Далее квадратичную функцию запишем в виде

$$y = a_1 \left(\frac{x - \bar{x}}{h} \right)^2 + b_1 \left(\frac{x - \bar{x}}{h} \right) + c_1,$$

где a_1, b_1, c_1 вычисляются по следующим формулам [5]:

- при нечетном числе данных $N = 2M - 1$

$$a_1 = \frac{1}{3H_2} \left[3 \sum_{k=1}^N y_k (k - M)^2 - \frac{N^2 - 1}{4} \sum_{k=1}^N y_k \right],$$

$$b_1 = \frac{1}{H_1} \sum_{k=1}^N y_k (k - M),$$

$$c_1 = \bar{y} - \frac{H_1}{N} a_1;$$

- при четном числе данных $N = 2M$

$$a_1 = \frac{1}{12H_2} \left[3 \sum_{k=1}^N y_k (2k - N - 1)^2 - (N^2 - 1) \sum_{k=1}^N y_k \right],$$

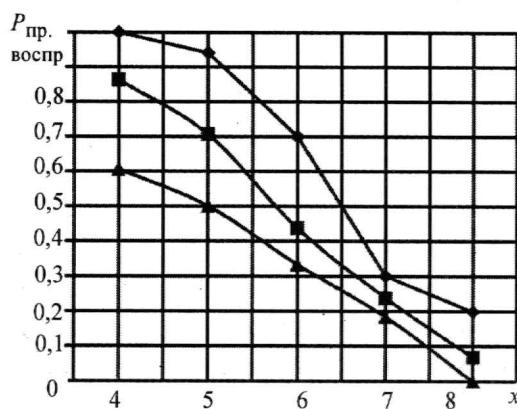


Рис.3. Зависимость вероятности правильного восприятия от длины последовательности для букв латинского алфавита при различном времени показа: ■ 2 с; ▲ 1,5 с; ◆ 3 с

$$b_1 = \frac{1}{2H_1} \sum_{k=1}^N y_k (2k - N - 1)^2,$$

$$c_1 = \bar{y} - \frac{H_1}{N} a_1,$$

где $H_1 = N(N^2 - 1)/12$, $H_2 = N(N^2 - 1)(N^2 - 4)/180$.

Эти расчеты упрощаются, если воспользоваться ортогональными многочленами Чебышева для равноотстоящих точек при нечетном их числе. Явные формулы для ортогональных многочленов $p_0(u)$, ..., $p_2(u)$ имеют вид [5]

$$p_0(u) = 1; p_1(u) = u; p_2(u) = u^2 - \frac{L(L+1)}{3},$$

где $L = \frac{N-1}{2}$.

Применение этих формул для аппроксимации зависимости вероятности правильного воспроизведения от длины последовательности дает аппроксимирующую функцию в виде

$$y = u^2 + u - 1, \tag{1}$$

где $u = (x - \bar{x})$.

Аппроксимирующая функция (1) для зависимости $\bar{P}_{\text{пр.воспр}}$ от длины последовательности x для цифр и времени показа 1,5 с может быть представлена в виде

$$y = x^2 - 8x + 17,24, \tag{2}$$

где y – вероятность правильного воспроизведения в квантилях нормального распределения.

Аналогичные аппроксимации получены для букв

$$y = x^2 - 7,8x + 13,96 \tag{3}$$

и для символов

$$y = x^2 - 6,4x + 8,99. \tag{4}$$

Математические модели (2), (3), (4) получены методом регрессионного анализа. Необходимо провести анализ адекватности моделей, т.е. показать как выбранные модели описывают имеющиеся данные. Проверка адекватности модели состоит из нескольких шагов.

1. Проверяется гипотеза о непротиворечивости выбранной функциональной зависимости экспериментальным данным. С этой целью используется дисперсионный F -критерий Фишера. Применение этого критерия к экспериментальным данным показало, что дисперсии различаются незначимо при уровне значимости 0,05. Следовательно, выбранные функциональные зависимости не противоречат экспериментальным данным.

2. Проводится анализ остатков, т.е. определяется разность между наблюдаемыми y_i и предсказанными \hat{y}_i значениями

$$r_i = y_i - \hat{y}_i, i = \overline{1, n}.$$

Анализ остатков дает представление о том, как подобрана модель. Для корректно подобранной модели остатки должны иметь нормальный закон распределения и быть независимыми. Был рассчитан остаток для выбранных моделей (2), (3) и (4). Для проверки нормальности закона распределения остатков использовался критерий χ^2 . В результате остатки подчинялись нормальному закону при уровне значимости 0,01. Рассчитана сериальная корреляция, т.е. выборочный коэффициент корреляции между парами остатков. Этот коэффициент оказался равным нулю. Для проверки этого утверждения использовался критерий Дарбина–Уотсона [6]:

$$d = \frac{\sum_{i=2}^n (r_i - r_{i-1})^2}{\sum_{i=1}^n r_i^2}.$$

На основании этого критерия утверждается, что корреляция между остатками отсутствует при уровне значимости $\alpha = 0,05$, т.е. остатки независимы.

Следовательно, нормальность и независимость остатков подтверждают корректность рассматриваемой модели.

3. Производится сравнение моделей (2), (3) и (4) для того, чтобы понять, являются ли их расхождения лишь следствием случайных колебаний выборки, или они описывают различные зависимости. Выдвигается гипотеза о незначимом различии моделей (2), (3), (4). Для проверки этой гипотезы необходимо сравнить коэффициенты при x , а затем сравнить свободные члены. Для проверки гипотезы о незначимом различии коэффициентов при x был использован t -критерий Стьюдента. Во всех случаях сравнения (2) с (3), (2) с (4), (3) с (4) было выявлено, что выдвинутая гипотеза отвергается при уровне значимости 0,05, т.е. коэффициенты при x различаются значимо.

Проверка гипотезы о незначимом различии свободных членов проводилась аналогичным образом также с использованием t -критерия Стьюдента. Получено, что свободные члены различаются значимо при уровне значимости 0,05. Следовательно, гипотеза о статистически незначимом различии моделей противоречит данным эксперимента, модели (2), (3) и (4) различаются значимо.

Был проведен аналогичный развернутый анализ экспериментальных зависимостей вероятности правильного воспроизведения от длины последовательностей для разного времени показа. Из этого анализа следует, что и в этом случае полученные математические модели различаются значимо при уровне значимости 0,05.

В результате проведенных экспериментов и анализа полученных данных можно сделать следующие выводы.

Вероятность правильного воспроизведения зависит от:

- сложности алфавита. Наибольшая вероятность получена для цифр. Наиболее трудной для воспроизведения оказалась последовательность, состоящая из символов;
- длины предъявляемой последовательности: чем больше длина, тем меньше вероятность;
- времени предъявления: чем больше время предъявления, тем выше вероятность правильного воспроизведения.

Таким образом, при максимальной длине последовательности 8 символов и времени предъявления 3 с $P_{\max} = 0,904$ при воспроизведении цифр, минимальная вероят-

ность $P_{\min} = 0$ при длине последовательности 8 символов и времени показа 1,5 с независимо от того, какая из последовательностей предъявлялась.

Полученные экспериментальные данные и математические модели могут быть использованы при эксплуатации и проектировании автоматизированных систем управления.

Литература

1. Справочник по инженерной психологии / Под ред. Б.Ф.Ломова. – М.: Машиностроение, 1982. – 368 с.
2. Лебедев А.Н. Психофизиология памяти // Основы психофизиологии / Под ред. Ю.И.Александрова. – М.: Инфра-М, 1997. – С. 129–142.
3. Миллер Дж. А. Магическое число семь плюс или минус два. О некоторых пределах нашей способности перерабатывать информацию // Инженерная психология. Пер. с англ. / Под ред. Д.Ю.Панова, В.П.Зинченко. – М.: Прогресс, 1964. – С. 192–223.
4. Новикова Н.М., Будко В.Н. Способ и устройство для определения зрительного утомления // Изв. вузов. Электроника. – 2002. – № 2. – С. 95–99.
5. Румишинский Л.З. Математическая обработка результатов эксперимента. – М.: Наука, 1971. – 192 с.
6. Дрейпер Н., Смит Г. Прикладной регрессионный анализ: Пер. с англ. Ю.П.Адлера, В.Г.Горского. – М.: Финансы и статистика, 1986. Кн. 1. – 336 с.

Статья поступила
12 марта 2007 г.

Новикова Нелля Михайловна – доктор технических наук, профессор кафедры технической кибернетики и автоматического регулирования Воронежского государственного университета. *Область научных интересов:* математическое моделирование человеко-машинных систем, распознавание образов, биомедицинская электроника.

Будко Владислав Николаевич – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры информационных систем Воронежского государственного университета. *Область научных интересов:* математическое моделирование информационных систем, биомедицинская электроника.

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

Вы можете оформить подписку на журнал по каталогу «Газеты, журналы» Агентства «Роспечать» в любом почтовом отделении.

**Подписной индекс
47570**

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 681.52

Параметрическая оптимизация системы автоматического регулирования термическим объектом при изодромном управлении

Н.Д.Дубовой, Г.И.Тарасова, Тун Мин Наинг, Вин Мьинт Зо

Московский государственный институт электронной техники (технический университет)

Одной из задач функционального проектирования систем автоматического регулирования (САР) является определение оптимальных значений настроечных параметров системы в смысле выбранного критерия качества. Авторами разработана методика параметрической оптимизации непрерывных САР с инерционным термическим объектом без запаздывания и с учетом запаздывания.

В современных системах регулирования управляющее устройство (УУ) реализуется обычно в цифровом варианте. Исследуемую САР с таким устройством можно рассматривать как непрерывную, так как граничная частота непрерывной части системы существенно меньше частоты квантования сигнала в дискретном УУ.

Математическое описание термического объекта управления получено в результате идентификации по экспериментальным переходным характеристикам объекта $h(t)$. Инерционность исследуемого типа объектов оценивается постоянной времени $T_0 = 1500-3500$ с.

Для типовой структуры САР термическим объектом управления передаточная функция разомкнутой системы $W_{\text{раз}}(p)$ в целом имеет вид

$$W_{\text{раз}}(p) = W_y(p) W_{\text{иу}}(p) W_o(p) W_{\text{дат}}(p),$$

где $W_y(p)$, $W_{\text{иу}}(p)$, $W_o(p)$, $W_{\text{дат}}(p)$ – передаточные функции УУ, исполнительного устройства, объекта управления, датчика температуры соответственно.

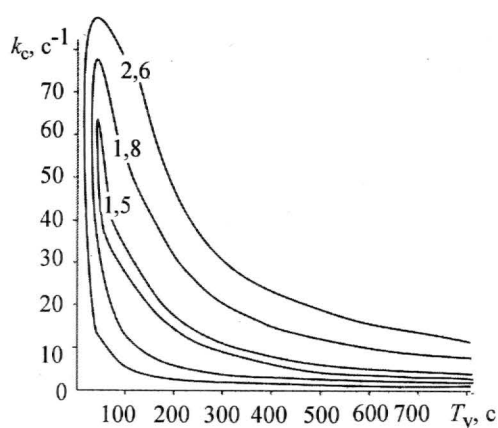
При классическом изодромном, или пропорционально-интегральном законе управления передаточная функция УУ определяется выражением

$$W_y(p) = k_{\text{п}} + \frac{1}{T_{\text{и}}p} = \frac{k_{\text{п}}T_{\text{и}}p + 1}{T_{\text{и}}p} = k_{\text{с}} \frac{T_y p + 1}{p}.$$

Здесь $T_y = k_{\text{п}}T_{\text{и}}$; $k_{\text{п}}$ – коэффициент усиления пропорционального канала; $T_{\text{и}}$ – постоянная времени интегрирующего канала; $k_{\text{с}}$ – коэффициент усиления системы ($k_{\text{с}}$ и T_y – настроечные параметры УУ).

Параметрическая оптимизация настроечных параметров в исследуемой САР инерционным термическим объектом управления при пропорционально-интегральном законе управления проводилась с помощью программного пакета MODOS с использованием методов оптимизации, заложенных в этот пакет (Гаусса–Зайделя, Розенброка и симплексного). В качестве критерия оптимизации использовалась интегральная квадратичная оценка качества, которая учитывает быстродействие системы, колебательность ее согласно выражению $I_2 = \int \epsilon^2(t) dt^*$. Такой критерий оптимизации может быть сформирован в схеме моделирования астатической САР с

*Методы классической и современной теории автоматического управления: Учеб. для вузов / Под ред. К.А.Пупкова, Н.Д.Егунова. – М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2004. – Т 1. – 560 с.



Области оптимальных значений параметров САР T_y и k_c при I_2 , равном 1,5; 1,8; 2,6

помощью функциональных блоков программного пакета. Для проведения режима оптимизации необходимо в соответствующем диалоговом окне указать стартовое значение оптимизируемых параметров, шаг итерации, максимальное и минимальное значения параметров, точность выбранного метода, количество шагов процедуры оптимизации. После завершения работы оптимизирующей процедуры можно записать найденные оптимальные параметры в исходную модель. При необходимости можно продолжить поиск наилучших значений параметров, взяв за начальные значения, которые найдены (и сохранены) в результате первой (второй и т.д.) пробы.

Результаты поиска оптимальных значений параметров настройки УУ для САР с малоинерционным датчиком в смысле интегральной квадратичной оценки приведены в таблице.

Соответствующие области оптимальных значений в плоскости параметров T_y и k_c показаны на рисунке.

Интегральный критерий качества переходных процессов

$$\text{САР } I_2 = f(k_c, T_y)$$

$k_c, \text{ с}^{-1}$	$T_y, \text{ с}$					
	100	200	300	400	500	600
5	2,6	1,81	1,70	1,59	1,57	1,53
10	2	1,6	1,53	1,57	1,63	1,75
15	1,7	1,54	1,60	1,79	2,2	2,6
20	1,62	1,58	1,80	2,2	2,8	3,4
25	1,58	1,66	2,2	2,87	3,6	4,2

Рассчитанные в результате моделирования величины параметров настройки УУ окончательно уточняются в процессе отладки программного обеспечения и экспериментальной отладки системы регулирования для конкретного объекта управления. Приведенная методика оптимизации САР может быть использована для синтеза автоматических систем подобной структуры.

Поступило
28 февраля 2007 г.

Дубовой Николай Дмитриевич – доктор технических наук, профессор, начальник научно-исследовательской лаборатории управляющих информационных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* автоматические системы управления, контроля и диагностики, многофункциональная электроника и микроэлектроника, автоматизация технологических процессов.

Тарасова Галина Ивановна – кандидат технических наук, доцент кафедры систем автоматического управления и контроля МИЭТ. *Область научных интересов:* идентификация динамических систем, автоматизация технологических процессов, автоматические системы управления и контроля.

Тун Мин Хаинг – аспирант кафедры систем автоматического управления и контроля МИЭТ. *Область научных интересов:* автоматизация технологических процессов, автоматические системы управления и контроля.

Вин Мьинт Зо – аспирант научно-исследовательской лаборатории управляющих информационных систем МИЭТ. *Область научных интересов:* автоматизация технологических процессов.

Особенности проектирования системы безопасности объекта

О.Л.Бойченко

Московский государственный институт электронной техники (технический университет)

Одной из самых известных зарубежных методик анализа систем безопасности (СБ) объектов является методика оценки вероятности перехвата нарушителей – модель EASI (Estimate of adversary sequence interruption) [1]. Среди существующих отечественных методик можно выделить разработки моделей и алгоритмов автоматизированного проектирования систем охранной безопасности [2].

В настоящей работе для проектирования системы безопасности объекта предложена концепция, основанная на интеграции необходимых компонентов в единую централизованную структуру с учетом следующих условий:

- обязательное экспертное обследование объекта защиты;
- защита от несанкционированного проникновения на охраняемую территорию;
- ориентация на определенный тип нарушителя.

На основе проведенного анализа существующих методик и алгоритмов проектирования СБ сформулированы основные принципы проектирования: непрерывность, многорубежность, зональность, своевременность реагирования и экономическая целесообразность.

Формализованное представление функций СБ $F = \langle f_1, f_2, \dots, f_i \rangle \mid f_i \in [0,1], i \in \overline{1,4}$ имеет следующую последовательность:

- предупреждение непосредственной реализации потенциальных угроз f_1 :

$$\text{если } f_1 = 1 \Rightarrow P_i \rightarrow P_i^{\min} \mid i \in N,$$

$$\text{если } f_1 = 0 \Rightarrow P_i \rightarrow P_i^{\max} \mid i \in N,$$

где P_i – вероятность реализации i -й угрозы; P_i^{\min} – минимальное значение вероятности реализации i -й угрозы; P_i^{\max} – максимальное значение вероятности реализации i -й угрозы;

- обнаружение проявления дестабилизирующих факторов f_2 :

$$\text{если } f_2 = 1 \Rightarrow P_{\text{обн}} \rightarrow 1 \mid T_{\text{лс}} \rightarrow \max,$$

$$\text{если } f_2 = 0 \Rightarrow P_{\text{обн}} \rightarrow 0 \mid T_{\text{лс}} \rightarrow \min,$$

где $P_{\text{обн}}$ – вероятность обнаружения комплекса средств защиты; $T_{\text{лс}}$ – средняя наработка на ложную тревогу;

- локализация (ограничение) воздействия несанкционированных действий на объект защиты f_3 :

$$\text{если } f_3 = 1 \Rightarrow P_{\text{оп}} \rightarrow 1 \mid t_{\text{оп}} \rightarrow \min,$$

$$\text{если } f_3 = 0 \Rightarrow P_{\text{оп}} \rightarrow 0 \mid t_{\text{оп}} \rightarrow \max,$$

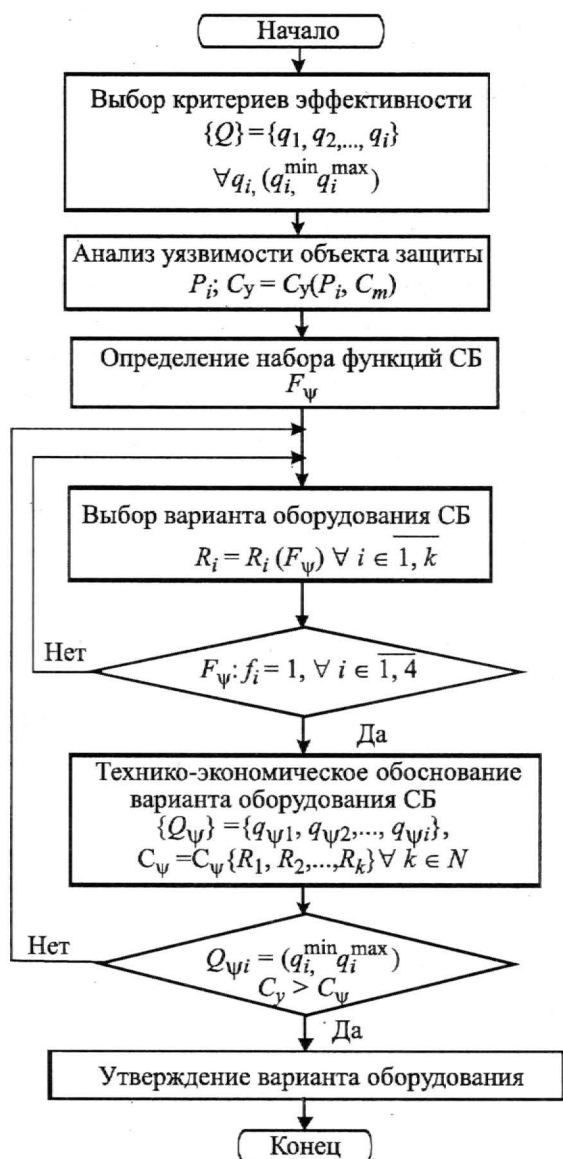
где $P_{\text{оп}}$ – вероятность успешного оповещения владельцев и служб реагирования о факте реализации угроз; $t_{\text{оп}}$ – время оповещения;

- ликвидация последствий реализации угроз f_4 :

$$\text{если } f_4 = 1 \Rightarrow Inf \rightarrow \max,$$

$$\text{если } f_4 = 0 \Rightarrow Inf \rightarrow \min,$$

где Inf – количество информации, зафиксированной комплексом средств защиты, необходимой для установления причин реализации негативного воздействия.



Обобщенная блок-схема проектирования системы безопасности

метров синтеза системы безопасности (уровень риска зоны, количество рубежей защиты, состав и размещение средств защиты); $P(F_\psi)$ – вероятность реализации функций системы безопасности.

Предложенная концепция проектирования системы безопасности учитывает вышеперечисленные принципы, функции защиты и базируется на обобщенной структуре проектирования системы безопасности.

Литература

1. Никитин В.В., Цицулин А.К. Численная оценка эффективности СФЗ // <http://www.security-bridge.com/articles/80/11530/>
2. Жуков В.Д. Разработка моделей и алгоритмов автоматизированного проектирования систем охранной безопасности // <http://www.vorstu.ru/bibl/DIS/kand.zip>

Поступило
10 мая 2007 г.

Бойченко Ольга Леонидовна – доцент военной кафедры МИЭТ. Область научных интересов: системный анализ и информационно-управляющие системы, моделирование и проектирование систем безопасности объектов.

Обобщенная блок-схема проектирования системы безопасности показана на рисунке.

Оценка возможного ущерба описывается выражением $C_y = C_y(P_i, C_m)$, где C_m – стоимость предметов защиты.

Системой безопасности будет решена задача защиты $F_\psi = 1$, если будут реализованы все функции системы $f_i = 1, \forall i \in \overline{1,4}$.

Технико-экономическое обоснование варианта оборудования системы безопасности основывается на оценке эффективности системы и ее стоимости. Оценка эффективности Q_ψ системы безопасности проводится по каждому критерию:

$$Q_{\psi_i} \in (q_i^{\min}, q_i^{\max}), i \in N,$$

где (q_i^{\min}, q_i^{\max}) – диапазон изменения значений i -го критерия.

Стоимость системы безопасности определяется количеством рубежей защиты и их стоимостью:

$$C_\psi = C_\psi(R_1, R_2, \dots, R_k), k \in N,$$

где R – рубеж защиты.

Концепцию системы безопасности объекта можно записать в виде:

$$\forall Kat_i \exists Q_{\psi_i} \in (q_i^{\min}, q_i^{\max}) | i \in N;$$

$$t(F_\psi) < t_{\max} | F_\psi: f_i = 1 \forall i \in \overline{1,4};$$

$$\{H_j\} = \arg \max_{C_\psi < C_y} P(F_\psi) | j \in N,$$

где Kat_i – категория объекта защиты; $t(F_\psi)$ – время реализации функций защиты; t_{\max} – максимальное время движения нарушителя по охраняемой территории; $\{H_j\}$ – набор искомых параметров

Диагностика надежности ИС по НЧ-шуму с использованием термоциклирования

М.И.Горлов, Н.Н.Козьяков, Д.Ю.Смирнов

Воронежский государственный технический университет

Методы отбраковочных испытаний фактически ускоряют проявление внутренних дефектов полупроводниковых изделий (ППИ) и предназначаются для обнаружения ранних отказов, т.е. отбраковки потенциально ненадежных изделий и повышения надежности партии с оставшимися изделиями [1]. Следовательно ППИ, выдержавшие отбраковочные испытания, должны иметь более низкую частоту отказов, но это возможно лишь при тщательном измерении электрических параметров и правильной оценке достоверности результатов. В противном случае в процессе эксплуатации происходит отказ изделия, не выявленного на испытаниях. Определяющее значение в данной ситуации имеет правильный выбор информативного параметра при отбраковочных испытаниях, так как, например, технологические испытания на стойкость к термоциклированию позволяют отбраковать некачественные ППИ по контролю их электрических параметров, но не позволяют диагностировать будущее поведение изделий.

В этом случае целесообразно использовать косвенные методы выявления скрытых дефектов при термоциклировании, среди которых большой интерес представляют методы, связанные с анализом шумовых характеристик ППИ [2]. Уже существуют способы отбраковки ППИ с использованием внешних воздействий и измерения шумовых параметров. Например, способ, описанный в работе [3] состоит в том, что после измерения шума в эксплуатационном режиме пропускают через прибор импульс тока, в 1,5–5 раз превышающий по амплитуде предельно допустимое значение в установленном режиме, а затем вновь измеряют значение шума. По относительной величине изменения шума определяют потенциальную нестабильность ППИ.

Недостатком способа является подача импульса, превышающего по техническим условиям допустимое значение, что может вызвать необратимые изменения в структуре изделий. Поэтому с целью повышения достоверности одного из проверенных способов – термоциклирование и расширение его функциональных возможностей – проводится измерение НЧ-шума до термоциклирования и после. Проведение составных испытаний «контроль уровня шума + термоциклирование + контроль уровня шума» позволяет рассматривать поведение каждого изделия, его предрасположенность к ранним или поздним отказам.

Термоциклирование проводится в диапазоне крайних температур, допустимых техническими условиями на изделие. Количество термоциклов не менее десяти.

Для достаточной выборки ППИ из партии одного типа находят коэффициент увеличения значений низкочастотного шума после термоциклирования в сравнении с начальным значением. Выбирается критерий оценки коэффициента увеличения шума. ППИ, у которых коэффициент увеличения шума будет больше установленного критерия, считаются потенциально ненадежными [4].

В качестве примера проведен эксперимент на 12 интегральных схемах – операционных усилителей ОРА735 (выполненных по технологии КМОП с диапазоном значений напряжения питания по ТУ 2,7–12 В) в 8-выводном корпусе DIP. Среднеквадратичное напряжение шума $\bar{U}_ш^2$ измерялось методом прямого измерения [5] по выводам питания – общая точка на частоте 1000 Гц после проведения каждого термоцикла (0–100 °С с выдержкой при каждой температуре 30 мин). Схема включения ИС – повторитель (инвертирующий вход соединен с выходом) с заземленным неинвертирующим входом. Напряжение питания выбрано равным 8 В, так как при этом значении наблюдается середина участка постоянного значения $\bar{U}_ш^2$ (рис.1).

Результаты измерений при составных испытаниях контроль уровня НЧ-шума + термоциклирование + контроль уровня НЧ-шума, а также значения относительного изменения шума $K = \bar{U}_{ш10ци}^2 / \bar{U}_{ш.нач}^2$ ($\bar{U}_{ш.нач}^2$ и $\bar{U}_{ш10ци}^2$ – значения шума до термоциклирования и после 10 термоциклов, когда происходит достаточно большой разброс значений шума ИС в партии по сравнению с исходным значением (рис.2)) представлены в таблице.

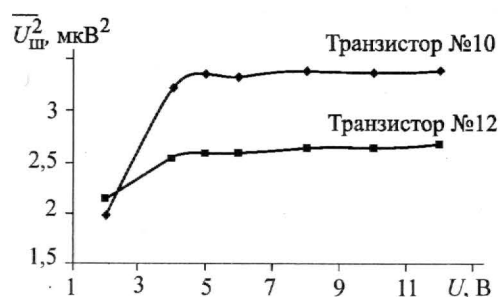


Рис.1. Зависимость $\bar{U}_{ш}^2$ от напряжения питания по выводам питание – общая точка у ИС типа ОРА735

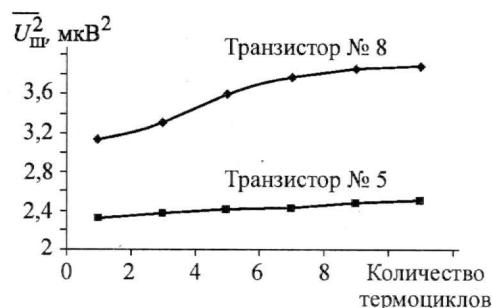


Рис.2. Зависимость $\bar{U}_{ш}^2$ по выводам питание – общая точка у ИС типа ОРА735 с наибольшим и наименьшим значением шума при термоциклировании ($f = 1000$ Гц, ширина полосы частот 200 Гц)

Значения $\bar{U}_{ш}^2$, мкВ², в цепи питания интегральных схем ОРА735 при термоциклировании

№ ИС	Количество термоциклов						$K = \frac{\bar{U}_{ш10ци}^2}{\bar{U}_{ш.нач}^2}$
	0	2	4	6	8	10	
1	2,50	2,55	2,65	2,68	2,82	2,88	1,15
2	2,69	2,97	3,03	3,08	3,24	3,28	1,22
3	2,49	2,58	2,62	2,63	2,80	2,89	1,16
4	2,54	2,70	2,74	2,82	2,88	2,93	1,15
5	2,31	2,37	2,41	2,43	2,48	2,49	1,08
6	2,53	2,70	2,75	2,82	2,91	2,99	1,18
7	2,51	2,66	2,72	2,77	2,84	2,86	1,14
8	3,13	3,31	3,59	3,76	3,86	3,88	1,24
9	2,71	2,93	3,04	3,06	3,12	3,16	1,16
10	2,41	2,52	2,57	2,65	2,69	2,72	1,13
11	2,61	2,80	2,91	2,99	3,02	3,06	1,17
12	2,53	2,65	2,74	2,79	2,84	2,91	1,15

Установив коэффициент $K < 1,2$ для надежных ИС, можно сказать, что схемы № 2, 8 будут потенциально ненадежными (см. таблицу). Для проверки данного вывода все ИС были подвергнуты 200 термоциклам. Схемы № 2, 8 показали снижение электрического параметра – частоты единичного усиления ниже нормы, установленной техническими условиями, а значение тока покоя в цепи питания у данных схем увеличилось в 2–3 раза, в то время как у остальных схем осталось практически без изменений.

Таким образом, предложенная методика может быть направлена на повышение достоверности результатов отбраковки потенциально ненадежных ИС с использованием термоциклирования. Введен коэффициент отбраковки на основе шумового параметра, позволяющего судить о потенциальной надежности ИС.

Данный способ успешно опробован на ИС типа ОР37 (аналоговые, выполненные по биполярной технологии), типа К137ЛЕ2 (логические, выполненные по биполярной технологии) и на ИС типа КР537РУ13 (логические, выполненные по МОП-технологии).

Литература

1. Горлов М.И., Ануфриев Л.П., Бордюжа О.Л. Обеспечение и повышение надежности полупроводниковых приборов и интегральных схем в процессе серийного производства. – Минск: Интеграл, 1997. – 390 с.
2. Врачев А.С. Низкочастотный шум – свойство диссипативных систем // Мат. докл. науч.-техн. семинара «Шумовые и деградационные процессы в полупроводниковых приборах». – М., 1995. – С. 43–56.
3. А. с. СССР № 490047. Способ определения потенциально нестабильных полупроводниковых приборов / В.А.Денисюк, А.С.Копыл. – Опубл. 30.10.75, Бюл. № 40.
4. Горлов М.И., Смирнов Д.Ю., Сегал Ю.Е., Емельянов А.В. Использование уровня шумов для контроля полупроводниковых изделий при термоциклировании // Изв. вузов. Электроника. – 2005. – № 6. – С. 89–92.
5. Ван дер Зил А. Шум (источники, описание, измерение): Пер. с англ. / Под ред. А.К. Нарышкина. – М.: Сов. радио, 1973. – 228 с.

Поступило
28 марта 2007 г.

Горлов Митрофан Иванович – доктор технических наук, профессор кафедры полупроводниковой электроники ВГТУ. *Область научных интересов:* геронтология ИС, повышение надежности изделий электронной техники в процессе серийного производства; воздействие внешних дестабилизирующих факторов на ИС, диагностические методы контроля качества и надежности полупроводниковых приборов.

Козьяков Николай Николаевич – аспирант кафедры полупроводниковой электроники ВГТУ. *Область научных интересов:* диагностические методы оценки качества и надежности полупроводниковых приборов.

Смирнов Дмитрий Юрьевич – аспирант кафедры полупроводниковой электроники ВГТУ. *Область научных интересов:* диагностические методы оценки качества и надежности ИС с использованием шумовых параметров.

УДК [621.395.61+044.934]

Многоканальный усилитель для 2D и 3D микрофонных решеток

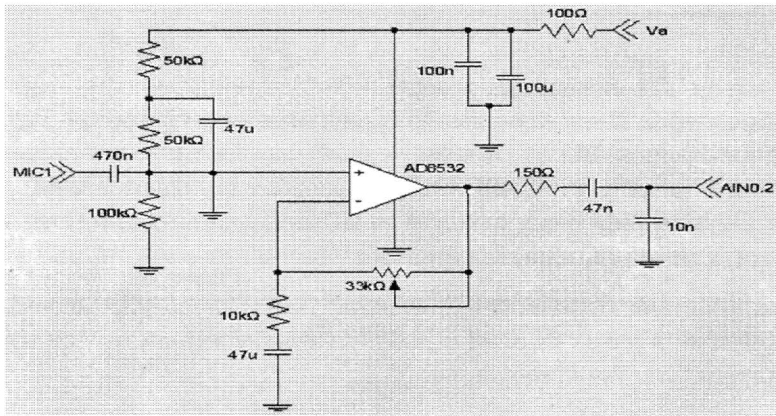
М.В.Алюшин, Мьо Ти Ха

Московский инженерно-физический институт (государственный университет)

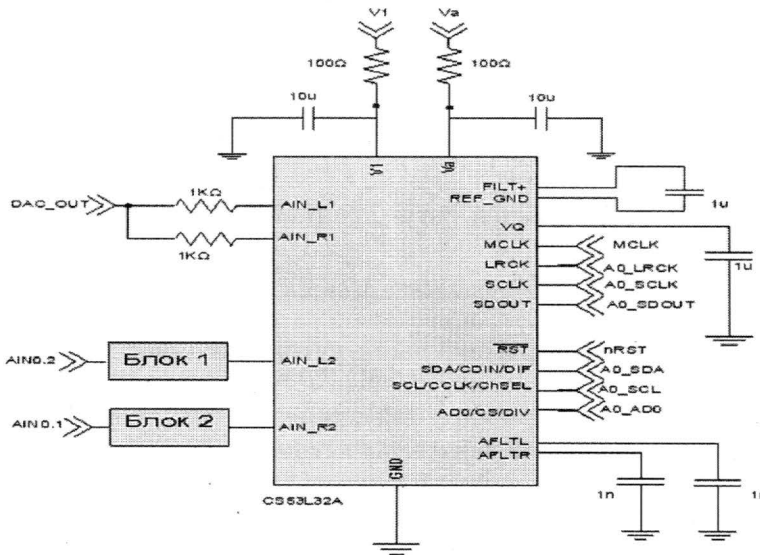
В настоящее время 1D, 2D и 3D микрофонные решетки (МР) широко применяются в акустических и гидроакустических системах для улучшения качества записываемого сигнала за счет формирования узкой диаграммы направленности [1, 2]. К наиболее интересным разработкам в этой области следует отнести 2D МР компании AT&T Bell Laboratories [3], содержащую три вложенные друг в друга микрофонные матрицы размером соответственно 13x13, 6x6 и 6x6 микрофонов. Такая МР позволила улучшить неравномерность диаграммы направленности, которая для диапазона частот 300–4300 Гц составила 10 дБ [3]. Также представляет интерес 2D МР NASA [4] для анализа режимов работы двигателей самолетов в полете.

Эффективность работы МР во многом определяется характеристиками электронных трактов обработки, в том числе идентичностью их характеристик.

В настоящей работе представлены результаты разработки 32/128-канального микрофонного усилителя, предназначенного для работы с МР. Все каналы усилителя сгруппированы по два, что обусловлено использованием двухканального многофункционального АЦП типа CS53L32. Каждый канал содержит два основных блока – входной усилитель и тракт обработки данных в составе БИС CS53L32. Принципиальная электрическая схема входного усилителя на основе ОУ AD 8532 представлена на рис.1,а (MIC1 – вход усилителя, AIN0.2 – его выход, Va – напряжение питания, равное 5В). Принципиальная схема тракта обработки на основе БИС CS53L32 представлена на рис.1,б (Блок 1 и Блок 2 – входные усилители (см. рис.1,а); DAC_OUT – тестовый вход; V1 и V2 – соответственно аналоговое и цифровое питание +5 В; MCLK – рабочая частота АЦП; A0_LRCK, A0_SCLK, A0_SDOUT – последовательный микроконтроллерный интерфейс управления; nRST, A0_SDA, A0_SCL, A0_ADO – последовательный I²C интерфейс).



а



б

Рис.1. Принципиальная схема входного усилителя (а) и блока АЦП (б)

На рис.2 показаны измеренные АЧХ некоторых каналов усилителя. В диапазоне частот 1–10 кГц разброс характеристик всех каналов не превышает 5%. В диапазоне частот 300 Гц–10 кГц – разброс не превышает 10%. Большой разброс АЧХ в низкочастотной области обусловлен скорее всего разбросом параметров конденсаторов, применяющихся для построения низкочастотных заградительных фильтров на частоты 50 и 100 Гц.

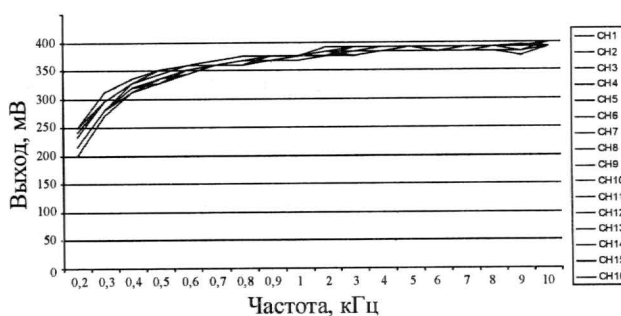


Рис.2. АЧХ каналов многоканального усилителя

Используемая микросхема CS53L32 содержит встроенные усилители (с программируемым коэффициентом усиления в диапазоне от +12 до –96 дБ с шагом 1 дБ), а также входные мультиплексоры, что позволило осуществить настройку коэффициента усиления в каналах с учетом разброса параметров микрофонов. Для тестирования каналов в системе используются вторые группы входов CS53L32, подключаемые к выходу ЦАП (на схемах не показан).

Для построения 32/128-канальных образцов усилителя был использован модульный принцип. За основу взят базовый 16-канальный модуль, имеющий интерфейс к цифровой шине сбора данных типа VME либо CompactPCI. Базовый модуль содержит встроенную систему диагностики, включающую в себя ЦАП, что позволяет осуществить тестирование каждого канала, а также измерение его АЧХ до начала работы.

Таким образом, разработанный базовый 16-канальный модуль дает возможность построить усилитель для МР с заданным числом идентичных каналов, а также осуществить ввод всей информации в цифровом виде в персональный компьютер. Полученные результаты планируется использовать для создания системы телеконференции для улучшения качества передаваемого сигнала в условиях сильного шума.

Литература

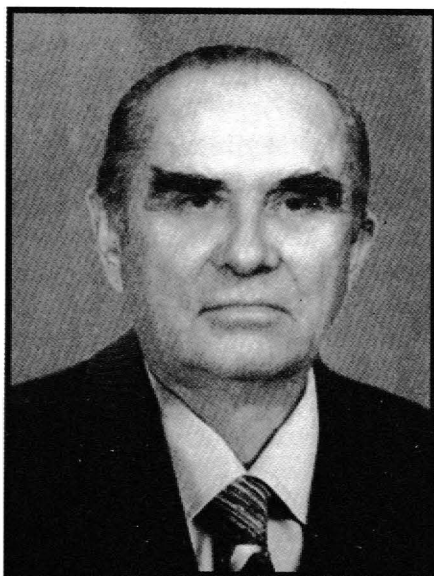
1. Павленко А.Н., Алюшин М.В., Сухарев Д.В. Базовые модули и программные средства для обработки речевого сигнала // Приборы и системы управления. – 1998. – № 9. – С. 16–18.
2. Исследование диаграммы направленности микрофонных решеток / Мьо Ти Ха и др. // Научная сессия МИФИ-2006: Сб. науч. тр.: В 15 т. – М.: МИФИ, 2005. – Т. 15. – С. 109–112.
3. Flanagan J.L., Mammone R., Elko G.W. Autodirective microphone systems for natural communication with speech recognizers // Proc. of the workshop on Speech and Natural Language (Pacific Grove, California, February 19–22, 1991). – 1991. – P. 170–175.
4. Gulsrud A., Wang F.Y., Wassaf H., Delisi D. Dougherty R. Utility of microphone arrays // WakeNet USA: March 16–17. – 2005.

Поступило
20 февраля 2007 г.

Алюшин Михаил Васильевич – доцент кафедры электроники МИФИ. *Область научных интересов:* системы распознавания образов, нейросети, многоканальные системы сбора и обработки данных, ядерная медицина, томография, акустика, гидроакустика, САПР электронных устройств (Mentor Graphics, Cadence).

Мьо Ти Ха – аспирант кафедры электроники МИФИ. *Область научных интересов:* многоканальные системы сбора и обработки данных, микрофонные решетки, системы распознавания речи, адаптивная фильтрация, электронные нейросети, системы на кристалле, САПР электронных устройств (Mentor Graphics, Cadence).

Памяти Преснухина Леонида Николаевича



1918–2007

Коллектив Московского государственного института электронной техники (технического университета) и все мизтовское сообщество понесли тяжелую утрату.

27 июня 2007 года после продолжительной тяжелой болезни на 89 году жизни скончался великий человек, учитель и воспитатель, выдающийся ученый, член-корреспондент РАН, доктор технических наук, профессор, первый ректор МИЭТ Леонид Николаевич Преснухин.

С именем Леонида Николаевича Преснухина неразрывно связаны все этапы создания, становления и развития Московского института электронной техники, все успехи вуза. Под руководством Л.Н. Преснухина МИЭТ с первых дней развивался как новое, уникальное высшее учебное заведение и далее на всем своем пути свято придерживается этих, созданных Леонидом Николаевичем, традиций. Уже через 18 лет заслуги руководимого Л.Н. Преснухиным вуза получили высокую оценку – МИЭТ был награжден орденом Трудового Красного Знамени.

Леонид Николаевич Преснухин за всю свою жизнь внес неоценимый вклад в развитие высшего образования, науки и укрепление обороноспособности страны. Леонид Николаевич дал путевку в жизнь более 20 тысячам выпускников МИЭТ, которые по праву считают его своим учителем и наставником.

За особые заслуги перед Отечеством Леонид Николаевич Преснухин награжден орденами Ленина, Октябрьской Революции, Трудового Красного Знамени (дважды), ему присуждены Государственная премия СССР и премия им. Мосина.

Леонида Николаевича любили все, кто его знал, его авторитет был непоколебим и его доброе имя навсегда останется таким в памяти и сердцах многих людей.

CONTENTS

Electron engineering materials

- I.I.Bobrinetskii, V.N.Kukin, V.K.Nevolin, M.M.Simunin* Investigation of Carbon Nano-material by Atomic-Force and Electron Microscopy Methods..... 3
- A.A.Sherchenkov, A.B.Apalkov* Distribution of Charged States in Band Gap and Opto-electronic Properties of a-Si:H..... 7

Microelectronic devices and systems

- A.M.Bobreshov, L.I.Averina, A.V.Hripushin, D.A.Makarenko* Own Noise Changing of HBT'S Amplifier under Linear Conditions..... 15
- E.B.Volodin, E.A.Ignatjeva, V.V.Uzdovskii* Two-Dimensional Modeling of Submicronic MOS Transistors..... 21

Circuit engineering and design

- A.L.Stempkovsky, S.V.Gavrilov, A.L.Glebov, U.B.Egorov* Methods of Multi-Level Timing Analysis for Digital CMOS VLSI Circuits..... 28
- V.V.Ivanov* Methods of Logic and Schematic Organization of Pseudo-Complimentary Logic..... 37

Microsystems

- S.P.Timoshenkov, S.A.Zotov, V.V.Kalugin, V.G.Rubchizh, A.A.Zakharov* Relay Models Based on MEMS with Electrostatic Control Principle..... 44

Information technologies

- E.M.Portnov, D.A.Ponomarev* Mathematical Model of Control System for Quasi-Stationary Logistics Flows..... 51
- L.G.Gagarina, E.V.Kokoreva* Program Package for Analysis of GPRS Networks Time-Probability Characteristics..... 58
- I.G.Ignatova, Ju.S.Shevnina* Method of Forming Target Web-Interfaces for Work With Information Resources..... 65
- V.D.Koldaev* Heuristic Algorithms of Image Contour Segmentation..... 71

Biomedical electronics

- N.M.Novikova, V.N.Budko* Symbolic Information Perception by Man-Observer with Display..... 76

Brief reports

- N.D.Dubovoy, G.I.Tarasova, Tun Min Naing, Win Myint Zaw* Parametrical Optimization of Automatic Control System with Thermal Object by Proportional-Plus-Integral Action Controller..... 85
- O.L.Boichenko* Peculiarities in Designing Object Security System..... 87
- M.I.Gorlov, N.N.Kozyakov, D.Y.Smirnov* Diagnostic of IC Reliability by Low Frequency Noise Using Thermocycling..... 89
- M.V.Alyushin, Myo Thi Ha* Multichannel Amplifier for Structures of 2D and 3D Microphone Arrays..... 91

ABSTRACTS

ELECTRON ENGINEERING MATERIALS

Investigation of Carbon Nanomaterial by Atomic-Force and Electron Microscopy Methods

I.I. Bobrinetskii, V.N. Kukin, V.K. Nevolin, M.M. Simunin

Usage of atomic-force (AFM) and transmission electron (TEM) methods for investigation of a carbon material, produced in the process of the ethanol catalytic pyrolysis, has been proposed. The application of the AFM and TEM methods for definition of the carbon nanotubes and nanofilament dimensions as well as for investigation of their mechanical and adhesion characteristics and for the structure analysis has been shown.

Distribution of Charged States in Band Gap and Optoelectronic Properties of a-Si:H

A.A. Sherchenkov, A.B. Apalkov

The methods of modeling the photoconductivity with taking into account the hopping transport mechanism, which permit to estimate the density of the charged states in the band gap of a-Si:H, have been presented. As a result of modeling the photoconductivity of a-Si:H thin films, fabricated at the deposition increased rates, the distribution of the charged states has been determined and the processes of the charge re-distribution in the band gap of amorphous semiconductor have been analyzed.

MICROELECTRONIC DEVICES AND SYSTEMS

Own Noise Changing of HBT'S Amplifier under Linear Conditions

A.M. Bobreshov, L.I. Averina, A.V. Hripushin, D.A. Makarenko

The own noise changing of HBT's amplifier under the influence on its input of intensive distortion has been analyzed using the Volterra series representation. In the process of the analysis the nonlinearity of the correlated collector and of the base noise current has been considered. It has been shown, that the noise changing the amplifier output under the influence of distortion depends on the HBT nonlinear properties, on its bias point and on the ratio of all own noise sources.

Two-Dimensional Modeling of Submicronic MOS Transistors

E.B. Volodin, E.A. Ignatjeva, V.V. Uzdovskii

The results of two-dimensional modeling the submicronic MOS transistors at 40, 80 and 300K temperatures have been presented. The restrictions and prospects of using the submicronic MOS transistors in Cooled IR photosensors have been considered. The replacement of the analog high-voltage circuits by low-voltage submicronic circuits has been proposed, that has allowed expanding the dynamic range, reducing power consumption, increasing the noise immunity and the functional saturation of photosensors.

CIRCUIT ENGINEERING AND DESIGN

Methods of Multi-Level Timing Analysis for Digital CMOS VLSI Circuits

A.L. Stempkovsky, S.V. Gavrilov, A.L. Glebov, U.B. Egorov

Some modern standards of the library cells delay description – NLDM (Nonlinear Delay Model) and ECSM (Effective Current Source Model) have been considered. The usage of these models in the timing analysis of the CMOS circuits has been described. The new method for constructing the logical-electric macromodels of CMOS cells based on ECSM has been proposed.

Methods of Logic and Schematic Organization of Pseudo-Complimentary Logic

V.V.Ivanov

As the CMOS alternative, the pseudo-complimentary logic based on full exception from the circuit of the p-channel transistors has been considered. The problems, which thus must be solved, are: the currents in the stationary condition and the logic level degradation.

MICROSYSTEMS

Relay Models Based on MEMS with Electrostatic Control Principle

S.P.Timoshenko, S.A.Zotov, V.V.Kalugin, V.G.Rubchizh, A.A.Zakharov

Based on the design and technological work the technological diagram of the micromechanical relay manufacturing, using a group assembly method, has been complied. The basic technological processes of the multilayered designs have been developed. The methods and measuring diagrams for the control of the micromechanical relay parameters have been developed.

INFORMATION TECHNOLOGIES

Mathematical Model of Control System for Quasi-Stationary Logistics Flows

E.M.Portnov, D.A.Ponomarev

This paper provides the formal mathematical model of the developed control system for the quasi-stationary logistics flows. The research results indicate that they could be further used in practice: e.g. for the data base development and program coding, and also for the multi choice selection algorithms to control resources.

Program Package for Analysis of GPRS Networks Time-Probability Characteristics

L.G.Gagarina, E.V.Kokoreva

The technique for development of the software package for analysis, modeling and optimization of the time-probability characteristics of the multiple access networks on an example of the GPRS channel level MAC/RLC protocols has been proposed. The suggested decisions are based on the development of the numerical method of the loading intensities balance. The characteristics obtained as a result of the programs work have been presented.

Method of Forming Target Web-Interfaces for Work With Information Resources

I.G.Ignatova, Ju.S.Shevnina

In the paper the adaptation method of structure and semantics of the elements in a metadescription of the information resources (IR) to the specific character of a subject activity domain has been described. One of variants in using the method adaptation to the specificity of the subject activity domain in constructing the profiles of Web-interfaces of users for the organization of an access to the saved information resources has been presented. The examples of using the given method within the framework of organizing the information support for the scientific activity at the Moscow Institute of Electronic Technology (Technical University) (TU MIET) have been given.

Heuristic Algorithms of Image Contour Segmentation

V.D.Koldaev

The local dynamic model of an image contour, which is based on the 2D brightness function, has been proposed. The modifications of the Rosenfeld' and fixed destination methods using dynamic filters to solve the problems of the contour segmentation, filtering and image reconstruction have been investigated.

BIOMEDICAL ELECTRONICS

Symbolic Information Perception by Man-Observer with Display

N.M.Novikova, V.N.Budko

The results of experimental studies on the human work in the symbolic information perception from display have been considered. Based on the least squares method the mathematical model of human work has been obtained. The statistical analysis of the obtained model has been made. The optimal conditions of the human work in the "observer-display" system have been determined.

BRIEF REPORTS

Parametrical Optimization of Automatic Control System with Thermal Object by Proportional-Plus-Integral Action Controller

N.D.Dubovoy, G.I.Tarasova, Tun Min Naing, Win Myint Zaw

Using the developed methods of the Parametrical Optimization the results of the analysis of the automatic system with thermal object have been presented. The optimal parameters of the controller based on the quadratic integral estimation method have been derived.

Multichannel Amplifier for Structures of 2D and 3D Microphone Arrays

M.V.Alyushin, Myo Thi Ha

Possible structures of the 1D, 2D and 3D microphone arrays have been analyzed. The results of the 32/128 channels microphone amplifier development have been presented. The channels characteristics identity in the 300 Hz – 10 kHz frequency range has been analyzed.

Peculiarities in Designing Object Security System

O.L.Boichenko

The conceptual aspects of the security systems development, their formalized data interpretation and the integrated flow diagram in designing security systems have been proposed.

Diagnostic of IC Reliability by Low Frequency Noise Using Thermocycling

M.I.Gorlov, N.N.Kozyakov, D.Y.Smirnov

The method of IC division by safety using low frequency noise and thermocycling for the purpose of enhancing the functional capabilities and improving its reliability has been described.