

Учреждение Российской академии наук  
Научно-исследовательский институт системных исследований РАН

# **ТРУДЫ НИИСИ РАН**

ТОМ 1 N 1

**МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И КОМПЬЮТЕРНОЕ  
МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ:**

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ПРИКЛАДНЫЕ АСПЕКТЫ**

МОСКВА  
2011

**Редакционный совет Трудов НИИСИ РАН:**

В.Б. Бетелин (главный редактор),  
О.М. Белоцерковский, Е.П. Велихов, В.А. Галатенко, В.Б. Демидович (отв. секретарь),  
П.П. Кольцов, Б.В. Крыжановский, А.Г. Кушниренко, А.Г. Мадера, М.В. Михайлюк,  
В.Я. Панченко, В.П. Платонов, В.Н. Решетников

**Научные редакторы тома :**

П.П. Кольцов, А.Г. Мадера

**Тематика тома:**

Математическое и компьютерное моделирование систем:  
теоретические и прикладные аспекты

Журнал публикует оригинальные статьи по следующим областям исследований:  
математическое и компьютерное моделирование, системный анализ, методы обработки  
сигналов, информационная безопасность, информационные технологии,  
высокопроизводительные вычисления, микроэлектронная элементная база

**The topic of the Volume:**

Mathematical and computer modeling of the systems:  
theoretical and applied aspects

The Journal publishes novel articles on the following research areas: mathematical and computer  
modeling, system analysis, signal processing, information security, information technologies, high-  
performance computing, microelectronic component base

Заведующий редакцией: М.А. Прибыль

Издатель: Российская академия наук, Издательство «НИИСИ РАН»,  
117218, Москва, Нахимовский пр-т 36 к.1

## СОДЕРЖАНИЕ

### Моделирование в микро- и нанoeлектронике

<i>Глушко А.А., Гладких А.А., Зотов С.К.</i> Алгоритм оптимизации сложной топологии элементов СБИС.....	4
<i>Захаров Е.В., Морозов С.А., Соколов С.А.</i> Анализ и моделирование 400 МГц генератора, управляемого напряжением, на КМОП-транзисторах.....	6
<i>Масальский Н.В.</i> Масштабирование характеристик двух затворных КНИ нанотранзисторов.....	10
<i>Волков И.В., Румянцев С.В., Фокин Ю.М.</i> Моделирование структурной схемы быстродействующего многоразрядного АЦП, использующего метод прогноза и коррекции.....	20
<i>Морозов С.А.</i> Исследование и моделирование метода выборочного пути для защиты КНИ КМОП СБИС от электростатического разряда.....	24

### Математическое и компьютерное моделирование

<i>Мадера А.Г.</i> Математическое моделирование свободного конвективного теплообмена в электронных системах.....	31
<i>Лебо И.Г., Барская М.И.</i> Моделирование распространения электромагнитного излучения в трехмерных фотонных кристаллах.....	38
<i>Прибыль М.А.</i> Стабилизация системы Буссинеска с помощью стартового управления.....	43
<i>Волков С.И., Глушко А.А., Морозов С.А.</i> Исследование и моделирование факторов, ограничивающих радиационную стойкость КНИ СБИС.....	51

### Информационные технологии – моделирование и приложения

<i>Карандашев Я.М., Крыжановский Б.В., Литинский Л.Б.</i> Ассоциативная память с квази-Хеббовскими межсвязями.....	57
<i>Бесхлебнова Г.А., Редько В.Г.</i> Модели автономных адаптивных агентов.....	66
<i>Кандалов П.И.</i> Компьютерная визуализации линий уровня двумерных скалярных полей на регулярной сетке.....	73
<i>Левченкова Г.Л., Прилипко А.Г.</i> Перенос информации между базами данных, существующими в средах с разными операционными системами.....	77

# Алгоритм оптимизации сложной топологии элементов СБИС

А.А. Глушко, А.А. Гладких, С.К. Зотов

Рассмотрены особенности топологии затворов, полученной после литографического моделирования. Разработан алгоритм оптимизации топологии затворов, позволяющий сократить на порядок объем используемой оперативной памяти при последующих вычислениях на ЭВМ.

## Введение

К современной электронной аппаратуре, как общего, так и специального назначения, предъявляются все более жесткие требования по повышению быстродействия и надежности при снижении габаритных размеров и энергопотребления. Удовлетворению этих требований в большой мере способствует совершенствование элементной базы сверхбольших интегральных схем (СБИС). Уменьшение размеров элементов СБИС

и применение технологии кремний-на-изоляторе (КНИ) позволяет многократно повысить быстродействие, снизить энергопотребление и повысить стойкость к специальным воздействиям.

Однако, усложнение формы транзисторов при размерах, меньших длины волны экспонирующего излучения, приводит к необходимости учета литографических эффектов при расчете электрических характеристик КНИ МОП-транзисторов. Для решения этой

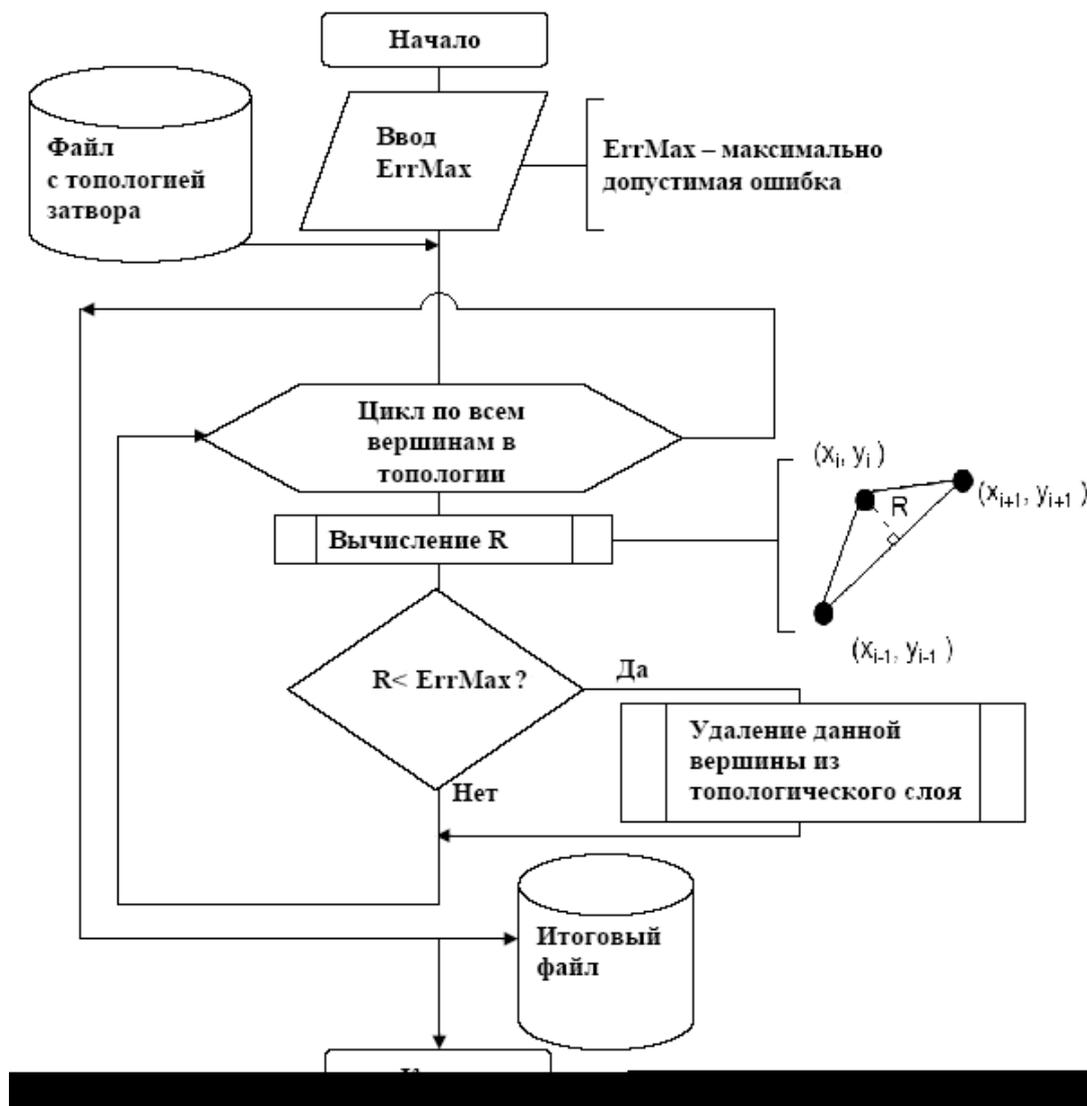


Рис. 1. Алгоритм сокращения количества вершин

задачи существуют специализированные литографические САПР, однако топология, получаемая в результате моделирования в этих САПР, содержит избыточное количество вершин, что приводит к возрастанию временных затрат на дальнейшую обработку топологии, а в ряде случаев – к невозможности дальнейших расчетов из-за недостаточного количества оперативной памяти [1, 2]. Поэтому актуальной становится задача оптимизации топологии, которая рассматривается ниже.

## Алгоритм оптимизации топологии

Оптимизацию топологии по критерию минимального количества вершин предложено реализовать на

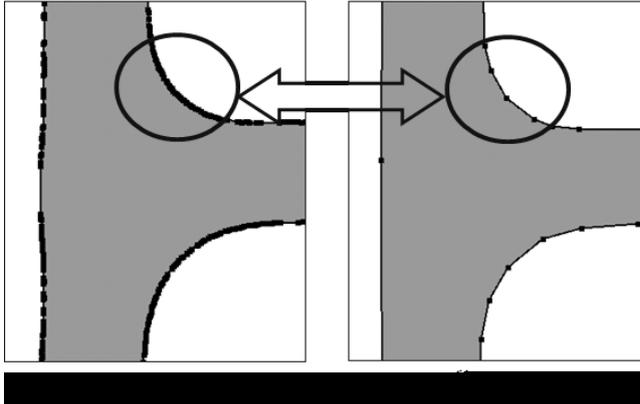


Рис. 2. Результат сокращения количества вершин: слева – топология до сокращения, справа – после сокращения

основе алгоритма полного перебора (рис. 1): в цикле анализируется каждая вершина топологии  $(x_i, y_i)$  и вычисляется расстояние от этой вершины до прямой, проходящей через соседние с нею вершины  $(x_{i-1}, y_{i-1})$  и  $(x_{i+1}, y_{i+1})$ . Если полученное расстояние  $R$  не превосходит величину максимального допустимого отклонения  $E_{grMax}$ , то данная вершина удаляется из топологии. Величина максимального допустимого отклонения  $E_{grMax}$  выбирается исходя из величины технологического разброса линейных размеров после операции литографии. Для структур с минимальными проектными нормами 0,25 мкм разброс линейных размеров составляет величину не более 5%. Таким образом, максимальное отклонение от топологии, полученной в результате литографического моделирования, составляет величину порядка 10 нм.

Алгоритм оптимизации топологии реализован на языке C++ под управлением операционной системы Linux. Программа включает модули чтения топологического слоя из файла формата GDS II, распознавания параметров из окна терминала, сокращения количества вершин и запись обработанной топологии в файл формата GDS II. Ввод параметров осуществляется из окна терминала Linux.

На рис. 2 представлены результаты сокращения количества вершин в топологии масок.

Таким образом, разработанный программный модуль позволяет примеров в 15 раз сократить количество вершин в топологии, что позволяет избежать дефицита оперативной памяти.

## Выводы

Разработан программный модуль, позволяющий оптимизировать топологию элемента СБИС по критерию минимального количества вершин. Расчеты показали, что для КНИ МОП-транзисторов с проектными нормами 0,25 мкм оптимизация позволяет сократить количество вершин в 15 раз, практически без искажения топологии затвора (отклонение от топологии, полученной после моделирования в литографической САПР, составило не более 5%), что позволяет приблизительно на порядок сократить объемы используемой оперативной памяти при последующих расчетах.

## Литература

1. Глушко А.А. Особенности генерации сетки конечных элементов при трехмерном моделировании технологического маршрута изготовления субмикронных КНИ КМОП СБИС // 13-ая молодежная международная научно-техническая конференция «Научное развитие технологий и интеллектуальные системы 2011». – Москва, 27-28 апреля 2011г.: Тез. докл.: М.: изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011. С.367-372.
2. Глушко А.А., Зотов С.К. Особенности калибровки моделей 3D-транзисторных КНИ МОП-структур // 13-ая молодежная международная научно-техническая конференция «Научное развитие технологий и интеллектуальные системы 2011». – Москва, 27-28 апреля 2011г.: Тез. докл.: М.: изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011. С.373-380.

# The optimization algorithm of complex VLSI elements topology

A. Glushko, A. Gladkikh, S. Zotov

**Abstract.** Features of gate topology optimization, received after lithographic simulation are considered. The algorithm of topology vertex quantity reduction is developed, allowing practically without distortion of gate topology to reduce to the order volume of used operative memory in the next computer calculations.

# Анализ и моделирование 400 МГц генератора, управляемого напряжением, на КМОП-транзисторах

Е.В Захаров, С.А Морозов, С. А Соколов

Приведен анализ генератора, управляемого напряжением (ГУН). Представлен метод расчета геометрических параметров элементов, входящих в состав генератора, схема генератора и его топология. Представлены результаты моделирования схемы и экстрагированной топологии.

## 1. Введение

С каждым днем возрастают требования к проектируемым микросхемам. Требуется спроектировать устройство так, чтобы оно имело низкую потребляемую мощность, небольшие размеры, высокую помехоустойчивость, а также высокую производительность. Все это особенно важно для быстро развивающейся беспроводной коммуникации, в которой возрастает необходимость в передатчиках, имеющих небольшие размеры, низкую стоимость и низкую потребляемую мощность. Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) - это один из ключевых блоков передатчиков. ФАПЧ также широко используется и для других задач: в оптических коммуникационных системах, системах передачи данных, в локальных сетях. Одним из самых важных функциональных блоков ФАПЧ является генератор, управляемый напряжением (ГУН). Таким образом, для создания системы ФАПЧ необходимо разработать вначале генератор с заданной частотой генерации. Данная статья посвящена разработке генератора с частотой генерации 400 МГц, мощностью рассеивания не более 25 мВт, работающего в температурном диапазоне от минус 40°C до плюс 120°C при напряжении питания 1,8 В  $\pm$  5%, и ограничении на площадь устройства в 1 мм<sup>2</sup>, с минимальным фазовым шумом.

## 2. Выбор схемы генератора

Существует два основных способа реализации генератора, управляемого напряжением:

- кольцевые осцилляторы;
- LC генераторы.

Кольцевые осцилляторы легко проектируются и обладают широким диапазоном регулирования и малой площадью, занимаемой на кристалле. Однако, по сравнению с LC генераторами, обладают большим фазовым шумом при той же мощности. LC-генераторы обладают меньшим фазовым шумом, и меньшим диапазоном регулирования В данной статье рассмотрен LC-генератор. При создании LC-генераторов одновременное использование *n*- и *p*-канальных перекрестных связей транзисторов позволяет увеличить амплитуду выходного сигнала [1], тем самым уменьшая занимаемую площадь генератором, по сравнению со схемой, построенной на перекрестной связи одного типа проводимости. Также одновременное использование перекрестных связей обоих типов проводимости увеличивает паразитную емкость, что приводит к незначитель-

ному уменьшению диапазона регулирования. Для стабилизации тока, протекающего через перекрестную

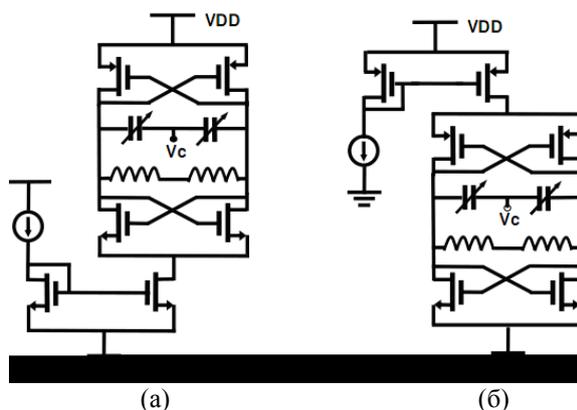


Рис. 1. ГУНы с *n*-канальным (а) и *p*-канальным(б) МДП токовыми зеркалами

связь, используется опорный источник тока. Такой источник может быть реализован как на *n*-канальных МОП, так и на *p*-канальных МОП токовых зеркалах. В рассматриваемом случае выбрано *p*-канальное токовое зеркало. На рис. 1 представлен LC-генератор с *n*- и *p*-канальной перекрестной связью и с *p*-канальным токовым зеркалом.

## 3. Расчет геометрических параметров элементов

Чтобы обеспечить частоту генерации 400 МГц, воспользуемся следующей формулой без учета паразитных емкостей и сопротивлений:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}, \quad (1)$$

где *L* – номинальное значение индуктивности, а *C* – суммарная емкость схемы.

Чем больше номинальное значение индуктивности, тем больше добротность генератора [2].

Большого значения индуктивности можно добиться двумя способами: увеличением количества витков и увеличением радиуса спирали.

Была выбрана индуктивность с радиусом 120 мкм и количеством витков *n*=4. При таких размерах номинальное значение индуктивности равно 7,1 нГн.

Зная значение индуктивности теперь можно по формуле (1) определить суммарную емкость, которая получается равной 22,32 пФ.

Для компенсации потерь в пассивных элементах должно выполняться следующее соотношение[3]:

$$g_m \geq \alpha_g g_{\tan k}, \quad (2)$$

где коэффициент  $\alpha_g$  выбирается порядка 2-3,  $g_m$  – проводимость перекрестных связей,  $g_{\tan k}$  – проводимость пассивных элементов генератора.

$g_{\tan k}$  рассчитывается по следующей формуле:

$$g_{\tan k} = \frac{k}{Q_{\tan k}^2 \cdot R_s}, \quad (3)$$

где  $k$  – коэффициент запаса ( $k=2..3$ );  $Q_{\tan k}$  – добротность контура;  $R_s$  – последовательное сопротивление индуктивности, которое равно 4,1 Ом для выбранной индуктивности.

Добротность контура определяется по следующей формуле [4]:

$$\frac{1}{Q_{\tan k}} = \frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_u}, \quad (4)$$

где  $Q_L$  – добротность индуктивности, а  $Q_u$  – добротность варактора. Для частоты 400 МГц добротность варактора будет на несколько порядков выше добротности индуктивности, поэтому ее влияние можно не учитывать.

Таким образом, добротность контура будет определяться из добротности индуктивности. Найдем добротность индуктивности по следующей приближенной формуле:

$$Q_{\tan k} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}{R_s} = 4,267, \quad (5)$$

где  $f$  – частота генерации.

Подставим все найденные значения в формулу (2):

$$g_m > 0,026.$$

Чтобы найти геометрические размеры транзисторов, воспользуемся следующей формулой, которая позволяет найти отношение ширины к длине затвора транзисторов:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_n = \frac{g_m^2}{I_b \mu_n C_{ox}}, \quad (6)$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_p = \frac{g_m^2}{I_b \mu_p C_{ox}}, \quad (7)$$

где  $I_b$  – ток, от источника тока,  $\mu_n$  – подвижность электронов в n-канальных МОП - транзисторах ( $m_n = 400 \text{ см}^2/\text{с} \cdot \text{В}$ ),  $\mu_p$  – подвижность дырок в p-канальных МОП - транзисторах

( $m_p = 130 \text{ см}^2/\text{с} \cdot \text{В}$ ),  $C_{ox}$  – емкость оксида на единицу площади ( $C_{ox} = 5,08 \text{ ф}/\text{м}^2$ ),  $W$  – ширина затвора транзистора,  $L$  – длина затвора транзистора. Примем  $L=0,35 \text{ мкм}$ . Значение  $I_b$  выберем равным 3мА.

Теперь можно определить ширину транзисторов из формул (6), (7) подставив в них все значения:  $W_n=150,8 \text{ мкм}$ ;  $W_p=464,1 \text{ мкм}$ .

## 4. Схема генератора

Чтобы обеспечить постоянное значение опорного тока равным 3 мА, необходимо использовать схему опорного источника тока, и при необходимости усилить ток до нужного значения.

Была использована схема с температурной стабилизацией [5], которая реализована путем суммирования двух токов со схем, в одной из которых

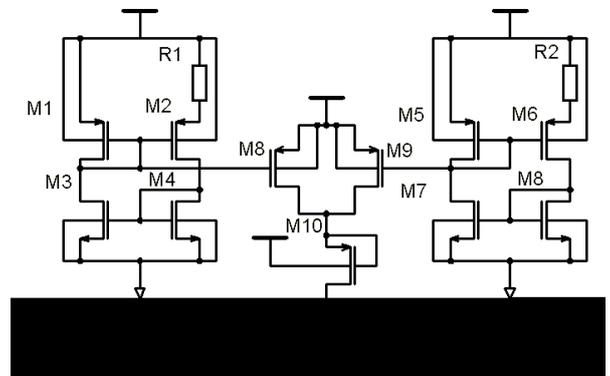


Рис. 2. Схема опорного источника тока с температурной стабилизацией

ток прямо пропорционален температуре, а в другой – обратно пропорционален температуре (рис. 2).

Таким образом, суммарный ток не будет зависеть от температуры. В результате выходной ток имеет номинальное значение равное 27,6 мкА. Для того чтобы усилить ток с 27,6 мкА с выхода опорного источника тока, питающего схему, до 3 мА,

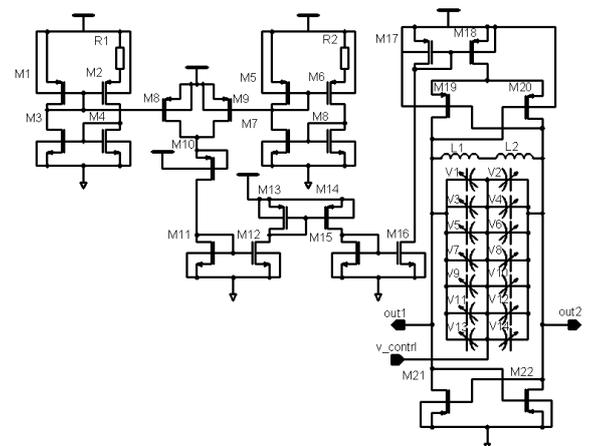


Рис. 3. Окончательный вариант схемы ГУН

используется трех каскадное усиление на токовых зеркалах (рис. 3).

Для обеспечения линейной зависимости между напряжением  $v_{ctrl}$  и частотой генератора диапазон

регулирования выбирается в пределах линейного участка. Так, по результатам моделирования было установлено что  $v_{ctrl}$  должен находиться в диапазоне от 0,4 В до 1,0 В.

## 5. Топология генератора

Для того чтобы развести схему необходимо определить максимальное значение токов, которые будут течь по проводникам, и исходя из полученных данных, определить ширину проводников и количество пере-

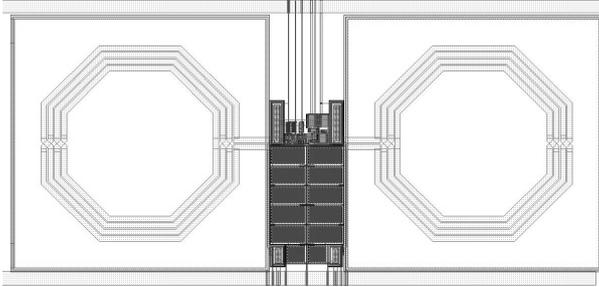


Рис.4. Общий вид топологии: область в центре – источник опорного тока вместе с токовыми зеркалами

ходов между слоями. Ширина проводника определяется из следующего соотношения:

$$W > 1.5 \frac{um}{mA} \cdot I,$$

где  $W$  – ширина проводника,  $I$  – максимальное значение тока, текущего через проводник.

Из всех элементов индуктивности занимают наибольшую площадь, поэтому целесообразно для сим-

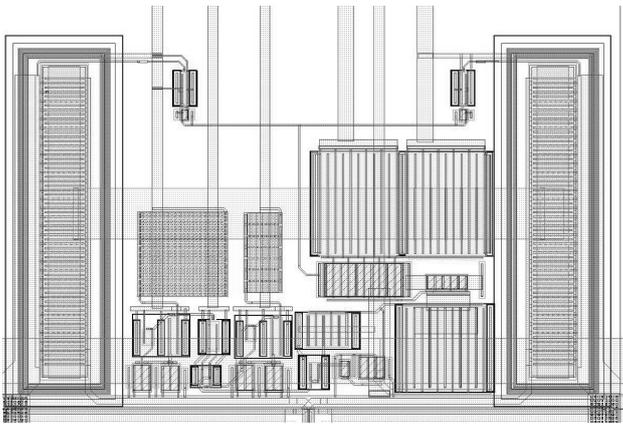


Рис. 5. Увеличенный вид области 1 рис. 4

метрии и уменьшения влияния шумов расположить всю схему между двумя индуктивностями. Для питания схемы сверху проводится проводник шириной 10 мкм и снизу проводник такой же ширины для «земли».

На рис. 4 представлен общий вид топологии схемы.

## 6. Моделирование схемы генератора

На рис. 6 и 7 представлены результаты проведенного моделирования разработанной схемы генератора, управляемого напряжением.

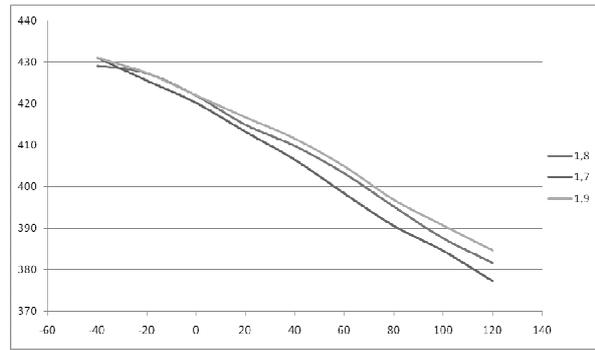


Рис. 6 Результаты моделирования генератора при различных значениях напряжения питания

Как видно на рис. 6, при изменении напряжения питания на  $\pm 5\%$  частота генератора меняется не более чем на 10% в диапазоне температур от минус 60 до плюс 120°C.

Полученные в результате моделирования зависимости частоты генерации от напряжения управления варакторами  $v_{ctrl}$  показаны на рис. 7. Результаты

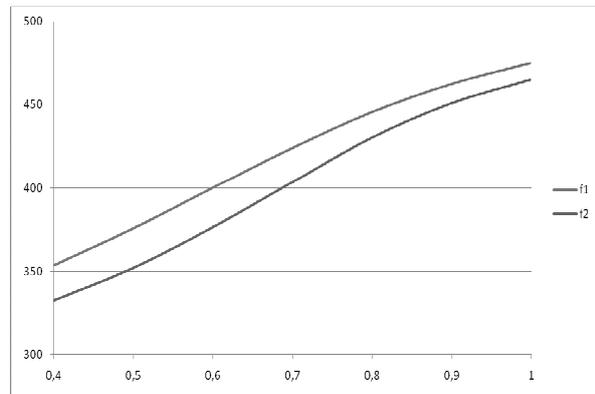


Рис. 7 Результаты моделирования схемы без учета паразитных элементов (f1) и с учетом - f2

моделирования схемы без учета паразитных элементов представляет кривая  $f1$ , а с учетом влияния экстрагированных из спроектированной топологии схемы генератора паразитных элементов - кривая  $f2$ . Как видно из рисунка, разница в частотах генерации при одинаковом значении напряжения  $v_{ctrl}$  не превышает 5%.

## 7. Заключение

Проведенный анализ существующих схем ГУН позволил выбрать схему LC – генератора на n- и p-канальных МОП транзисторах с перекрестными связями и токовым зеркалом на p-канальных МОП транзисторах. Был проведен расчет требуемых параметров элементов генератора управляемого напряжением для частоты генерации 400 МГц, и потребляемой мощностью 12 мВт. Диапазон регулирования выходной частоты составил 15% от рабочей точки генерации. Разработана топология генератора в среде CADENCE. Топологические габариты генератора составили 970 мкм  $\times$  470 мкм. Экстрагирование паразитных элементов топологии и последующее моделирование показало, что расхождение между результатами моделирования базовой схемы и экстрагированной составило не более 10%.

## Литература

1. Axel Dominique Berny, Robert G.Meyer, Ali Niknejad. Analysis and Design of Wideband LC VCOs. Electrical Engineering and Computer Sciences University of California at Berkeley, May 12, 2006.

2. Maria del Mar Hershenson , Ali Hajimiri , Sunderarajan S. Mohan , Stephen P. Boyd , Thomas H. Lee, Design and optimization of LC oscillators, Proceedings of the 1999 IEEE/ACM international conference on Computer-aided design, p.65-69, November 07-11, 1999, San Jose, California, United States

3. Maget, J. (2002). Varactors and Inductors for Integrated RF circuits in standard MOS technologies. Ph.D.

dissertation, Universität der Bundeswehr München, Neubiberg.

4 Maria del Mar Hershenson , Ali Hajimiri , Sunderarajan S. Mohan , Stephen P. Boyd , Thomas H. Lee. Design and optimization of LC oscillators, Proceedings of the 1999 IEEE/ACM international conference on Computer-aided design, p.65-69, November 07-11, 1999, San Jose, California, United States.

5. Ashray Vinayak Gogte, Anu Gupta. Low Power Temperature Compensated CMOS Current Reference, International Journal of Recent Trends in Engineering, vol.1, No. 3, May 2009.

## Analysis and modeling of 400 MHz voltage controlled oscillator on CMOS transistors

**E. Zaharov, S. Morozov, S. Sokolov**

**Abstract.** Is given the analysis of the generator, controlled by voltage (VCO). The method of calculation of the geometric parameters of elements, which form part of generator, oscillator circuit and its topology, is represented. Are represented the results of the simulation of circuit including extracted parasitic elements from layout.

# Масштабирование характеристик двух затворных КНИ нанотранзисторов

Н.В. Масальский

кандидат физико-математических наук

Рассматривается подход масштабирования двух затворных КНИ нанотранзисторов с тонкой нелегированной рабочей областью и без перекрытия областей затвора и стока/истока с учетом квантовых ограничений и технологических требований для минимизации коротко-канальных эффектов. Предложенная компактная методика позволяет оптимизировать топологические параметры транзисторов, не используя 2D моделирование, и сформировать приемлемый прогноз поведения основных электро-физических характеристик транзистора и выполненных на их основе логических вентилях по допустимому диапазону топологических параметров. Совокупный анализ ВАХ транзисторов и таких характеристик вентилях как временная задержка переключения, активная и статическая мощность показывает, что прототипы рассматриваемых устройств применимы для реализации проектов высокопроизводительных чипов

## 1. Введение

Создание высокопроизводительных СБИС с пониженным напряжением питания и малой рассеиваемой мощностью является одним из генеральных направлений развития микроэлектроники на современном этапе [1]. Перспективным кандидатом для реализации таких проектов является архитектура транзистора без перекрытия затвор-сток/исток вытянутых областей, схематично представленная на рис. 1, и известная как «gate-underlap design» [2, 3]. Она базируется на оптимальном выборе градиента концентрации легирования ( $g$ ) вытянутых областей стока/истока и продольного зазора ( $L_s$ ) между расположением максимального уровня легирования стока/истока и краем фронтального затвора. Подавление коротко-канальных эффектов (ККЭ) в таких транзисторах как раз и достигается соответствующим выбором топологических и технологических параметров.

В «gate-underlap» архитектуре профиль легирования стока/истока проектируется так, что у границы затвор-сток/исток уровень легирования будет ниже, чем пиковая концентрация примеси. Тогда канал и область сток/исток смыкаются при низком уровне леги-

рования. Это позволяет формировать рабочую область, как правило, совсем не легированной. В свою очередь для наноразмерных приборов будет достигаться увеличение подвижности носителей в канале, исключается возможность пробоя стока-истока, когда области стока/истока высоко легированы для минимизации их сопротивления. Это положительно образом влияет на уровень тока насыщения ( $I_{on}$ ), а также влечет снижение подпорогового тока ( $I_{off}$ ).

В рассматриваемой архитектуре существует определенная жесткая связь между технологическими параметрами и проявлением ККЭ [4]. Набор этих параметров ограничен следующими элементами:  $L_g$  – длина затвора,  $t_{Si}$  – толщина пленки кремния (рабочей области),  $t_f$  – толщина окисла фронтального затвора,  $L_s$ ,  $g$ ,  $N_{SD}^{max}$  – максимальная концентрация легирования областей сток/исток.

В рамках дрейфо-диффузионного приближения связь устанавливается посредством феноменологической величины  $L_{eff}$  – эффективная длина канала. Следует отметить, что значение параметра  $L_{eff}$  в отличие от

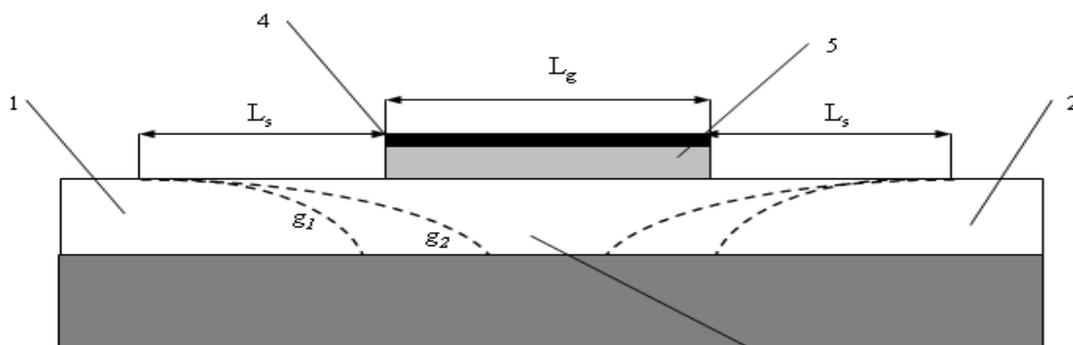


Рис. 1. Схема двух затворного КНИ транзистора с архитектурой без перекрытия, где 1 – область стока, 2 – область истока, 3 – рабочая область, 4 – фронтальный затвор, 5 – фронтальный позатворный окисел, 6 – обратный затвор, 7 – погруженный окисел. Пунктирными линиями показаны профили концентрации легирования стока/истока

классических представлений значительно превышает длину затвора. Наличие параметра  $L_{eff}$  позволяет эффективно решить две задачи. Во-первых. Установить эмпирическую зависимость между значениями технологических параметров и подавлением ККЭ в виде  $L_{eff} / 2l > 1$ , где  $l$  - характеристическая длина, которая служит, как известно, индикатором проявления ККЭ [5] и она является функцией толщин пленок, формирующих канальную область транзистора. Во-вторых. В аналитической форме получить распределение потенциала в рабочей области транзистора.

Подавление ККЭ в рассматриваемой транзисторной структуре достигается в первую очередь оптимизацией (с учетом физических и технологических ограничений) параметров  $g$ ,  $L_s$ ,  $t_{Si}$ ,  $t_f$ , а значения  $L_g$  и  $N_{SD}^{max}$  как правило задаются на начальной стадии проекта либо оптимизируются в последнюю очередь. Варьированием значений градиента и зазора достигается модуляция эффективной длины канала, а варьированием толщин пленок реализуется изменение характеристической длины. В итоге мы получаем четыре степени свободы для управления, как характеристиками транзисторов, так и схем на их основе.

Разработка проектов СБИС с низким уровнем потребляемой мощности в соответствии с требованиями International technology roadmap for semiconductor 2010 edition (IRTS2010) требует определить последовательность выбора оптимальных значений топологических параметров транзисторов, которые минимизировали влияние ККЭ. При этом электрические характеристики транзисторов должны удовлетворять требованиям, предъявляемым к ним при реализации проектов выполняемых по технологиям с низкой потребляемой мощностью в режиме ожидания (например, приложение LSTP2013) и низкой операционной мощностью (например, приложение LOP2013). Одним из способов решения поставленной задачи является предварительный аналитический анализ для определения допустимых значений выделенного набора параметров, последующее моделирование электро-физических характеристик транзисторов с целью их применимости при реализации схемотехнических решений. Особую важность представляет исследование оптимального выбора параметров транзисторов у границы области масштабирования, которое позволит сделать оценку потенциальных возможностей кремниевой полупроводниковой технологии для реализации проектов СБИС с производительностью вплоть до экзафлопной [6].

## 1. Определение области допустимых значений топологических параметров

### 1.1. Минимальное значение толщины рабочей области

Минимальные значения толщин пленок формирующих транзистор должны соответствовать условной границе, выше которой квантовые эффекты, в частности утолщение подзатворного диэлектрика фронталь-

ного затвора (в дальнейшем под  $t_f$  мы будем подразумевать эффективную окисную толщину  $t_{EOT}$ ) и сдвиг порогового напряжения  $U_t$ , не оказывают существенного влияния на характеристики транзистора. С учетом результатов работы [2], где на основе результатов 2D моделирования показано, что для двух затворных транзисторов с нелегированной рабочей областью и толщиной более 5 нм распределение носителей в рабочей области хорошо согласуется с классическими представлениями, мы установили для своих исследований реперную точку: минимальное значение  $t_{Si}$  - 5 нм. Такой выбор также отвечает технологическим требованиям ограничения при создании тонких пленок без дефектов [7].

### 1.2. Эффективная длина

В «gate-underlap» архитектуре профиль легирования стока/истока моделируется функцией Гаусса в виде [4]:

$$N_{SD}(x) = N_{SD}^{max} e^{-x^2/\sigma^2},$$

где  $\sigma = \sqrt{2\eta L_g g \frac{1}{\ln 10}}$  - параметр, определяющий крутизну профиля примеси в продольном направлении вдоль канала, где введен параметр  $\eta$  в виде  $\eta = L_s / L_g$ . Эффективность рассматриваемой архитектуры напрямую зависит от точности воспроизведения профиля легирования. При этом под затвором должно располагаться не более 10% профиля легирования.

Эффективная длина канала определяется следующим выражением [4]:

$$L_{eff} = (1 + 2\eta)L_g - 2\sqrt{2\eta L_g g \frac{\ln N_{SD_{eff}}}{\ln 10}}, \quad (1)$$

где  $N_{SD_{eff}}$  - относительный уровень легирования, при котором определяется (экстрагируется)  $L_{eff}$ . Параметр  $N_{SD_{eff}}$  есть функция отношения  $L_s/L_g$  и ее особенности подробно проанализированы в [2,4].

Для того чтобы избежать возникновения области обеднения на границе смыкания сток/исток-рабочая область необходимо выполнение следующего условия:  $L_{eff} > L_g$ . Перепишем выражение (1) в виде:

$$\Delta L = 2\eta L_g \left(1 - \sqrt{\frac{2g}{\eta L_g \ln 10} \sqrt{\ln N_{SD_{eff}}}}\right). \quad \text{Очевидно,}$$

что для выполнения условия  $L_{eff} > L_g$  второй член в скобках должен быть меньше 1. Тогда можно сделать вывод, что, начиная со значения

$$\eta \geq \frac{2g}{L_g \ln 10} \ln N_{SD_{eff}}, \quad \text{неравенство } L_{eff} > L_g \text{ выполняется}$$

для всех значений градиентов.

### 1.3. Характеристическая длина

В модельных представлениях, как уже упоминалось, индикатором проявления ККЭ в транзисторных

структурах служит характеристическая длина  $l$ . В идеальном случае для полного подавления ККЭ должно быть выполнено условие  $L_{eff}/l \gg 1$ . Как правило, значение характеристической длины определяют из анализа распределения потенциала в рабочей области транзистора, который в свою очередь является решением 2D уравнения Пуассона

В общем случае получить аналитическое решение 2D уравнения Пуассона невозможно. Тем не менее, решение данной задачи можно получить, используя как специализированное понятие эффективной длины канала, так и предположение о характере распределения потенциала в рабочей области с учетом непрерывности потенциала и напряженности электрического поля на границах раздела. Тогда, при фиксированной длине фронтального затвора допустимо применить принцип суперпозиции для потенциала, т. е. представить истинный 2D потенциал в виде суммы двух [4, 8]:

$$\phi(x, y) = \phi^{(1D)}(y) + \phi^{(2D)}(x, y), \quad (2)$$

где первое слагаемое соответствует длинноканальному случаю, второе определяется короткоканальными эффектами. Распределение первого потенциала  $\phi^{(1D)}(y)$  является решением 1D уравнения Пуассона. Распределение второго потенциала  $\phi^{(2D)}(x, y)$  вытекает из решения 2D уравнения Лапласа.

Методы решения 2D уравнения Пуассона с учетом выражения для потенциала (4) подробно рассмотрены в ряде работ (см., например [8]). Приведем окончательное решение данного уравнения в рамках изложенных допущений [3]:

$$\phi(x, y) = \frac{qn_A}{\epsilon_{Si}} y^2 + \frac{C_f}{\epsilon_{Si}} (\phi_{sf}^{(1D)} - U_f + U_{Fb}) y - \phi_{sf}^{(1D)} + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{\sin(\frac{\lambda_n}{t_{Si}} y) + \lambda_n \frac{C_{Si}}{C_b} \cos(\frac{\lambda_n}{t_{Si}} y)}{A_n e^{\frac{\lambda_n x - L_{eff}}{t_{Si}}} + B_n e^{-\frac{\lambda_n x}{t_{Si}}}} \right), \quad (3)$$

где ГУ для уравнения Лапласа можно представить в виде  $\phi^{(2D)}(0, y) = U_{bi} - \phi^{(1D)}(y)$  и  $\phi^{(2D)}(L_{eff}, y) = U_{bi} + U_{ds} - \phi^{(1D)}(y)$ ,  $\phi_{sf}^{(1D)}$  - поверхностный потенциал,  $A_n, B_n$  - нормировочные коэффициенты,  $\lambda_n$  - собственные значения,  $q$  - заряд электрона,  $n_A$  - концентрация носителей в рабочей области,  $\epsilon_{Si}$  - диэлектрическая проницаемость кремния,  $C_f$  - емкость фронтального затвора,  $C_b$  - емкость обратного затвора,  $U_f$  - напряжение на фронтальном затворе,  $U_{Fb}$  - напряжение плоских зон,  $U_{bi}$  - встроенная разность потенциалов,  $U_{ds}$  - напряжение сток-исток.

В рамках данного подхода характеристическая длина является функцией собственного значения  $\lambda_1$

связанного следующим выражением  $l = \frac{\pi t_{Si}}{\lambda_1}$  [8]. Са-

мо характеристическое уравнения можно представить в виде:

$$\tan \lambda_n = \frac{\frac{\epsilon_{Si}}{t_{Si}} \frac{\epsilon_k}{t_f} (1 + \frac{\epsilon_{SiO_2}}{\epsilon_k} \gamma) \lambda_n}{(\frac{\epsilon_{Si}}{t_{Si}})^2 \lambda_n^2 - \gamma \frac{\epsilon_{SiO_2}}{\epsilon_k} (\frac{\epsilon_k}{t_f})^2}, \quad (4)$$

где  $\epsilon_{SiO_2}$  - диэлектрическая проницаемость оксида кремния,  $\epsilon_k$  - диэлектрическая проницаемость подзатворного диэлектрика с высокой диэлектрической проницаемостью, параметр  $\gamma$  - безразмерный коэффициент, примерно равный отношению толщин подзатворных окислов:  $\gamma = \frac{t_f}{t_b}$ , где  $t_b$  - толщина погруженного оксида обратного затвора

Отметим что, значение  $\gamma$  всегда и, как правило, много меньше 1. Следовательно, собственные значения и характеристическая длина существенным образом определяются толщинами рабочей области и подзатворным окислом фронтального затвора и практически не зависят от значения толщины оксида обратного затвора.

Значения характеристической длины в диапазоне указанных ограничений по толщинам рабочей области и подзатворного оксида фронтального затвора подчиняются характеристическим кривым, которые приведены на рис. 2.

Следует отметить, что для диапазона толщин  $t_{Si}$  от 5 нм до 10 нм, в относительных единицах зависимость, представленная на рис. 2, инвариантна.

По двум данным зависимостям (рис. 2) можно определить собственное значение для любой комбинации  $t_{Si}$ ,  $t_f$  из области допустимых значений по правилу  $l = l(t_{Si})l(t_f)$ . Так, исходя из заданного значения  $t_{Si}$ , по зависимости  $l(t_{Si})$  (рис. 2а) определяем первый сомножитель. Затем по кривой  $l(t_f)$  (рис. 3б) по заданной величине  $t_f$  определяем второй сомножитель. Например, для комбинации  $t_{Si}$ ,  $t_f$  равным 6 нм и 0.5 нм, соответственно, из функции  $l(t_{Si})$  значение составляет 10.96 нм, а по зависимости  $l(t_{Si})$  текущая величина равна 0.84, следовательно, характеристической длины будет составлять 9.21 нм.

Используя предельные значения комбинации  $t_{Si}$ ,  $t_f$  для технологий LOP2013 и LSTP2013, которые равны 7.0 нм и 0.9 нм и 7.5 нм и 1.0 нм, соответственно, вычислим минимальные значения характеристической длины для выбранных технологий. Из функции  $l(t_{Si})$  первый сомножитель составляет 11.9 нм и 12.3 нм, соответственно, а по зависимости  $l(t_f)$  текущая величина равна 0.97 и 1.0, соответственно. Тогда ми-

нимальная характеристическая длины будет составлять  $l_{min\_LOP2013}=11.5$  нм и  $l_{min\_LSTP2013}=12.3$  нм, соответственно.

Максимальная ОДЗ технологических параметров есть область внутри фигуры ABCDE. Нижняя граница определяется прямой 4, которая соответствует

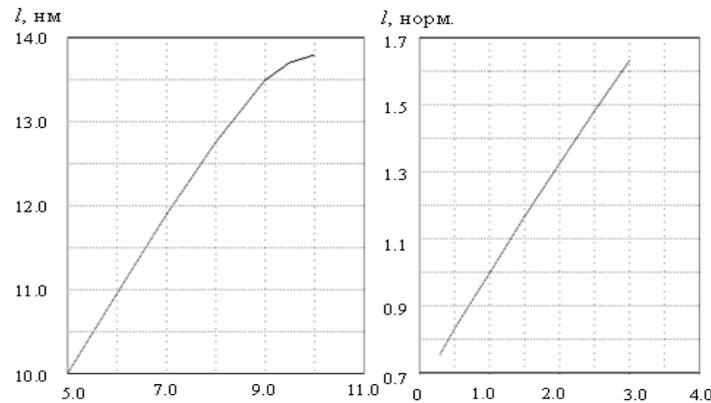


Рис. 2. Характеристические зависимости: 2а (левый) - характеристической длины  $l$  от толщины кремниевой пленки  $t_{Si}$  при толщине фронтального окисла  $t_f$ , 1 нм; 2б (правый) - характеристической длины  $l$  (в отн. ед.) от толщины фронтального окисла для толщины кремниевой пленки  $t_{Si}$  5 нм

Предложенный подход помогает в выборе возможных значений толщин, что существенным образом сокращает время поиска.

### 1.3. Определение допустимых $L_{eff}$

Для определения области допустимых значений (ОДЗ) технологических параметров необходимо одновременно выполнить два условия:  $L_{eff} > L_g$  и  $L_{eff} / 2l > 1$ . Для гипотетического транзистора, отвечающего требованиям как LOP2013 так и LSTP2013 приложений, с длиной канала 22 нм и пиковым уровнем легирования стока/истока  $5 \times 10^{20} \text{ см}^{-3}$  обобщенные результаты решений уравнений (1) и (4) приведены на рис. 3. Здесь представлены зависимости параметра  $L_{eff} / L_g$  от  $\eta$  при значениях  $g$  - 2 и 5 нм/дес, соответ-

условию  $L_{eff}/2l_{min\_LOP2013}=1$ , либо прямой 5, которая соответствует условию  $L_{eff}/2l_{min\_LSTP2013}=1$ .

Переход к другим значениям  $t_{Si}$  и  $t_f$  осуществляется простым масштабированием вида  $l/l_{min\_LOP2013}$ ;  $l/l_{min\_LSTP2013}$ . Графически это соответствует смещению нижней границы области допустимых значений вверх относительно прямой 4 или 5 в зависимости от анализируемой технологии. Например, для совокупности  $t_{Si}=7$  нм,  $t_f=1.1$  нм отношение  $l/l_{min\_LOP2013}=1.103$  и соответствующая ОДЗ ограничена снизу прямой 6. Для совокупности  $t_{Si}=7.5$  нм,  $t_f=1.2$  нм отношение  $l/l_{min\_LSTP2013}=1.175$  и соответствующая ОДЗ сверху ограничена снизу прямой 7.

Таким образом, для подавления ККЭ в транзисторах необходимо увеличение  $L_{eff}$  при помощи снижении  $g$  при фиксированном значении  $\eta$  или увеличения  $\eta$  для того же самого  $g$ . В практическом плане более

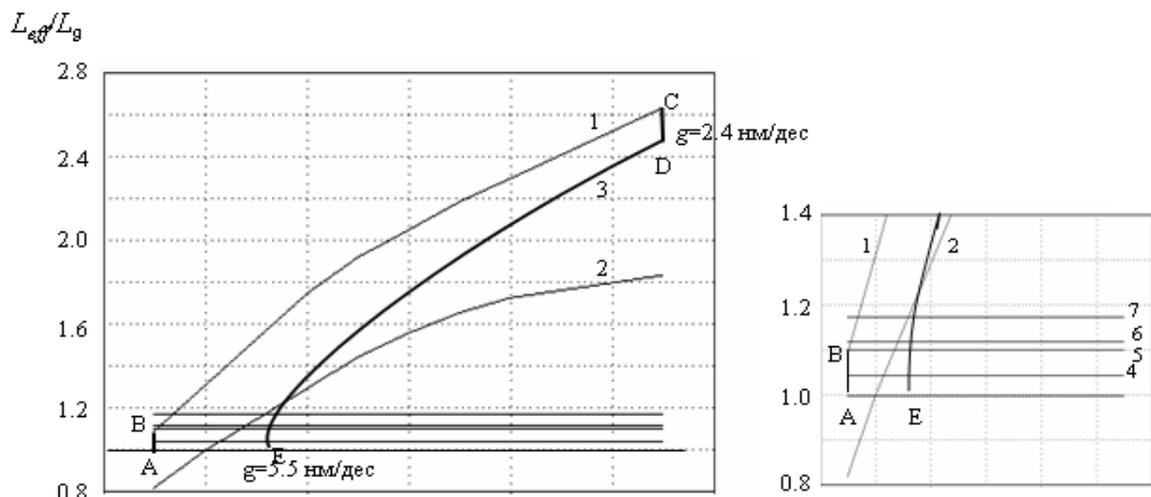


Рис. 3. Зависимость  $L_{eff}/L_g$  от  $\eta$  - Область допустимых параметров для  $L_{eff}$ ,  $\eta$ ,  $g$ . Кривая 1 -  $g = 2$  нм/дес, 2 -  $g = 5$  нм/дес, 3 - правая граница ОДЗ, прямая  $L_{eff}/L_g=1$  - нижняя граница ОДЗ. ОДЗ - фигура ABCDE

уместно изменять значения зазора, поскольку минимальное значение градиента обычно зависит от условий техпроцесса и коэффициента диффузии легирующей примеси. Как правило, очень маленькие значения  $g$  ( $< 2$  нм/дес) трудно реализуемы, и вероятно всего потребуется использование нестандартного техпроцесса, для того чтобы их реально воспроизвести [7].

Обобщая результаты анализа можно сделать вывод, что с уменьшением зазора увеличивается крутизна профиля легирования примерно по закону  $\sqrt{\eta}$ . При этом гибкость выбора  $\eta$  и  $g$  уменьшается, особенно при низких значениях  $\eta$ . Транзисторы с большой шириной зазора и крутым градиентом легирования обеспечивают достижения отношения  $L_{eff}/2l > 1$  в широком диапазоне значений  $t_{Si}$ ,  $t_f$ . Однако, следует учитывать, что рост параметра  $L_{eff}$  сопровождается пропорциональным снижением тока насыщения  $I_{on}$  транзистора. Оптимизацию параметров нужно рассмотреть в совокупности со значениями вольт-амперных характеристик (ВАХ) транзистора, в частности токами  $I_{on}$  и  $I_{off}$ . Например, высокое значение  $g$  (для фиксированного  $\eta$ ) с одной стороны уменьшает  $L_{eff}$  (увеличивая ККЭ), но и способствует росту инжекции носителей из области зазора около края затвора в канал, таким образом, увеличивая ток  $I_{on}$ . Поэтому, градиент легирования наряду с шириной зазора представляет компромисс между приемлемым уровнем как ККЭ так и токов транзистора. Следовательно, важно оптимизировать расширенную совокупность параметров для достижения наилучших характеристик как транзисторов так и схем на их основе. Предложенная методика ограничивает выбор таких возможных совокупностей параметров, не прибегая к детальному 2D моделированию.

## 2. Моделирование электрофизических характеристик транзисторов и схем

### 2.1. Вольт-амперные характеристики

Для моделирования ВАХ транзисторов в соответствии с апробированным подходом [3] использовались полученное аналитическое выражение для потенциала, видоизмененное выражение для скорости насыщения носителей и модель подвижности, которая учитывает высокую степень полевой деградации [4]. Зависимость скорости насыщения (в единицах  $10^7$  см/сек) от длины затвора (в единицах нм) определяется следующим эмпирическим соотношением:

$$v_{sat} = v_{sat_0} + \chi L_g^\alpha, \quad (5)$$

где  $v_{sat_0}$  - начальное значение скорости равно 2.0,  $\chi$  - коэффициент длины затвора равен 19.2 и  $\alpha = 1.43$ . Используемое выражение скорости насыщения обеспечивает для двух затворных транзисторов приемлемую оценку уровня тока  $I_{on}$  по сравнению с моделированием по методу Монте-Карло [4]. А также в [9] получено хорошее согласование результатов моделирования и экспериментальных данных для зависимости подвижности от толщины кремниевой пленки.

Запишем закон Ома для тока транзистора  $I_{ds}$  в области инверсионного канала с шириной  $W$  в виде:

$$I_{ds} = -WQ_{inv}(y) \frac{\mu(< E_x >) E_y}{\left(1 + \frac{E_y}{E_c}\right)},$$

где  $\mu(< E_x >)$  - подвижность носителей. Умножая данное выражение справа и слева на знаменатель и усреднения по координате  $y$  вдоль направления канала, в итоге получим

$$I_{ds} = \frac{W}{L_{eff}} C_f \mu(< E_x >) \frac{\left[ (U_f - U_t) U_{ds} - \frac{\gamma}{2} U_{ds}^2 \right]}{\left(1 + \frac{U_{ds}}{E_c L_{eff}}\right)}. \quad (6)$$

Соотношение (6) справедливо для напряжений «сток-исток», при которых дрейфовая скорость еще не насыщается, т.е. если  $U_{ds} < U_{sat}$ .

При достижении  $U_{ds}$  некоторой величины, которую определим как напряжение насыщения  $U_{sat}$ , локальное поле  $E_y$  вблизи стока достигает критического значения и происходит насыщение дрейфовой скорости. Величину  $U_{sat}$  можно получить из выражения для тока насыщения

$$I_{ds}^{sat} = \frac{W}{L_{eff}} C_f \mu(< E_x >) \frac{\left[ (U_f - U_t) U_{sat} - \frac{\gamma}{2} U_{sat}^2 \right]}{\left(1 + \frac{U_{sat}}{E_c L_{eff}}\right)} =$$

$$= -WQ_{inv}^{sat} v_{sat} = WC_f [(U_f - U_t) - \gamma U_{sat}] v_{sat} \quad (7)$$

где  $U_{sat} = \frac{(U_f - U_t) E_c L_{eff}}{(U_f - U_t + \gamma E_c L_{eff})}$ , т.е. насыщение дрейфовой скорости происходит при напряжениях, меньших  $E_c L_{eff}$ .

Рассмотрим случай, когда напряжение  $U_{ds}$  превышает значение  $U_{sat}$ . Тогда вся область инверсионного канала разбивается на две: в одной, находящейся ближе к истоку, дрейфовая скорость испытывает зависимость от напряженности поля, в другой, находящейся ближе к стоку, дрейфовая скорость насыщается. Отметим, что в области насыщения плотность инвертированного заряда от координаты  $y$  не зависит. Предположим, что координата начала области насыщения, где поле достигает критического значения, а дрейфовая скорость – насыщения, отстоит от стока на величину  $\Delta L$ , т.е.  $y = L_{eff} - \Delta L$ .

Тогда интегрируя выражение  $I_{ds} \mu^{-1}(y) dy = -WQ_{inv}(y) E(y) dy$  по координате  $y$  от 0 до  $y = L_{eff} - \Delta L$ , окончательно получим

$$I_{ds}^{sat} = \frac{W}{L_{eff}^*} C_f \mu(< E_x >) \left[ \frac{(U_f - U_t) U_{sat} - \frac{\gamma}{2} U_{sat}^2}{1 + \frac{U_{sat}}{E_c L_{eff}^*}} \right] \quad (8)$$

где  $L_{eff}^* = L_{eff} - \Delta L$ , при этом  $y = L_{eff}^*$  оказывается координатой, где поле  $E(y)$  достигает значения  $E_c$ .

Отметим, что полученное выражение годится для напряжений «сток-исток», превышающих напряжение насыщения  $U_{DS} > U_{sat}$ . Если же  $U_{DS} = U_{sat}$ , то очевидно, что  $\Delta L = 0$  и  $L_{eff}^* = L_{eff}$ .

Для определения области насыщения дрейфовой скорости необходимо воспользоваться дифференциальным уравнением вида, записанным в форме

$$\frac{d^2 U}{dy^2} = \frac{1}{\ell^2} (U - U_{sat}) - a. \quad (9)$$

Если насыщение дрейфовой скорости происходит в точке  $y' = 0$  (реально  $y = L_{eff} - \Delta L$ ), то граничные условия для данного уравнения можно выбрать в виде

$$U(y'=0) = u_{sat}; \quad \frac{dU}{dy'} = E_c. \text{ Поскольку в вы-}$$

боре данного коэффициента имеется значительный произвол, то мы будем считать его некоторым подгонным параметром. Решение уравнения (9) представим в виде:

$$U(y) = U_{sat} + a\ell^2 + \frac{(E_c \ell - a\ell^2)}{2} \exp\left(\frac{y}{\ell}\right) - \frac{(E_c \ell + a\ell^2)}{2} \exp\left(-\frac{y}{\ell}\right). \quad (10)$$

Тогда выражение для величины  $\Delta L$  принимает вид (11). Как и следовало ожидать, при  $U_{DS} = U_{sat}$   $\Delta L = 0$ .

$$\Delta L = \ell \ln \left\{ \frac{\sqrt{(U_{DS} - U_{sat} - a\ell^2)^2 + E_c^2 \ell^2 - a^2 \ell^4} + (U_{DS} - U_{sat} - a\ell^2)}{(E_c \ell - a\ell^2)} \right\}. \quad (11)$$

## 2.2. Результаты моделирования

Для численного исследования характеристик КМОП транзисторов с длиной затвора  $L_g = 22$  нм отвечающие требованиям технологии LSTP2013 и LOP2013 в соответствии с технологическими нормами принималось, что низко полевая подвижность носителей равна 380 и 120 см<sup>2</sup>/В с для  $n$ - и  $p$ -типов транзисторов, соответственно.

На рис. 4а приведены обобщенные результаты моделирования характеристики  $I_{on}-I_{off}$  транзистора  $n$ -типа с тремя совокупностями значений толщин пленок  $t_{Si}$  и  $t_f$ , которые отвечают требованиям по току  $I_{on}$  и  $I_{off}$  для технологии LSTP2013, где транзистор 1 с параметрами  $t_{Si} = 7.5$  нм и  $t_f = 1$  нм, транзистор 2 – 7.5 нм и 1.2 нм и транзистор 3 – 8 нм и 1.5 нм, соответственно.

Для транзистора 1 максимальное значение тока  $I_{on} = 980$  мкА/мкм (пересечение кривой 1 с горизонтальной пунктирной линией) соответствует  $\eta = 0.9$  и  $g = 3.5$  нм/дес. Для транзистора 2 максимальный ток  $I_{on}$  равен 820 мкА/мкм при  $\eta = 1.0$  и  $g = 2.8$  нм/дес. И для третьего транзистора  $I_{on\_max}$  равен 710 мкА/мкм при  $\eta = 1.0$  и  $g = 2.6$  нм/дес. Минимальное значение тока  $I_{off}$  первого транзистора 5.9 пА/мкм (пересечение кривой 1 с вертикальной пунктирной линией) соответствует  $\eta = 1.3$  и  $g = 2.1$  нм/дес, для второго транзистора  $I_{off} = 7.0$  пА/мкм при  $\eta = 1.2$  и  $g = 2.3$  нм/дес, для третьего 7.8 пА/мкм при  $\eta = 1.2$  и  $g = 2.4$  нм/дес.

В общем случае зависимости токов  $I_{on}$  и  $I_{off}$  от  $\eta$  имеют нелинейный характер. Такой характер зависимостей объясняется тем, что с ростом длины зазора происходит обеднение области между истоком и каналом, что ухудшает инжектирование носителей в канал и соответственно замедляется рост тока  $I_{on}$ . В непроводящем режиме этот эффект также способствует снижению уровня тока  $I_{off}$ .

Полученные в результате численного моделирования ограничения по токам являются отправной точкой исследования динамических характеристик основополагающего логического элемента - КМОП инвертора. Ввиду сложного вида математических выражений, описывающих ток в рассматриваемых транзисторах и зависимости их емкостей от формы входного напряжения, модельные уравнения для инвертора необходимо решать численно с привлечением математического ядра программы схемотехнического моделирования HSPICE.

На рис 4б приведены характеристические зависимости временной задержки переключения вентилях от статической мощности (в режиме ожидания) при напряжении питания 0.9 В. Все зависимости имеют ярко выраженный нелинейный характер. С ростом задержки уровень статической мощности снижается. Минимальное значение задержки составляет 0.75 пс при уровне статической мощности 2.2 пВт и активной мощности

35 мкВт на частоте 1 ТГц, минимальная статическая мощность составляет ~1.1 пВт при этом задержка равна 1.08 пс.

Аналогичный подход использовался при моделировании характеристик транзисторов отвечающих требованиям технологии LOP2013. На рис. 5а приведены обобщенные результаты моделирования характеристики  $I_{on}-I_{off}$  транзистора  $n$ -типа с разными совокупностями значениями толщин пленок  $t_{Si}$  и  $t_f$  и характеристики временной задержки переключения инверторов от активной мощности (мощности одного переключения) на частоте 1 ТГц при напряжении питания 0.67 В, где транзистор первой модификации с параметрами  $t_{Si} = 7.0$  нм и  $t_f = 0.9$  нм, транзистор второй модификации – 7.0 нм и 1.1 нм и транзистор третьей модификации – 8.0 нм и 1.3 нм, соответственно.

Максимальное значение тока  $I_{on}$  транзистора первой модификации равно 935 мкА/мкм при  $\eta=0.8$  и  $g=4.0$  нм/дес. Для второго транзистора максимальный ток  $I_{on}=830$  мкА/мкм при  $\eta=0.9$  и  $g=3.2$  нм/дес. И для

параметрами транзисторов в рамках стандартной КНИ КМОП технологии для разработки проектов СБИС в соответствии с требованиями LSPT2013 и LOP2013 приложений.

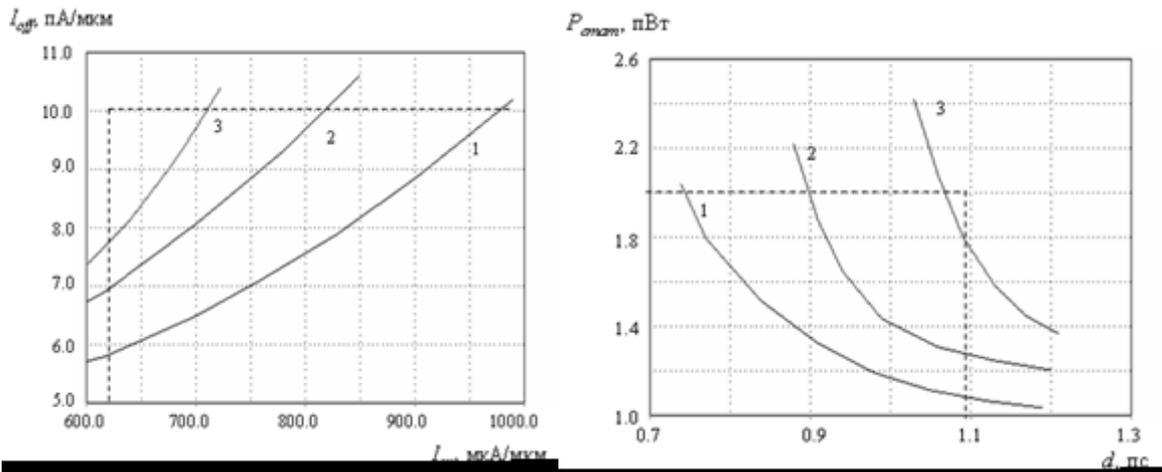


Рис. 4. Характеристические зависимости при  $U_{dd}=0.9$  В: 4а – (левая) токовая  $I_{on}-I_{off}$  (пунктирной линией отмечена область токов в соответствии с LSTP2013 по IRTS2010); 4б – (правая)  $d-P_{stat}$  для инверторов (пунктирными линиями выделена область соответствующая допустимым токам из рис. 4а). На рисунках кривая 1 – транзистор 1, 2 – транзистор 2, 3 – транзистор 3.

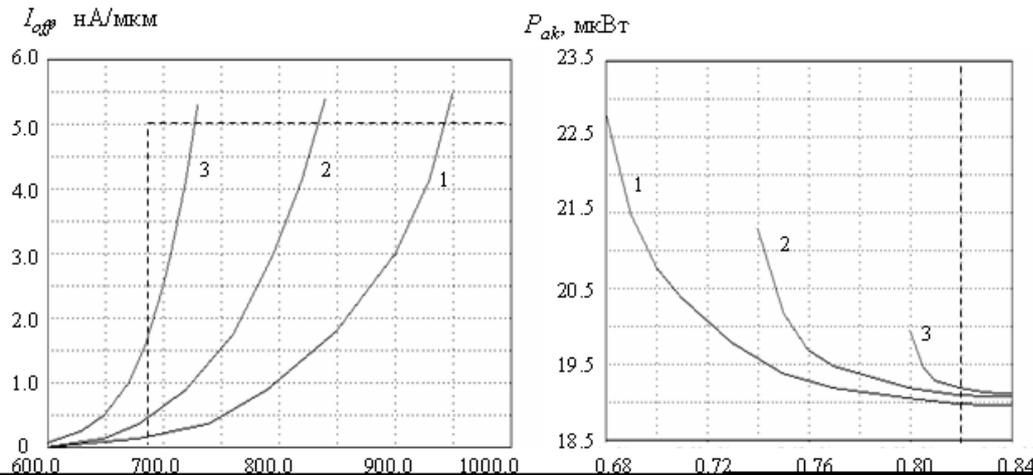


Рис. 5. Характеристические зависимости при  $U_{dd}=0.67$  В: 5а (левый) токовая зависимость  $I_{on}-I_{off}$ ; 5б (правый)  $d-P_{ак}$ , где кривая 1 – транзистор модификации 1, 2 – транзистор модификации 2, 3 – транзистор модификации 3. Пунктирной линией отмечена область токов в соответствии с LOP2013 по IRTS2010

третьего  $I_{on,max}=720$  мкА/мкм при  $\eta=0.9$  и  $g=2.9$  нм/дес. Минимальное значение тока  $I_{off}=0.1$  нА/мкм соответствует  $\eta=1.1$  и  $g=2.3$  нм/дес, ток  $I_{off}$  второго транзистора 0.2 нА/мкм при  $\eta=1.1$  и  $g=2.4$  нм/дес и третьего 0.5 нА/мкм при  $\eta=1.0$  и  $g=2.6$  нм/дес. Минимальное значение задержки инвертора составляет 0.68 пс при уровне активной мощности 22.8 мкВт при напряжении питания 0.67 В и частоте 1 ТГц. В данном случае статическая мощность максимальна и равна 0.28 нВт. Максимальное значение задержки равно 0.82 пс при этом минимальный уровень активной мощности составляет примерно 19 мкВт.

Полученные результаты свидетельствуют о высоком потенциале варьирования технологическими па-

### 3. Характеристики транзисторов и вентилях у границы области масштабирования

#### 3.1. Характеристики устройств с топологическими нормами 22 нм

При проектировании микросхем масштабирование физических характеристик используемых электронных устройств становится одной из основных проблем. Особую важность представляет исследование масштабирования параметров транзисторов с учетом квантоворазмерных эффектов. Так, в частности, кван-

товый эффект, приводящий к утолщению подзатворного диэлектрика в результате обеднения вблизи границы кремния. Наличие квантовых поправок не позволяет эквивалентной толщине окисла стать меньше, чем

$$t_{EOT}^{\min} = \frac{\varepsilon_{SiO_2}}{\varepsilon_{Si}} t_{QM}. \text{ Здесь параметр } t_{QM} - \text{ расстояние от}$$

границы кремний подзатворный окисел фронтального затвора до максимального значения плотности носителей. Как известно, величина данного параметра составляет приблизительно четверти дебройлевской длины волны электрона поперек канала. Для значений  $\varepsilon_{Si}=12$ ,  $\varepsilon_{SiO_2}=4$ ,  $t_{QM}=1$  нм следует, что предельно достижимое минимальное значение эквивалентной толщины окисла даже при использовании материалов с

классический подход для моделирования характеристик данного сорта транзисторов. Отметим, что предельное значение характеристической длины  $l_{min}$  для  $t_{Si} = 5$  нм и  $t_f = 0.3$  нм составляет 7.5 нм.

Для этих прототипов на рис. 6а приведены зависимости максимального значения  $g$  ( $g_{max}$ ) от  $\eta$  при которых выполняется условие  $L_{eff}/2l=1$ . Область ниже каждой кривой, соответствующей определенному набору (совокупности) значений  $t_{Si}$ ,  $t_f$  и выше прямой  $g_{min}=2$  нм/дес ограничивает ОДЗ топологических параметров для реализации проектов транзисторов. Для толщин подзатворного окисла и рабочей области больше предельных, ОДЗ технологических параметров будет сужаться. Например, для первого прототипа максимальное значение градиента равно 4.6 нм/дес при

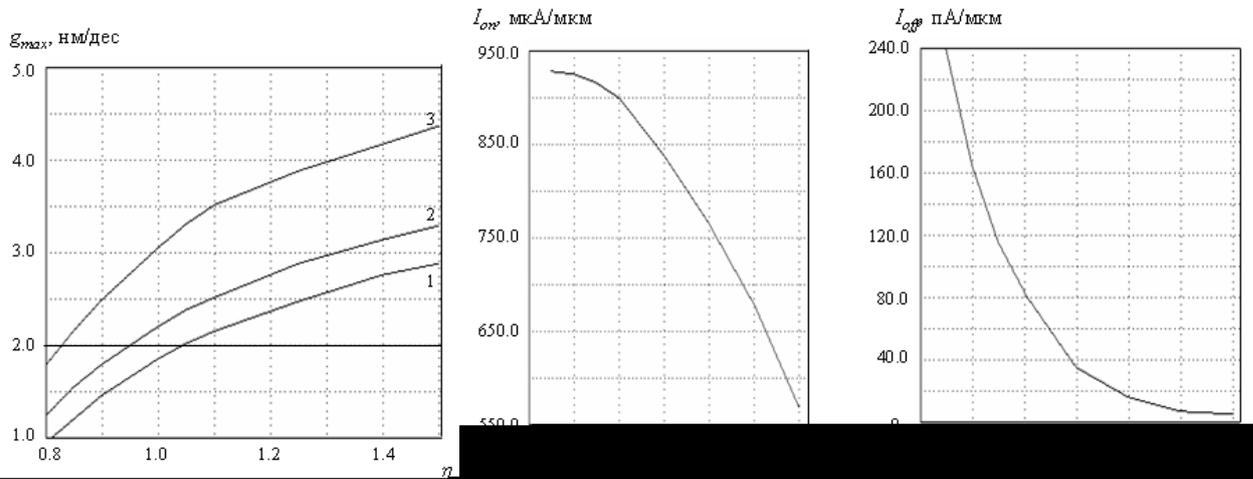


Рис. 6. Характеристические зависимости от  $\eta$ : 6а – (левый) – максимальный градиент легирования  $g_{max}$ , где 1 – прототип 1, 2 – прототип 2, 3 – прототип 3; 6б – (средний) – ток  $I_{on}$ , при  $U_{dd}=0.6$  В; 6в – (правый) – ток  $I_{off}$  при  $U_{dd}=0.6$  В.

высокой диэлектрической проницаемостью, которая в разы выше, чем у диоксида кремния, равно  $t_{EOT}^{\min} = 0.3$  нм.

Сдвиг  $U_i$  обусловлен вкладом энергии поперечного квантования. Однако, сдвиг обычно – сравним с тепловым потенциалом ( $\sim 28$  мВ). Эта величина невелика, и важно, что она одинакова для всех транзисторов в схеме, а значит, не приводит к разбросу пороговых напряжений, что является главным препятствием к снижению напряжения питания транзисторов в СБИС.

Используя предложенную методику оптимизации технологических параметров проанализируем потенциальные характеристики транзисторов и вентилях у границы области масштабирования технологии с топологическими нормами 22 нм. Рассмотрим аналогичную транзисторную структуру с длиной затвора 11 нм с учетом ограничений на параметры  $t_{Si}$  и  $t_f$ . Для иллюстрации приведенных выше соображений в качестве прототипов мы используем транзисторы с тремя модификациями технологических параметров. Прототип 1 – параметры  $t_{Si}=5.0$  нм,  $t_f=0.3$  нм. Прототип 2 – параметры  $t_{Si}=5.5$  нм,  $t_f=0.45$  нм. Прототип 3 – параметры  $t_{Si}=6.0$  нм,  $t_f=0.5$  нм. Следует также отметить, что минимальное значение  $L_{eff}$  будет составлять не менее 15 нм, что превышает длину свободного пробега электрона в объемном кремнии и допустимо использовать

$\eta=1.5$ , минимальное  $g=2$  нм/дес. при  $\eta=0.84$ . Для второго –  $g_{max}=3.3$  нм/дес при  $\eta=1.5$ , минимальное  $g$  при  $\eta=0.95$ . Для третьего –  $g_{max}=2.9$  нм/дес при  $\eta=1.5$ , минимальное при  $\eta=1.05$ .

На рис. 6б и 6в приведены обобщенные результаты моделирования ВАХ транзистора 2. Токосые зависимости  $I_{on}-I_{off}$  и от  $\eta$  имеют нелинейный характер с характерным участком выполаживания. Такой вид зависимости  $I_{on}(\eta)$  при  $\eta < 1.1$  объясняется тем, что в данном диапазоне длин спейсеров происходит существенное выполаживание профиля легирования областей стока/истока, что ухудшает инжектирование носителей в канал и соответственно замедляется рост тока  $I_{on}$ . В подпороговом режиме этот эффект способствует нарастанию диффузионного тока.

Максимальные значения токов  $I_{on}=930$  мкА/мкм и  $I_{off}=240$  пА/мкм соответствует  $\eta=0.95$ . Минимальные значения токов  $I_{on}=570$  мкА/мкм и  $I_{off}=6.5$  пА/мкм при  $\eta=1.5$ . Аналогичные характеристики для транзистора р-типа следующие. Максимальное значение токов  $I_{on}=680$  мкА/мкм и  $I_{off}=160$  пА/мкм. Минимальное значение токов  $I_{on}=410$  мкА/мкм и  $I_{off}=4.3$  пА/мкм.

Для выбранных трех прототипов транзисторов, численно рассчитаны временные и мощностные характеристики инверторов в граничных значениях  $\eta$ , ко-

торые приведены в табл.1, где  $P_{ак}$  - мощность одного переключения на частоте 1ТГц и  $P_{стат}$  - уровень статической мощности при напряжении питания  $U_{dd} = 0.6В$ .

Обобщая полученные результаты, можно сделать

дрейфовой  $n_d(y)$ . При этом баллистическая компонента составляет некоторую долю  $\beta$  от общей концентрации носителей. Следует отметить, что закон

Таблица 1

Характеристики инверторов

инвертор прототип транзистора	Параметры							
			$d$ , пс		$P_{ак}$ , мкВт		$P_{стат}$ , рВт	
	$\eta_{min}$	$\eta_{max}$	$\eta_{min}$	$\eta_{max}$	$\eta_{min}$	$\eta_{max}$	$\eta_{min}$	$\eta_{max}$
1	0.85	1.5	0.19	0.38	8.2	7.1	26.5	0.7
2	0.95	1.5	0.37	0.50	7.3	6.0	11.4	0.3
3	1.05	1.5	0.55	0.66	6.3	4.7	6.2	0.1

вывод, что для инверторов выполненных на транзисторах отвечающих уровню будущих технологии, например с топологическими нормами 22 нм, есть принципиальная возможность снизить время переключения инвертора ниже 0.5 пс. При этом уровень рассеиваемой

дисперсии параметра  $\beta$  в общем случае не известен и данный параметр можно рассматривать как подгоночный. Тогда плотность тока

$$j(y) = -e(n_b(y)v(y) + n_d(y)\mu < E_x(y) >), \quad \text{где}$$

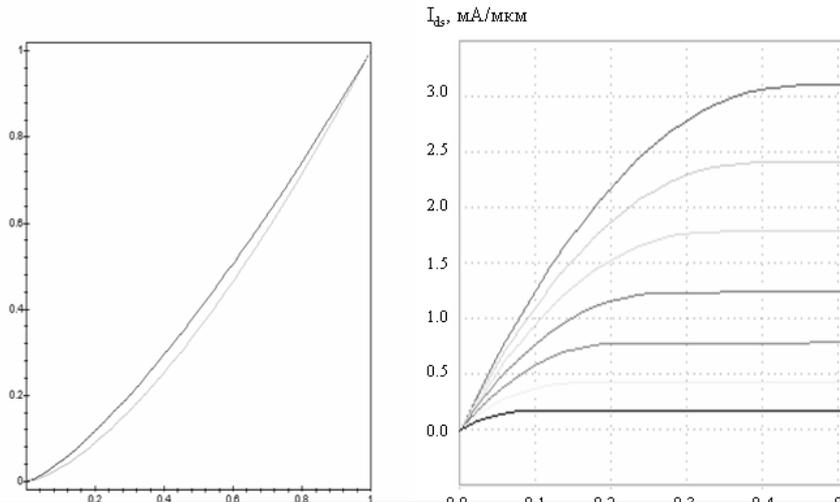


Рис. 7. Результаты численного моделирования. 7а –(левый). Распределение потенциала (относительные единицы) вдоль канала при дрейфовом (верхняя кривая) и баллистическом (нижняя кривая) режиме транспорта носителей; 7б –(правый) ВАХ  $I_{ds}(U_{ds})$  при различных значениях  $U_g = 0; 0.05; 0.1; 0.15; 0.2; 0.25; 0.3 В$

мощности составляет несколько микроватт на частоте 1 ТГц. А максимальный уровень статической мощности соответствует десяткам пиковатт. Это является перспективным результатом для разработки элементов высокопроизводительных вычислительных систем с эксафлопной производительностью [10].

### 3.2. Транзисторы в переходной области

Дальнейшее масштабирование длины затвора открывает возможность функционирования транзисторов в баллистическом (бесстолкновительном) режиме. Однако, такой режим движения носителей чаще всего представляет собой идеализированную ситуацию. Причем длина свободного пробега носителей существенно зависит от толщины пленки кремния и резко снижается по мере ее уменьшения. В реальной ситуации, целесообразно анализировать случай когда концентрацию носителей  $n(x)$  можно представить в виде суммы двух компонент – баллистической  $n_b(y)$  и

баллистическая компонента скорости  $v(y)$ . В итоге получим уравнение следующего вида:

$$\frac{d^2\varphi(y)}{dy^2} = \frac{|j|}{\varepsilon} \frac{1}{\left[ \beta \sqrt{\frac{2q}{m^*}} \sqrt{\varphi(y)} + (1-\beta)\mu \frac{d\varphi(y)}{dy} \right]}, \quad (12)$$

где  $m^*$  - эффективная масса

Решения уравнения (12) в квадратурах не представляется возможным, так как данное уравнение является слишком сложным. Численное моделирование показывает, что зависимость потенциала от координаты предельных случаях носит степенной характер, причем с близкими значениями показателей степеней 1.28 и 1.53, соответственно, что иллюстрируется на рис. 7а.

На рис. 7б приведены ВАХ нанотранзистора масштабированного относительно прототипа 2 из преды-

дущего пункта по длине затвора и рабочей области. Параметры полученного транзистора следующие:  $L_g=8$  нм,  $t_{Si}=4.0$  нм,  $t_f=0.45$  нм,  $\eta=1.0$ ,  $g=2.5$  нм/дес,  $\beta=0.5$ . При этом  $L_{eff}$  составляет 11.2 нм, что меньше чем длина свободного пробега электрона в объемном кремнии. Отличительной особенностью такого транзистора является во-первых, высокая плотность тока насыщения, которая в примерно в 3.5 раза превышает ранее рассмотренные случаи и во-вторых, достаточно низкое значение напряжения  $U_{ds}$  ( $\sim 0.4$  В), при котором линейный участок зависимости переходит в область насыщения. Эти свойства являются предпосылкой для применения таких транзисторов в проектах высокоскоростных СБИС.

## Заключение

В работе проанализирован перспективный подход масштабирования с учетом квантовых ограничений и технологических требований для минимизации ККЭ применительно к двух затворным КНИ КМОП нанотранзисторам с тонкой нелегированной рабочей областью и без перекрытия областей затвора и стока/истока. Предложенная компактная методика позволяет оптимизировать топологические параметры, не прибегая к детальному 2D моделированию и выработать приемлемый прогноз поведения главных электрофизических характеристик транзистора и схем на их основе по допустимому диапазону топологических параметров.

Проведенный анализ показывает, что для перспективных технологий с низким уровнем потребляемой мощности минимизация ККЭ с учетом квантовых и технологических ограничений существенно уменьшает область допустимых значений топологических параметров транзисторов. С одной стороны это сокращает возможность оптимизации характеристик транзисторов, с другой сдвигает границы применимости транзисторов для разных приложений. Однако, для разработки проектов СБИС в соответствии с требованиями LSPT2013 и LOP2013 приложений есть потенциал варьирования технологическими параметрами для достижения требуемых характеристик устройств.

При дальнейшем масштабировании условие эффективного подавления ККЭ хотя еще более существенно ограничивают область допустимых значений

топологических параметров транзисторов, результаты численного моделирования характеристик транзисторов и вентилях показывают, что проекты рассматриваемых устройств применимы для реализации эксафлопных вычислений с низким уровнем потребляемой мощности.

## Литература

1. International technology roadmap for semiconductor 2010 edition. Available from: (<http://public.itrs.net>).
2. Kranti A., Hao Y., Armstrong G. A. Performance projections and design optimization of planar double gate SOI MOSFETs for logic technology applications // *Semiconductor Science and Technology*.- № 4 (23), 2008. P. 217-224
3. Масальский Н. В. Синтез характеристик логических вентилях на двух затворных суб-25 нм КНИ КМОП транзисторах для маломощных применений // *Нано- и микросистемная техника*.- № 5(118), 2010. С. 41-46.
4. Kranti A., Armstrong G. A. Engineering source/drain extension regions in nanoscale double gate (DG) SOI MOSFETs: Analytical model and design considerations // *Solid-State Electronics*.- № 2 (50), 2006. P. 437 - 447.
5. Colinge J.-P. Silicon on Insulator Technology Materials to VLSI.- Boston, Dordrecht, London.; Kluwer Academic Publ., 1997
6. Бетелин В.Б. Супер ЭВМ – это технологическое оружие // *Электроника НТБ*.- № 4, 2009. С. 4-12.
7. Chung T. M., Olbrechts B., Sodervall U. Planar double-gate SOI MOS devices: fabrication by wafer bonding over pre-patterned cavities and electrical characterization // *Solid-State Electronics*.- № 2 (51), 2007. P. 231-238
8. Liang X., Taur Y. A 2-D Analytical Solution for SCEs in DG MOSFETs // *IEEE Trans Electron Devices*.- № 7 (51), 2004. P. 1385-1391
9. Esseni D., Mastrapasqua M., Celler G K., Fiegna C., Selmi L., Sangiorgi E. An experimental study of mobility enhancement in ultrathin SOI transistors operated in double-gate mode // *IEEE Trans. Electron Devices*.- № 3(50), 2003. P. 802-810
10. The International Exascale Software Project Roadmap. Available from: (<http://www.exascale.org/mediawiki/images/2/20/IESP-roadmap.pdf>).

## Scaling of double gate SOI nanotransistor characteristics

Masalsky N.V.

**Abstract.** The approach of scaling of double gate SOI nanotransistor with thin undoped work area and without underlap a gate and a drain/source areas taking into account quantum restrictions and technology requirements for minimization of its short-channel effects is considered. The offered compact technique allows to optimize topological parameters of transistors, without using 2D modeling, and to generate the comprehensible forecast of behavior of the main electro-physical transistor characteristics and the logical gates fulfilled on their basis on tolerance range of topological parameters. The cumulative analysis transistor I-U characteristics and such gate characteristics as the temporal time delay of switching, the active and static power shows that prototypes of considered devices are applicable for projects implementation of high-efficiency chips.

# Моделирование структурной схемы быстродействующего многоразрядного АЦП, использующего метод прогноза и коррекции

И.В. Волков, С.В. Румянцев<sup>1</sup>, Ю.М. Фокин

<sup>1</sup> - кандидат физико-математических наук

Статья посвящена аналого-цифровому преобразователю (АЦП), в котором с целью исключения прецизионного входного усилителя выборки-хранения (УВХ) используется специальный блок, формирующий прогноз величины входного сигнала для следующего такта. В статье в виде структурной схемы представлена модель 14-разрядного АЦП с тактовой частотой 100 МГц. Отличительной особенностью данной модели АЦП является «быстрый» аналоговый способ формирования величины прогноза. Представлены результаты временного анализа АЦП, ориентированного на реализацию в технологическом процессе с топологическими нормами 0,25 мкм. Проведена оценка спектра выходного сигнала преобразователя в среде ADE системы Cadence.

## Введение

Многоразрядные быстродействующие аналого-цифровые преобразователи являются важной составляющей современных сложно-функциональных устройств микроэлектронной техники. Они находят применение в разных областях промышленности, например в телекоммуникационных системах, автоматическом испытательном оборудовании и телевидении высокой четкости, а также во многих других типах современной электронной техники. Большая часть производимых сегодня многоразрядных быстродействующих АЦП основана на конвейерной архитектуре. Промышленные микросхемы преобразователей, выполненные по технологическим нормам 0,25 мкм – 0,35 мкм, обладают следующими основными характеристиками: частота выборки – от 80 МГц до 250 МГц, количество бит – от 14 до 16, динамический диапазон, свободный от помех (SFDR) – от 80 дБ до 100 дБ. В частности, микросхема АЦП AD6645 фирмы Analog Devices при частоте выборки 105 МГц и разрядности 14 бит имеет коэффициент SFDR равный 89 дБ, а АЦП ADS6144 фирмы Texas Instruments при частоте выборки от 65 до 125 МГц и разрядности 14 бит обладает коэффициентом SFDR равным 88,6 дБ.

Структура таких преобразователей предусматривает использование входного устройства выборки-хранения. К схеме УВХ предъявляются наиболее жесткие требования по точности, стабильности и разрешающей способности. В этом случае, повысить характеристики преобразователя можно либо путем улучшения параметров УВХ, либо с помощью изменения структуры АЦП за счет исключения устройства выборки-хранения. В частности, архитектура АЦП с аналоговым предсказанием входного сигнала потенциально позволяет увеличить быстродействие и точность преобразователя.

## 1. Модель преобразователя

На сегодняшний день в литературе описан ряд архитектур [1–4], использующих прогноз входного сигнала и коррекцию результата. Такие устройства преду-

сматривают для каждого тактового импульса формирование прогнозного значения входного сигнала на следующий такт. В большинстве случаев, исходное прогнозное значение формируется в цифровом виде. С этой целью применяются специализированные процессоры на основе адаптивных, т.е. самонастраивающихся, цифровых фильтров, выполняющих процедуру адаптивного линейного предсказания [5]. Такие функционально-сложные блоки цифровой обработки сигналов (ЦОС) занимают значительное место на кристалле и рассеивают заметную мощность, от их быстродействия зависят временные параметры всего АЦП.

В качестве альтернативного варианта в работе [6] был предложен аналоговый способ формирования прогноза, который, по мнению авторов, позволяет значительно повысить быстродействие АЦП, а также снизить потребляемую устройством мощность и уменьшить занимаемую им площадь.

На рис. 1 представлена структурная схема предлагаемого АЦП с аналоговым прогнозом входного сигнала [6]. Тактовая частота преобразователя составляет 100 МГц.

Блок 1 на рис. 1 – схема аналогового относительного прогноза. Она осуществляет предсказание входного сигнала для следующего момента времени в соответствии с формулой Тейлора:

$$V(t_i + \Delta t) - V(t_i) \approx V^{(1)}(t_i) \cdot \Delta t + \frac{1}{2} \cdot V^{(2)}(t_i) \cdot \Delta^2 t + \frac{1}{6} \cdot V^{(3)}(t_i) \cdot \Delta^3 t + \frac{1}{24} \cdot V^{(4)}(t_i) \cdot \Delta^4 t \dots \quad (1)$$

Здесь  $V(t_i)$  – величина входного напряжения в момент времени  $t_i$ , а  $\Delta t$  – период тактового сигнала ( $\Delta t = t_{i+1} - t_i$ ).

Точность вычисления приращения входного сигнала зависит от количества членов ряда  $N$  и от значения величины  $\Delta t$ . С целью определения необходимого количества членов ряда  $N$ , при котором выполнялось бы заданное требование по точности вычисления прогноза с погрешностью в пределах 100 мВ, был прове-

ден анализ математической модели разрабатываемого блока в среде MathCad. При этом для того чтобы ошибка определения величины относительного про-

гнотся последовательно, в то время как четвертая производная строится параллельно с первыми тремя. Дифференциаторы, изображенные на рисунке, по-

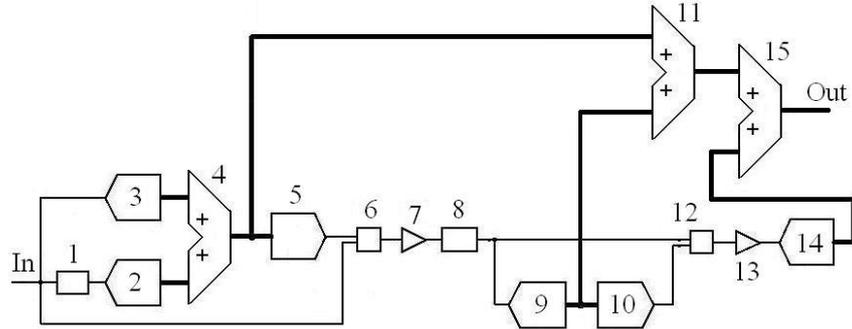


Рис. 1. Структурная схема 14-разрядного АЦП.  
1 – блок прогноза; 2, 3, 9, 14 – внутренние АЦП; 4, 11, 15 – цифровые сумматоры; 5 и 10 – внутренние ЦАП; 6 и 12 – аналоговые вычитатели; 7 и 13 – усилители, 8 – внутренний УВХ

гноза была максимальна, амплитуда входного сигнала была выбрана максимально возможной, то есть равной динамическому диапазону АЦП (800 мВ). Частота входного сигнала составляла 25 МГц, что равно полосе пропускания АЦП.

строены на основе дифференциальных высокочастотных фильтров [7]. Напряжение с выходов дифференциаторов подается на умножители, которые формируют с первого по четвертый члены ряда Тейлора. Эти блоки вычисляют произведения первой, второй, треть-

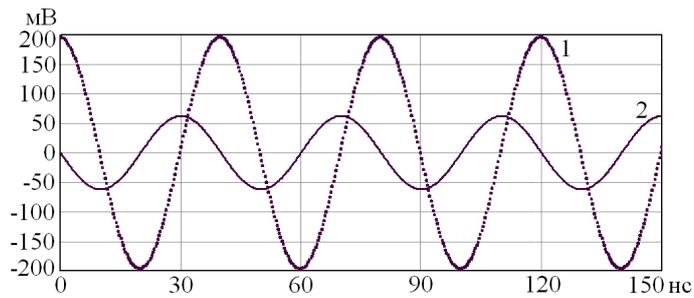


Рис. 2. Ошибка определения величины прогноза в среде MathCad.  
1 – график ошибки при N = 3; 2 – график ошибки при N = 4

Ошибка величины относительного прогноза рассчитывается как:

$$Err = \Delta f(t_{i+1}) - P(t_i) = f(t_{i+1}) - f(t_i) - \sum_{k=1}^N P_k(t_i), \quad (2)$$

где  $\Delta f(t_{i+1})$  – приращение функции к моменту времени  $t_{i+1}$  относительно момента  $t_i$ ,  $P(t_i)$  – прогноз приращения этой функции моменту времени  $t_{i+1}$ ,  $\sum P_k(t_i)$  – сумма первых N членов разложения функции в ряд Тейлора.

В ходе численных экспериментов было установлено, что при N = 3 максимальная ошибка определения величины относительного прогноза составляет приблизительно 192 мВ (кривая 1 на рис. 2), что превышает максимально допустимое значение погрешности прогноза.

При N = 4 максимальная ошибка определения величины относительного прогноза примерно равняется 62 мВ (кривая 2 на рис. 2), что удовлетворяет требованию по точности прогноза.

## 2. Структура блока прогноза

Структурная схема блока прогноза, использованная при исследовании модели АЦП, приведена на рис. 3. Первые три производные входного сигнала форми-

ей и четвертой производных на коэффициенты Y1, Y2, Y3, и Y4 являющиеся электрическими эквивалентами величин  $\Delta t$ ,  $\Delta^2 t$ ,  $\Delta^3 t$  и  $\Delta^4 t$  соответственно, т.е.

$$Y1 \sim \Delta t, Y2 \sim \Delta^2 t, Y3 \sim \Delta^3 t, Y4 \sim \Delta^4 t, \quad (3)$$

где  $\Delta t$  – величина шага приращения по времени.

Приведенная структурная схема является лишь одним из возможных, но не окончательным вариантом

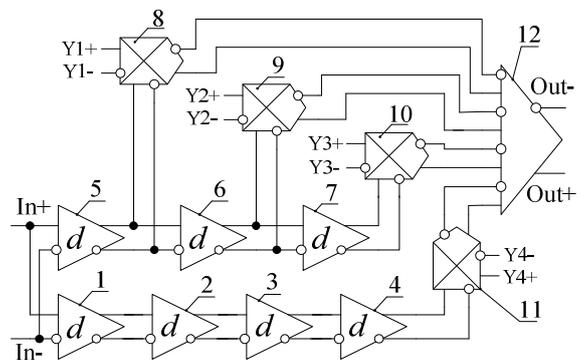


Рис. 3. Структурная схема блока прогноза. 1–7 – дифференциаторы; 8–11 – умножители; 12 – суммирующий усилитель

реализации блока прогноза, и в настоящее время работа по его улучшению продолжается.

### 3. Оценка параметров модели АЦП

Блок прогноза является оригинальным аналоговым модулем в составе предлагаемого АЦП. Как показали предварительные исследования модели, характеристики этого модуля в значительной степени влияют на параметры всего устройства в целом. Наиболее важными характеристиками являются точность, линейность и быстродействие (задержка).

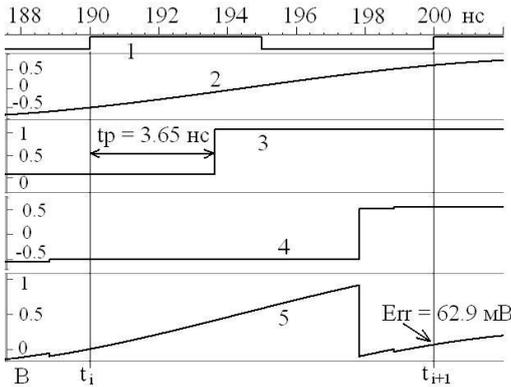


Рис. 4. Временной анализ блока прогноза. 1 – тактовый сигнал; 2 – входной сигнал; 3 – относительный аналоговый прогноз; 4 – полный аналоговый прогноз; 5 – ошибка блока прогноза

Точность блока прогноза определяется погрешностью между теоретическим значением, рассчитанным по формуле Тейлора и величиной, полученной в результате моделирования. На рис. 4 приведены результаты моделирования блока. Как видно из рисунка, максимальная величина ошибки блока прогноза не превышает 63 мВ, что незначительно отличается от теоретически рассчитанного значения. Задержка блока прогноза равняется 3,65 нс. Моделирование проводилось при амплитуде входного сигнала 800 мВ и частоте входного сигнала 25 МГц.

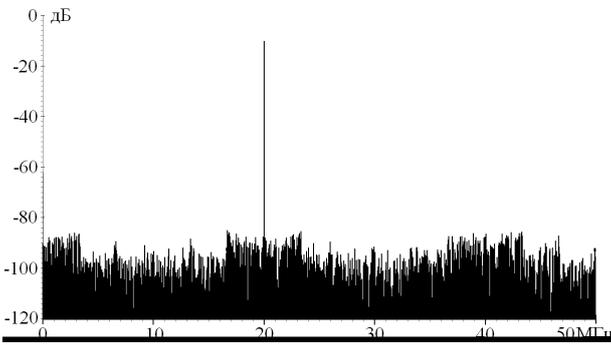


Рис. 5. Спектр выходного сигнала АЦП при частоте входного сигнала 20 МГц

С целью оценки нелинейных искажений преобразователя, вносимых блоком прогноза, проводилось моделирование схемы, с помощью быстрого преобразования Фурье в среде Cadence Analog Design Environment. Блок прогноза был выполнен в виде схемы на транзисторном уровне [6]. Остальные блоки, изображенные на рис. 1, представлены идеализированными

моделями на языке VerilogA. При моделировании на вход преобразователя подавался синусоидальный дифференциальный сигнал, частота которого менялась в пределах полосы пропускания, а амплитуда составляла 700 мВ. Частота выборки составляла 100 МГц. На рис. 5 изображен спектр выходного сигнала преобразователя, полученный в результате моделирования.

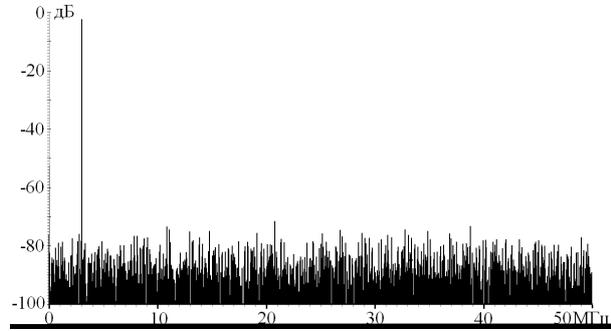


Рис. 6. Спектр выходного сигнала АЦП при частоте входного сигнала 8 МГц.

Величина SFDR, измеренная по спектру на рис. 5, составляет 71,9 дБ.

Уровень искажений слабо зависит от частоты входного сигнала. На рис. 6 представлен спектр выходного сигнала модели преобразователя, полученный при частоте входного сигнала 8 МГц и амплитуде 700 мВ. Величина SFDR, измеренная по спектру на рис. 6, составляет 73,5 дБ.

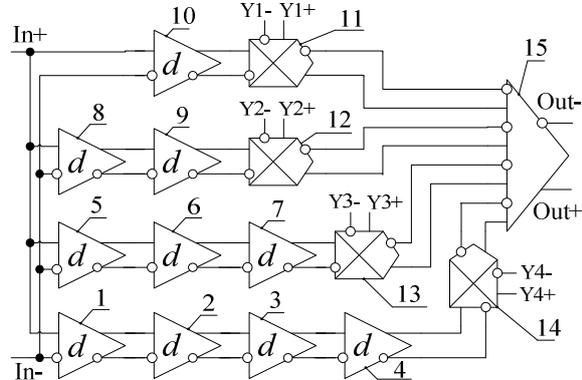


Рис. 7. Структурная схема блока прогноза. 1–10 – дифференциаторы; 11–14 – умножители; 15 – суммирующий усилитель

Полученные в результате моделирования величины параметра SFDR имеют значения, которые меньше типовых величин этого параметра для промышленно выпускаемых ИМС АЦП, примеры которых были приведены выше. Как показали численные эксперименты, проведенные с моделью АЦП, относительно невысокое значение SFDR вызвано нелинейными искажениями блока прогноза. Понизить уровень искажений можно как за счет оптимизации структурной схемы блока прогноза (рис. 3), так и за счет увеличения линейности отдельных ее компонентов. Одним из способов усовершенствования параметров блока прогноза является использование полностью параллельной структуры блока прогноза (рис. 7). При таком варианте

построения прогноза появляется возможность оптимизировать каждую ветвь по быстродействию, точности и линейности схемы независимо друг от друга, несмотря на увеличение занимаемой устройством площади.

## Заключение

Проведенное исследование модели АЦП показало, что преобразование входного аналогового сигнала амплитудой до 800 мВ и частотой до 25 МГц в выходной 14-разрядный код при частоте дискретизации 100 МГц выполняется корректно.

При оценке спектра выходного сигнала модели преобразователя было установлено, что динамический диапазон, свободный от помех SFDR при разных частотах входного сигнала примерно равняется 72,5 дБ, что ниже соответствующего параметра у современных промышленных микросхем АЦП, таких, как AD6645 и ADS6144 (величина SFDR этих преобразователей примерно равняется 89 дБ). Одним из методов увеличения значения этого параметра является использование полностью параллельной структуры блока прогноза.

Проведенный анализ модели 14-разрядного АЦП дает возможность сделать вывод, что метод аналого-цифрового преобразования, использующий аналоговый способ построения прогноза входного сигнала является работоспособным.

## Литература

1. Wade J. Stone et. al. Feed forward predictive Analog-to-digital converter // 1993, U.S. Patent No. 5,266,952.
2. Lanny L. Lewyn. Recursive multi-bit ADC with predictor // 2000, U.S. Patent No. 6,100,834.
3. Philip S. Stetson et. al. Data acquisition system using predictive conversion // 2003, U.S. Patent No. 6,590,513 B2.
4. Kent Kernahan et. al. Predictive analog to digital converters and methods of using. // 2006, United States Patent Application Publication No. US 2006/0158365.
5. P.P.Vaidyanathan. The Theory of Linear Prediction. – A Publication in the Morgan & Claypool Publishers, series “SYNTHESIS LECTURES ON SIGNAL PROCESSING”. Series Editor: José Moura, Carnegie Mellon University, 2008.
6. И.В. Волков, С.В. Румянцев, Ю.М. Фокин. Оценка параметров многоразрядного быстродействующего Аналого-цифрового преобразователя, использующего метод предсказания. – Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы, 2011, № 1 (226), с. 36–44.
7. Willy M.C. Sansen. Analog Design Essentials. – Springer, 2006.

# The block diagram simulation of the High-Speed High-Resolution ADC, based on the method of Prediction and Correction

I. Volkov, S. Rumyantsev, Yu. Fokin

**Abstract.** The article is devoted to the analogue-to-digital converter (ADC), in which for the purpose of an exception of the input sample-and-hold amplifier (SHA) the special block uses. This block forms the prediction value of the input signal for the following step. The model of the 14-bit 100 Msps ADC is presented in the form of the block diagram. Distinctive feature of given model ADC is the "fast" analogue way of the forecast value formation. The results of timing analysis of the ADC, which intended for fabrication in CMOS 0.25 $\mu$ m process, are presented. The estimation of the ADC output signal specter is performed in the ADE environment of Cadence.

# Исследование и моделирование метода выборочного пути для защиты КНИ КМОП СБИС от электростатического разряда

С.А. Морозов

Рассмотрены методы моделирования схем защиты от электростатического разряда (ЭСР), позволяющие управлять направлением тока и, в зависимости от режима возникновения стресса, использовать соответствующую защиту, как для периферийных элементов питания, так и для элементов ввода/вывода СБИС. При использовании рассматриваемой схемы был достигнут уровень защиты не менее 2 кВ для 1 Мбит КНИ СОЗУ 1649РУ1Т.

## Введение

Основным направлением развития полупроводниковой промышленности является уменьшение минимальных топологических размеров элементов ИС для увеличения быстродействия цифровых устройств, в результате чего увеличивается чувствительность устройств к внешним факторам и, в частности, к электростатическому разряду (ЭСР). Поэтому все большее внимание уделяется разработке схем защиты от ЭСР, поскольку величина стрессового тока, которую необходимо вывести из устройства при ЭСР, остается прежней, а его плотность увеличивается. Кроме того, использование в современных технологиях таких технологических операций, как силицирование и слабое подлегирование, ухудшают порог устойчивости устройства к ЭСР. На фоне растущих требований к защищенности СБИС от ЭСР и сокращения времени разработки, а также минимизации стоимости готового продукта, создание эффективных схем защиты чрезвычайно актуально.

Разработка схем защиты для новых технологий или применение защитных схем в новых устройствах требует ряда итераций и тестирования в процессе разработки. Это может занять длительное время и, кроме того, влияет на время разработки устройства. Для уменьшения количества итераций и времени разработки применяется моделирование поведения схем защиты при ЭСР. На данный момент не существует моделей для элементов схем, которые описывали бы их работу в условиях стресса, поэтому моделирование работы СБИС при ЭСР осуществляется различными способами, которые описаны в данной работе. Даже упрощенное моделирование позволяет разработчику определить порог устойчивости схемы защиты и уменьшить число итераций для достижения определенного уровня защиты. При переходе на новые технологии с помощью моделирования можно получить схемы защиты с высоким порогом устойчивости.

Моделирование поведения схем защиты, как правило, не учитывает ряд топологических факторов, оказывающих значительное влияние на работу схемы в условиях стресса.

За последние годы было разработано довольно много новых схем защиты от ЭСР. Учитывая

различные факторы, ухудшающие характеристики работы устройства, наиболее перспективной для создания СБИС с низким потреблением питания и высокой плотностью интеграции является технология «кремний на изоляторе» (КНИ), которая широко используется при производстве СБИС с повышенной радиационной стойкостью и устойчивостью к воздействию одиночных частиц космического пространства (ОЧКП). Целью создания любых схем является обеспечение наилучших значений критических параметров элемента защиты и получение наилучшего соотношения «максимальный отводимый стрессовый ток/площадь элемента защиты».

## 1. Особенности и свойства элементов со структурой КНИ

В технологии КНИ используется тонкий слой кремния (толщиной десятки нанометров), изолированный от подложки относительно толстым (толщиной сотни нанометров) слоем диоксида кремния. Компоненты электрически изолируются за счет боковой изоляции, уменьшая, таким образом, паразитные емкости и исключая возможность возникновения тиристорного эффекта.

МОП-транзисторы, изготовленные по технологии КНИ, являются весьма перспективными для создания микромощных и высокоскоростных СБИС с низким напряжением питания, поскольку наличие толстого изолирующего слоя окисла (ВОХ) вместо кремния под областями истока и стока существенно уменьшает величину емкости на подложку, а за счет меньшей толщины пленки полупроводника (body layers, типичная толщина 0,2 мкм) и ВОХ величина накопленного заряда при прохождении ОЧКП из-за эффекта воронки будет значительно меньше, чем для структуры на объемном кремнии. При использовании КНИ – устройств также уменьшается рассеиваемая мощность за счет уменьшения паразитных емкостей и достигается высокая плотность интеграции благодаря отсутствию изолирующих карманов, а также практическое отсутствие тиристорного эффекта.

Одновременно с преимуществами в КМОП КНИ технологии возникают специфические эффекты в характеристиках транзисторов, наиболее

существенными из которых являются эффект плавающей подложки (кинк-эффект) и эффект саморазогрева. Эффект плавающей подложки из-за полной диэлектрической изоляции транзистора является основным паразитным эффектом, при котором происходит резкий скачок тока стока в области насыщения. Основным способом значительного снижения кинк-эффекта – это контактирование подложки к питанию для р-канального транзистора и к земле для n-канального транзистора.

Эффект саморазогрева обусловлен наличием в КНИ теплового барьера через изолирующий слой окисла, термическая проводимость которого примерно в 100 раз меньше, чем термическая проводимость кремния. Поэтому транзисторы, изготовленные на КНИ-структурах, гораздо в большей степени подвержены локальному тепловому нагреву, генерируемому в каналах, что должно учитываться при проектировании схем защиты от ЭСР. Также существует несколько важных факторов, препятствующих массовому распространению КНИ-технологии. Это — доступность, стоимость и качество КНИ – пластин. Они должны содержать тонкий, бездефектный слой кремния с малым расхождением по толщине и высококачественный изолирующий слой окисла между тонким верхним рабочим слоем кремния и кремниевой подложкой. В последнее время появилось достаточное число поставщиков КНИ-пластин, выполняющих эти условия.

Что касается защиты СБИС от ЭСР, то, к сожалению, большинство из имеющихся способов, применяемых в СБИС на объемном кремнии, либо не подходят для СБИС, изготовленных по технологии КНИ, либо являются малоэффективными, во-первых, из-за наличия барьерного оксидного слоя, препятствующего рассеянию избыточной тепловой энергии и, во-вторых, по той причине, что методы использования толстопленочных транзисторов, распространенных на объемном кремнии, неприемлемы для устройств, изготавливаемых в тонком слое кремния. Поэтому, учитывая специфику структур КНИ, для защиты КНИ-схем от ЭСР должны применяться специальные методы.

## 2. Базовые методы разработки схем защиты от ЭСР

ЭСР представляет собой существенную опасность для СБИС, так как в первую очередь повреждает наиболее слабо защищенные компоненты.

Существуют два базовых метода разработки суммарной защиты устройства. Это метод случайного пути и метод выборочного пути.

В методе случайного пути ток ЭСР находит собственный случайный путь от одной контактной площадки к другой. Слабое звено защитной схемы в первую очередь достигает напряжения пробоя. За несколько итераций такие звенья отбираются и отбраковываются. Наконец достигаются желаемые характеристики по ЭСР. Метод случайного пути не является универсальным.

Другой метод заключается в направлении тока ЭСР по определенному пути. Выбранный путь имеет самое низкое сопротивление по сравнению с другими паразитными цепями. В этом методе отладка защитной схемы не занимает так много времени, поскольку поиск и устранение наиболее слабых элементов ясен. Метод выборочного пути более подвержен систематизации. Далее подробно рассмотрен этот метод защиты КНИ СБИС.

Для защиты СБИС от ЭСР должны использоваться специальные схемотехнические решения. Большинство из имеющихся способов защиты от ЭСР, применяемых в СБИС на объемном кремнии, либо не подходят для СБИС, изготовленных по технологии КНИ, либо являются малоэффективными. Наиболее эффективными конструкциями элементов защитных структур для использования в схемах защиты от ЭСР в КНИ технологии являются схемы защиты на основе диодов, динамические элементы, а также транзисторы. Также при проектировании цепей защиты важно обеспечить равномерное растекание избыточного тока, своевременное включение защитного элемента и быстрый отвод тока с наименьшим рассеиванием тепла.

## 3. Оптимизация топологии транзисторов в буферах и схемах защиты

Площадь входного/выходного буфера должна быть как можно меньше и, в то же время, иметь высокие характеристики защиты от ЭСР. Уменьшить площадь выходного буфера без снижения надежности можно с помощью использования кольцевых транзисторов вместо обычных линейных транзисторов А-типа. Основное преимущество кольцевых транзисторов состоит в повышенной стойкости при радиационном облучении, что снижает токи утечки при накопленной дозе и не происходит деградация характеристик. Также при использовании такого типа транзисторов отсутствуют остроугольные соединения, что позволяет не пробиться затворам при стрессе и току равномерно распределиться. Использование кольцевых транзисторов позволяет избежать краевых эффектов, связанных с наличием переходов в традиционных линейных транзисторах.

При создании топологии защитных цепей учитываются основные принципы построения топологии схем, проводящих большие токи, - симметричность построения, использование возможно большего числа контактов к питающим областям элементов, использование широких проводников для цепей, проводящих большие токи.

## 4. Принципы работы и моделирование схемы защиты от ЭСР

При разработке комплексной схемы защиты от ЭСР использовался метод выборочного пути, который заключается в направлении тока по определенному пути.

Для моделирования этих схем, был предложен механизм, основанный на отслеживании изменения



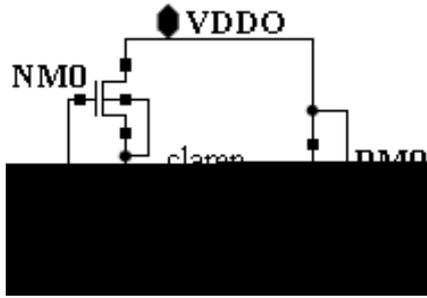


Рис. 4. Дополнительная схема отвода стресса (CLAMP add)

следовательно, транзистор NM4 будет в открытом состоянии. В первые мгновения ЭСР емкости достаточно, чтобы с помощью резистора немного повысить напряжение на затворе G2, чтобы открылся n-канальный транзистор NM3 и стрессовый ток начал стекать на землю. Размеры всех транзисторов подобраны таким образом, чтобы использованное включение n-канальных транзисторов позволяло равномерно защитить схему от более сильных стрессов.

Для защиты от положительного стресса между контактной площадкой шины питания VDDO и

транзисторах NM2–NM9. Транзистор NM1 открывается, инвертор NM1–PM2 передает на выход открывающее напряжение для транзистора PM1.

Транзисторы PM4 и NM8 включены как конденсаторы и вводятся в схему для того, чтобы не допустить ее срабатывания при включении устройства, когда происходит некоторый скачок напряжения питания. Большим преимуществом этой схемы является ее распределенная структура.

На рис. 4 приведена дополнительная схема отвода стресса (CLAMP\_add).

На рис. 5 представлена схема защиты шин питания для различных режимов возникновения ЭСР

Для защиты от отрицательного стресса между контактной площадкой шины питания VDDO (VDD) и контактной площадкой шины земли VSSO (VSS) используются диоды в транзисторном включении (PM1, NM1, PM2, NM2, PM3, NM3, PM4, NM4), которые отводят стресс на шину земли VSSO и VSS соответственно. При появлении положительного стресса на шине VSS срабатывают диоды в прямом направлении D1–D4, отводя стресс на шину VSSO, а также для увеличения эффективности защиты, диоды в транзисторном включении PM3, PM4 и NM3, NM4, которые, в свою очередь, отводят стресс на шину VDD и VSSO (транзисторы NM3 и NM4). При появлении

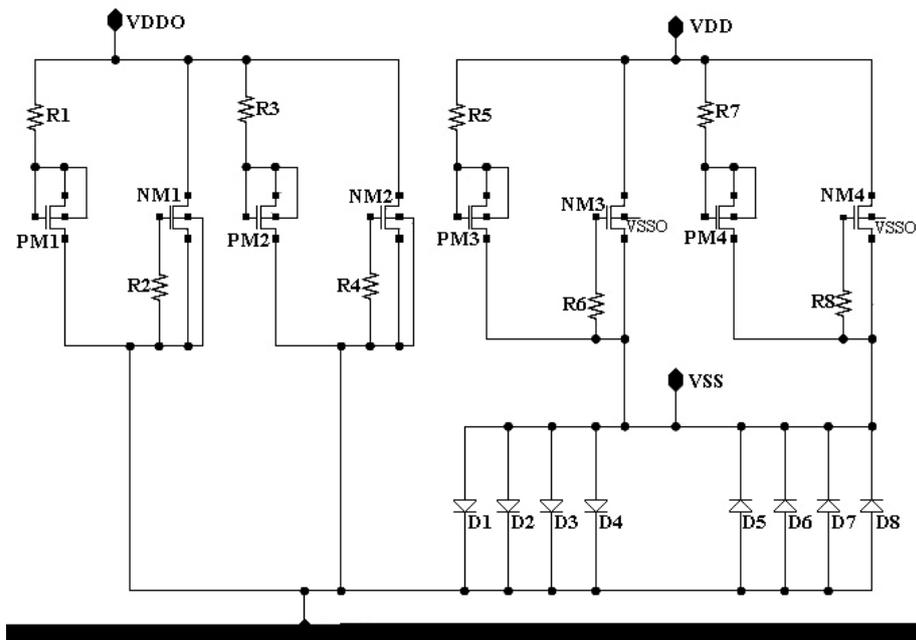


Рис. 5. Схема защиты шин питания для различных режимов возникновения ЭСР

контактной площадкой шины земли VSSO была использована специальная схема защиты (CLAMP), которая представлена на рис. 3.

Элементом, который отводит стрессовый ток, является транзистор PM1. В нормальных условиях работы он закрыт. В качестве питания этой схемы выступают шины VDDO и VSSO. В транзисторе PM3 главную роль играет диод подложка-исток. Подложка этого транзистора подключена к питанию и при стрессе на VDDO обратный ток на этом диоде резко возрастает, таким образом, возрастает падение напряжения на включенных как резисторы

положительного стресса на шине VSSO срабатывают диоды в прямом направлении D5–D6, отводя стресс на шину VSS, а также для увеличения эффективности защиты – диоды в транзисторном включении PM1, PM2 и NM1, NM2, которые, в свою очередь, отводят стресс на шину VDDO. При появлении отрицательного стресса на шине VSS (VSSO) срабатывают диоды в обратном направлении D5–D8 и D1–D4, соответственно, отводя стресс на шину VSSO (VSS). Для защиты от положительного стресса между контактной площадкой шины питания VDD и контактной площадкой шины земли VSSO (VSS)

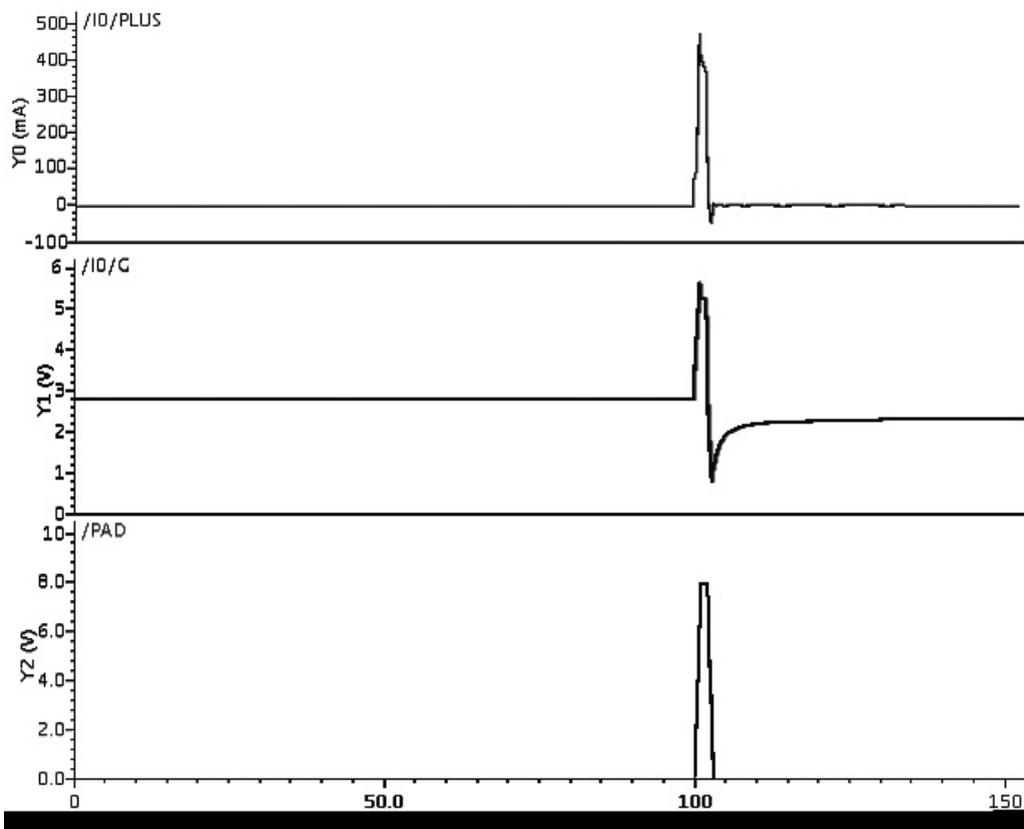


Рис. 6. Моделирование схемы защиты при положительном стрессе

используются диоды в инверсном включении (PM3, NM3, PM4, NM4), которые отводят стресс на шину земли VSS0 и VSS соответственно.

Таким образом, с помощью схем защиты, изображенных на рис. 1–5, обеспечивается всесторонняя защита устройства по всем режимам возникновения ЭСР.

Далее рассмотрено моделирование схемы защиты при положительном и отрицательном стрессах.

На рис. 6 инициирован случай положительного стресса. Схема защиты изображена на рис. 1 (см. выше).

При положительном стрессе на КП PAD, равном 8 В, на затворе G достигается напряжение, достаточное для того, чтобы защитный транзистор PM4 открылся, при этом хорошо видно, что нарастание напряжения на затворе G происходит медленнее, чем на КП PAD. Максимальный ток достигает величины 480 мА.

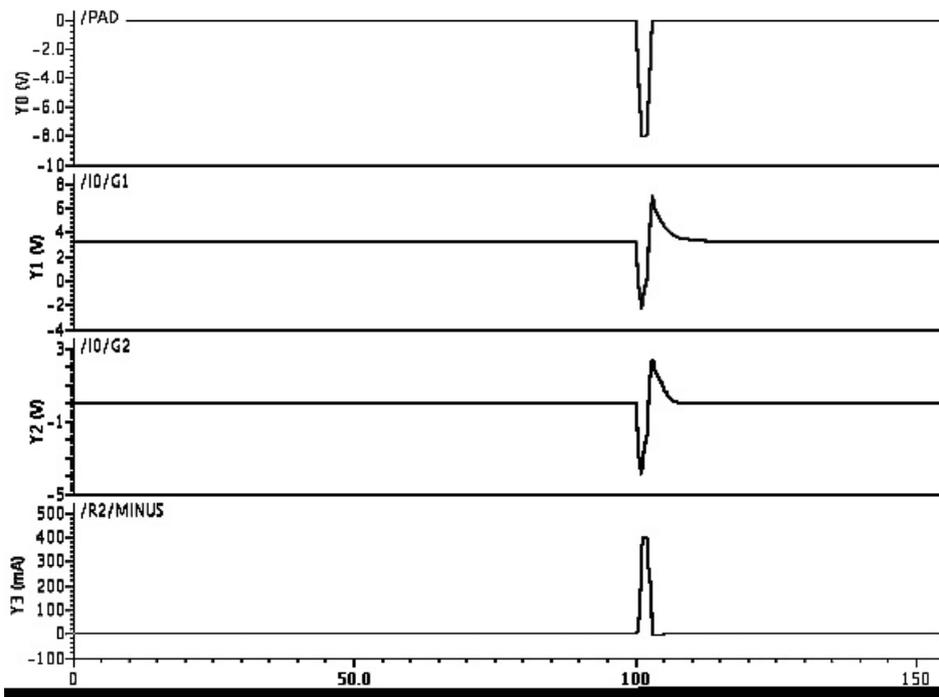


Рис. 7. Моделирование схемы защиты при отрицательном стрессе

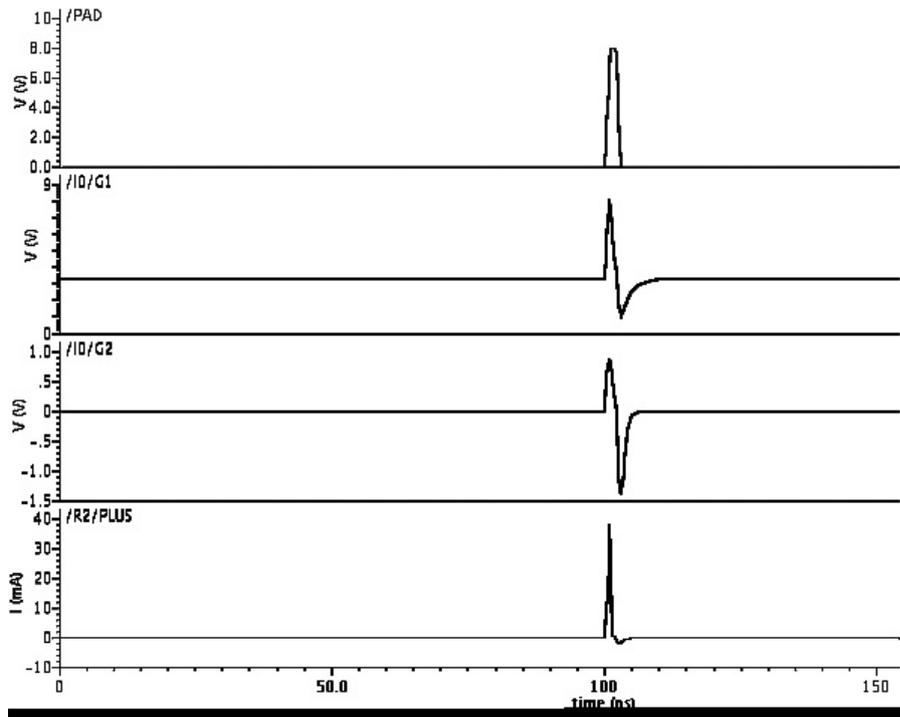


Рис. 8. Моделирование схемы защиты при положительном стрессе.  
G1 – напряжение на затворе транзистора NM4,  
G2 – напряжение на затворе транзистора NM3.

На рис. 7 рассмотрен случай поражения отрицательным стрессом. Схема защиты изображена на рис. 2 (см. выше).

Хорошо видно, как срабатывают транзисторы NM3 и NM4. Стресса порядка минус 8 В вполне хватает, чтобы открылся p-канальный транзистор NM3. Максимальный ток, пропускаемый схемой, равен 402 мА.

Также эту схему можно использовать как дополнительную для случая поражения положительным стрессом, но она будет малоэффектив-

ной, так как напряжение, полученное на затворе транзистора NM4, менее 1 В, а максимальный ток в этом случае достигает величины 38 мА, следовательно, не гарантируется надежное срабатывание защиты (рис. 8).

Далее рассмотрим моделирование схемы CLAMP совместно с дополнительной схемой CLAMP\_add.

На рис. 9 отражено изменение тока при воздействии стресса 8 В на VDD0 относительно шины земли. Схемы защиты изображены на рис. 3 и 4 (см. выше).

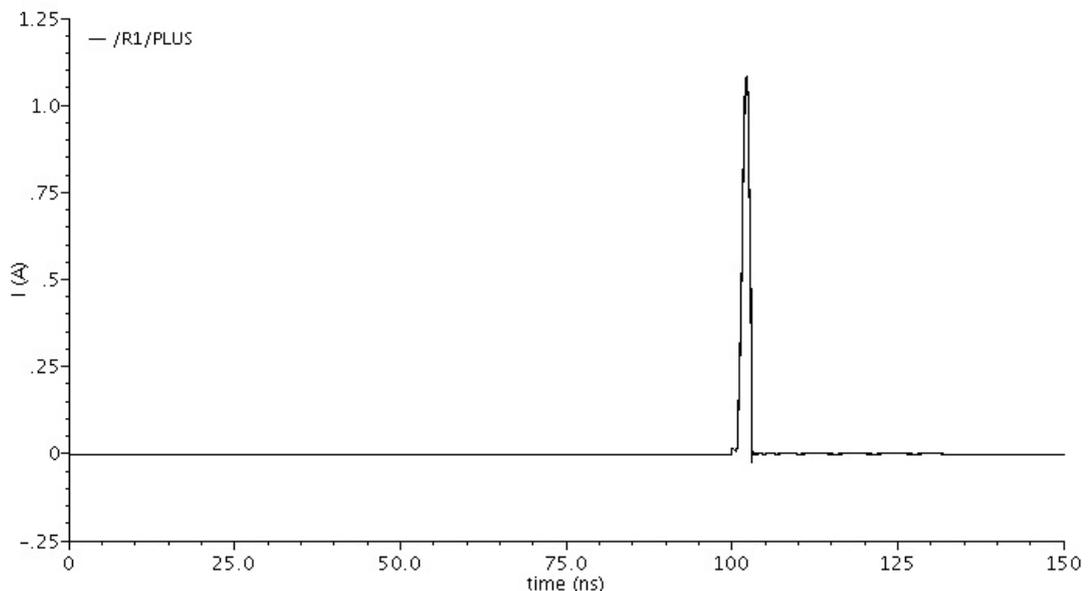


Рис. 9. Изменение тока при положительном стрессе на шине питания относительно шины земли

Максимальная величина тока достигает 1,1 А, что характеризует эту схему очень мощной и эффективной при высоких разрядах.

Остальные элементы защиты, которые изображены на рис. 5 (см. выше), представляют собой диоды или транзисторы в диодном включении. Результаты моделирования этих приборов не приведены, так как они имеют достаточно очевидный принцип действия и характеристики и успешно используются в микроэлектронике на протяжении многих лет.

Используя разработанный метод моделирования схем защиты, и применяя оптимизированную топологию транзисторов и метод выборочного пути, была создана схема защиты КНИ СБИС, отвечающая самым высоким требованиям мировых стандартов.

## 5. Заключение

В данной статье подробно рассмотрены методы моделирования и схемы, позволяющие всецело защитить ячейки ввода/вывода от повреждений,

перегрева при любых вариантах проявления стресса. Рассмотренная схема защиты от ЭСР, разработанная для технологии КНИ, также пригодна для использования защиты СБИС, изготовленных по технологии объемного кремния.

Применение кольцевых транзисторов позволяет равномерно распределять отводимый ток при стрессе, а также достичь повышенной стойкости при радиационном облучении и воздействии одиночных частиц космического пространства, а также существенно уменьшить токи утечки без деградации характеристик.

При использовании предложенного метода моделирования, можно наглядно отслеживать максимальные скачки тока в условиях стресса, что позволяет проводить более точный анализ работы схемы защиты.

С использованием рассмотренной в данной статье комплексной схемы был достигнут уровень защиты от ЭСР не менее 2 кВ для микросхемы СОЗУ 1649РУ1Т.

# Study and the simulation of the method of selective way for the protection SOI CMOS VLSI from the electrostatic discharge

S. Morozov

**Abstract.** Simulation approaches of protection circuit are considered, allowing controlling sense of current as the case where stress may be arise. This method uses the same ESD protection elements in peripheral input/output cells and in power supply cells. With the use of the protect circuit was achieved the level of protection not less than 2 kV for 1 Mbit SOI SRAM 1649RU1T

# Математическое моделирование свободного конвективного теплообмена в электронных системах

А.Г. Мадера

*доктор технических наук*

Модели конвективного теплообмена, используемые в существующих программных комплексах для теплового проектирования электронных систем, основаны на концепции линейного уравнения теплообмена Ньютона и коэффициенте теплоотдачи, что, однако, не позволяет адекватно моделировать реальные конвективные процессы. В статье предлагается подход, развитие которого позволит разрабатывать адекватные модели конвективного теплообмена в электронных системах. Подход основан на сопряженной формулировке математической модели конвективного теплообмена и приближенном аналитическом и достаточно точном для практики проектирования решении. Включение получаемых моделей в программные комплексы для теплового проектирования позволяет значительно повысить точность расчетов тепловых режимов электронных систем.

## Введение

Тепловое проектирование современных электронных систем может быть осуществлено только с привлечением математического и компьютерного моделирования реализуемого в виде программных комплексов для персональных и/или суперкомпьютеров. Программные комплексы для теплового проектирования (ПКТП), разрабатываемые как в России (STF-EIMod [1]), так и за рубежом (BetaSoft), основаны на математических моделях процессов кондукции, конвекции и теплового излучения. В то время как математические модели, заложенные в современных ПКТП, достаточно адекватно описывают кондуктивные тепловые процессы в твердотельных, тепловыделяющих элементах систем (ТТЭС), а также теплообмен излучением ТТЭС между собой, то математические модели конвективного теплообмена ТТЭС с жидкостной и/или воздушной средой, не могут быть признаны адекватными реальным конвективным процессам, протекающим в электронных системах.

Неадекватность моделирования конвективных процессов обуславливается рядом принципиальных моментов. Конвективный теплообмен между ТТЭС и жидкостной и/или воздушной средой, описывается системой уравнений гидродинамики, включающей в себя уравнения Навье-Стокса, непрерывности и переноса энергии. Эти уравнения чрезвычайно сложны, поэтому их приемлемые решения (аналитические или численные) в настоящее время отсутствуют, за исключением некоторых частных случаев, не представляющих интереса для инженерной практики теплового проектирования. В связи с этим, для того, чтобы иметь возможность хотя бы приближенно моделировать реальные процессы конвективного теплообмена, прибегают к допущениям, упрощающим математическую модель и ее решение. Однако оценить степень адекватности этих упрощений, как и получаемых с их помощью зависимостей, не представляется возможным.

Одно из таких принципиальных упрощений, получившее широкое распространение в инженерной

практике, постулирует закон конвективного теплообмена между твердым телом и средой в форме линейной связи между потоком теплоты от тела в среду  $P$  и разностью температур  $T_w - T_a$  поверхности нагретого тела  $T_w$ , с площадью теплообмена  $S$ , и среды  $T_a$ . Этот закон конвективного теплообмена, называемый еще линейным уравнением Ньютона, основывается на другом допущении, а именно, на концепции коэффициента теплоотдачи (КТО), согласно которой коэффициент теплоотдачи  $\alpha$  включает в себя всю сложность конвективного теплообмена, не поддающегося пока адекватному математическому моделированию. В концепции КТО коэффициент теплоотдачи представляет собой сложный комплекс, зависящий от большого числа разнообразных физических и геометрических факторов, а также условий и режимов, в которых протекают процессы конвекции в конструкции реального электронного устройства. Линейное уравнение Ньютона, принятое в концепции КТО, описывающее конвективный теплообмен, имеет вид:

$$P = \alpha S (T_w - T_a). \quad (1)$$

Отметим, что концепция КТО является попыткой преодоления принципиальных трудностей, которые возникают как при формулировании адекватных уравнений, описывающих физику конвективного теплообмена, так и при получения их решения. Так, до сих пор нет ясности в том, насколько адекватно описывают (и даже описывают ли вообще) уравнения Навье-Стокса реальные конвективные процессы при ламинарном, переходном от ламинарного к турбулентному и турбулентном режимах течения. Но даже если уравнения Навье-Стокса являются верными, то нахождение их численного/аналитического решения во многих практически важных случаях, в настоящее время не является возможным силу значительных математических и вычислительных трудностей. Причем даже вычислительные трудности до сих пор не могут быть преодолены, несмотря на наличие

сверхмощных высокопроизводительных суперкомпьютеров.

Концепция КТО, по существу, является эвристической, не имеющей математического обоснования. В ее пользу говорят лишь инженерная практика и возможность значительного упрощения проблемы, которую она предоставляет. Адекватность КТО в большинстве случаев не может быть достоверно оценена, а результаты моделирования, получаемые на ее основе, могут довольно существенно отличаться от данных эксперимента, достигая десятков процентов.

На практике, для изучения процессов конвективного теплообмена, протекающих в реальных конструкциях, а также для получения значений коэффициента теплоотдачи, прибегают в каждом данном конкретном случае к проведению сложных и трудоемких экспериментальных исследований, с последующей обработкой полученных экспериментальных данных методами теории подобия.

Таким образом концепция КТО, рассмотренная выше, обладает следующими принципиальными недостатками:

- в силу усредненности температуры  $T_w$  по поверхности ТТЭС и по объему среды  $T_a$  невозможно моделировать теплообмен твердотельных ТТЭС с пространственно распределенными источниками теплоты, в том числе, адекватно рассчитывать пространственные распределения температуры в ТТЭС и потоке среды;

- концепция КТО исключает также возможность моделирования нестационарных процессов теплопереноса. Это вызвано тем, что величина коэффициента теплоотдачи  $\alpha$ , определяемая, как указывалось выше, на основании экспериментальных данных, в принципе, не может содержать время в качестве независимой переменной;

- значения коэффициента теплоотдачи, на котором базируется концепция, а также зависимость его величины от различных физических и геометрических факторов, определяются с помощью экспериментальных исследований. Между тем условия, для которых они проводятся, как правило, весьма далеки от реальных условий, в которых функционируют конкретные электронные системы. Приводимые в литературе данные экспериментов по конвективному тепло- и массообмену, относятся в основном к области энергетического машиностроения и промышленным теплообменникам и не могут быть с достаточным основанием распространены и на реальные электронные системы и их тепловые режимы.

- конвективный теплообмен, моделируемый в рамках концепции КТО, – и это самое главное – противоречит физическому смыслу собственно конвективного теплообмена.

Напомним, что свободный конвективный теплообмен между нагретой поверхностью тела и окружающей средой, происходит благодаря разности плотностей среды, вызванной местным локальным нагревом среды, в результате поступления в нее теплового потока с поверхности тела; при этом более горячие объемы среды поднимаются вверх, унося

часть теплоты от нагретого тела, холодные объемы опускаются вниз, и отбирают теплоту от тела, нагреваясь и вновь всплывая вверх. В результате описанного свободно конвективного процесса наряду с нагреванием и охлаждением различных объемов среды происходит и охлаждение тела, находящегося в процессе теплообмена со средой.

Другими словами, в процессе свободной конвекции происходит непрерывное взаимодействие между нагретой поверхностью тела и окружающей его средой, пребывающей в постоянном движении ее нисходящих и восходящих объемов. Именно это взаимодействие, то есть собственно конвекция, и не описывается концепцией КТО.

На основании вышеизложенного можно сделать вывод, что концепция КТО неприемлема для моделирования конвективного теплопереноса, как не соответствующая физическому смыслу, и потому не может служить адекватным инструментом в практике теплового моделирования и проектирования тепловых режимов электронных систем.

Для адекватного моделирования конвективных процессов теплообмена в электронных системах, необходимо заменить концепцию КТО новым, более адекватным и плодотворным подходом, который должен основываться на концепции сопряженного конвективного теплообмена между нагретыми ТТЭС системы и средой.

Альтернативой концепции КТО является подход, при котором проблема теплообмена рассматривается в сопряженной постановке, направленной на моделирование физического процесса конвекции. Такой подход предполагает сопряженную формулировку проблемы конвективного теплопереноса и ее смысл заключается в следующем.

Адекватное моделирование конвективного теплообмена посредством его сопряженной формулировки, при котором в результате взаимодействия температурных полей тела и омывающей ее среды происходит одновременное изменение температур тела и среды и одновременно с этим перемещение объемов среды в пространстве, требует совместного, то есть *сопряженного*, решения уравнений распространения тепловых потоков в твердом теле, в омывающей его жидкости, а также уравнений движения среды Навье-Стокса. Сопряженная формулировка математической модели конвективного теплообмена требует также, чтобы на границе соприкосновения тела со средой соблюдалось равенство температур и тепловых потоков со стороны тела и среды в каждой точке границы. Только в такой, сопряженной, формулировке моделирования конвективного теплообмена учитывается тепловое взаимодействие между телом и жидкостью, которое не может быть учтено при других постановках (см. выше).

В силу значительных математических трудностей решения сопряженных задач теплообмена работ, посвященных этой тематике, крайне мало [2]. Частичным выходом из этой ситуации являются упрощенные модельные представления основных уравнений конвективного теплопереноса, которые

позволят учесть влияние особенностей конкретных устройств и реальных условий их функционирования.

Поскольку основной средой в электронных системах является воздух, который может как подаваться (нагнетаться) от внешних устройств, приводя к вынужденной конвекции, так и находиться в свободном состоянии, вызывая свободную, или естественную, конвекцию. В данной статье формулируются уравнения математической модели конвективного теплообмена в сопряженной постановке применительно к воздушной среде. В статье также приводится подход, позволяющий получать замкнутые аналитические решения конвективного теплообмена для вертикальной одномерной пластины.

## Сопряженная математическая модель конвективного теплообмена

Сопряженная постановка задачи конвективного теплообмена характеризуется тем, что в отличие от простой несопряженной постановки, к традиционным уравнениям Навье-Стокса, переноса энергии и неразрывности добавляются уравнения теплопроводности в твердом теле, а также граничные условия 4 рода, выражающие равенство температур и тепловых потоков в каждой точке соприкосновения жидкости и тела.

Рассмотрим свободную конвекцию в замкнутом объеме некоторой электронной системы. Воздушную среду будем считать несжимаемой, то есть давление в воздухе предполагается мало изменяющимся, так что изменением плотности воздушной среды под влиянием изменения давления можно пренебречь. Вместе с тем изменением плотности из-за неравномерности нагретого воздуха пренебрегать нельзя, поскольку именно это изменение и является причиной появления свободного конвективного теплообмена. Наибольший интерес для практики проектирования электронных систем представляют установившиеся процессы теплообмена, поэтому уравнения математической модели считаются стационарными и не зависящими от времени.

В общем виде сопряженная трехмерная математическая модель, описывающая стационарный свободный конвективный теплообмен поверхности твердого тела и омывающей ее средой (жидкостью или газом) относительно малых переменных температурного поля  $T'$  и поля давления в жидкости  $p'$ , имеет вид:

– уравнение Навье-Стокса

$$(\mathbf{v} \nabla) \mathbf{v} = -\nabla \frac{p'}{\rho} - g \beta T' + \nu \Delta \mathbf{v}, \quad (2)$$

– уравнение переноса энергии в жидкости

$$\mathbf{v} \nabla T' = a \Delta T', \quad (3)$$

– уравнение непрерывности

$$\operatorname{div} \mathbf{v} = 0, \quad (4)$$

– уравнение теплопроводности в твердом теле ( $w$ ) с пространственным распределением источников теплоты  $Q(x, y, z)$ :

$$\lambda_w \Delta T'_w + Q(x, y, z) = 0, \quad (5)$$

– граничные условия 4 рода на границе тела и жидкости  $\partial S$ :

$$-\left( \lambda_w \frac{\partial T'_w}{\partial n} \right)_{\partial S} = -\left( \lambda \frac{\partial T'}{\partial n} \right)_{\partial S}, \quad (6)$$

$$T'_w|_{\partial S} = T'|_{\partial S}, \quad (7)$$

где  $Q$  – объемная плотность внутренних источников теплоты в теле;  $T = T_a + T'$ ,  $p = p_0 + p'$ ,  $T_a$  и  $p_0$  – некоторые постоянные средние значения температуры и давления в жидкости, от которых отсчитываются неравномерности температуры  $T'$  и давления  $p'$  [3];  $T'$  и  $\mathbf{v}$  – трехмерные поля температуры и скорости в среде;  $T'_w$  – трехмерное температурное поле в теле;  $\nu$  – кинематическая вязкость,  $a = \lambda/\rho c$  – температуропроводность, теплопроводность  $\lambda$ , плотность  $\rho$ , удельная теплоемкость  $c$ , температурный коэффициент расширения  $\beta$  среды;  $\lambda_w$  – теплопроводность материала тела;  $g$  – ускорение свободного падения;  $n$  – нормаль к поверхности тела.

Уравнения (2) – (7) значительно упрощаются в случае свободной конвекции на вертикальной пластине, моделирующей, например, электронный модуль (в первом приближении), омываемый воздушной средой при сохранении только двух координат – координаты  $x$ , направленной вертикально вверх и координаты  $y$ , перпендикулярной пластине; вдоль координаты  $z$  изменения температурного поля и поля скоростей в среде отсутствуют (штрих у соответствующих переменных опущен).

В приближении пограничного слоя, давление  $p'$  в пограничном слое не изменяется по координате  $y$  и поэтому везде равно гидростатическому давлению, поэтому  $p' = 0$ . С учетом того, что  $v_z = 0$ ,  $\partial/\partial z = 0$  для плоскопараллельного потока, получим:

– уравнение Навье-Стокса в воздушной среде

$$v_x \frac{\partial v_x}{\partial x} + v_y \frac{\partial v_x}{\partial y} = \nu \frac{\partial^2 v_x}{\partial y^2} + \beta g (T - T_a), \quad (8)$$

– уравнение переноса энергии в воздушной среде

$$v_x \frac{\partial T}{\partial x} + v_y \frac{\partial T}{\partial y} = a \frac{\partial^2 T}{\partial y^2}, \quad (9)$$

– уравнение непрерывности воздушной среды

$$\frac{\partial v_x}{\partial x} + \frac{\partial v_y}{\partial y} = 0, \quad (10)$$

– уравнение теплопроводности пластины ( $\partial^2 T'_w / \partial z^2 = 0$ )

$$\lambda_w \frac{\partial^2 T'_w}{\partial x^2} + \lambda_w \frac{\partial^2 T'_w}{\partial y^2} + Q(x, y) = 0, \quad (11)$$

– граничные условия для скоростей воздуха:

$$v_x = v_y = 0, \text{ при } y = 0; \quad v_x = 0, \quad T = T_a \quad (12)$$

для значений  $y$  вне пограничного слоя,

– граничные условия 4 рода:

$$-\left(\lambda_w \frac{\partial T_w}{\partial y}\right)_{y=0} = -\left(\lambda \frac{\partial T}{\partial y}\right)_{y=0}, \quad (13)$$

$$T_w|_{y=0} = T|_{y=0},$$

где  $v_x$  и  $v_y$  – скорости воздуха вдоль осей  $x$  и  $y$  соответственно;  $T = T(x, y)$  и  $T_w = T_w(x, y)$  – распределения температуры в воздушной среде и пластине соответственно;  $Q(x, y)$  – объемная плотность распределения интенсивностей источников теплоты в пластине;  $T_a$  – температура воздуха за пределами пограничного слоя.

Отметим, что граничные условия на противоположной поверхности пластины определяются конкретными условиями теплообмена для данной конструкции электронного устройства. Так, если с обратной стороны пластины происходит конвективный теплообмен, то к математической модели (8) – (13) необходимо добавить аналогичные уравнения и граничные условия.

Если рассматривается вынужденная конвекция, возникающая в электронном устройстве при нагнетании воздуха со скоростью  $v_c$  от внешних устройств, то в случае ламинарного режима течения, математические модели вынужденной и свободной конвекции совпадают, за исключением того, что конвективный член  $\beta g(T - T_a)$  в соответствующих уравнениях будет отсутствовать, а в граничном условии (12) для значений координаты  $y$ , лежащих вне пограничного слоя, вместо  $v_x = 0$  должно быть задано условие  $v_x = v_c$ .

Когда при нагнетании воздушной среды скорость воздуха достигает величины, при которой критерий Рейнольдса  $Re = v_c L/\nu$  становится больше своего критического значения  $Re_{кр}$ , возникает турбулентный режим движения воздуха. Природа турбулентного режима до сих пор остается не выясненной и математическая модель, описывающая турбулентный режим, на сегодняшний день отсутствует. То же относится и к турбулентности, возникающей в процессе свободной естественной конвекции. Поэтому моделирование турбулентного режима движения воздуха в электронных системах по-прежнему проводят с использованием концепции КТО, в которой коэффициент теплоотдачи определяется из экспериментов для турбулентного режима течения при различных скоростях.

Протекание конвективных процессов теплообмена в электронных системах определяется воздействием множества факторов. К ним относятся: геометрические размеры конкретного электронного устройства, его конструктивные особенности, степень герметичности, наличие/отсутствие вентиляционных отверстий, пространственное расположение ТТЭС и их конфигурация, характер ограниченности пространства в системе, и пр. Поэтому, когда конвективный теплообмен происходит в замкнутом пространстве при воздействии множества тепловыделяющих ТТЭС внутри него, что характерно для конструкций

электронных систем, в математическую модель сопряженного теплообмена необходимо для каждого твердотельного элемента, участвующего в конвективном теплообмене, вводить соответствующие уравнения теплопроводности и граничные условия 4 рода. Очевидно, что одновременное решение совокупности уравнений такой математической модели представляет собой чрезвычайно сложную задачу и для осуществления численных расчетов требуется привлечение мощных вычислительных средств.

## Моделирование свободного конвективного теплообмена вертикальной пластины со средой в сопряженной постановке

Рассмотрим теплообмен между вертикальной пластиной с внутренним источником теплоты и средой. Вертикальная пластина может моделировать, например, печатную плату с установленными на ней интегральными микросхемами, а внутренний источник теплоты – суммарное тепловыделение микросхем.

Согласно концепции сопряженного моделирования конвективного теплообмена между телом и средой, сначала следует найти распределения температуры в теле  $T_w$  и среде  $T$ , при некоторых пока неизвестных тепловых потоках  $q_w$ ,  $q$  и температурах  $T_w$  и  $T$  на границе их раздела, а затем сшить полученные решения с помощью граничных условий четвертого рода, приравняв в каждой точке границы тепловые потоки и температуры как со стороны тела, так и со стороны среды.

**Температурное поле пластины.** Направим ось  $x$  вертикально вверх вдоль пластины, ось  $y$  – перпендикулярно пластине (горизонтально), а ось  $z$  – вдоль пластины в горизонтальном направлении. Распределение источников теплоты будем считать равномерным по объему пластины. Это означает, что температурное поле не изменяется в пластине (на длине  $l_z$ ) и среде вдоль оси  $z$ , изменяется в пластине по оси  $y$  и изменяется в среде по осям  $x$  и  $y$ ; другими словами температурное поле пластины одномерно, а среды – двумерно.

Математическая модель свободной конвекции между вертикальной одномерной пластиной и двумерной средой описывается уравнениями (8) – (13), за исключением уравнения теплопроводности в пластине (11), в котором должен отсутствовать член со второй производной по координате  $x$ , в силу одномерности температурного поля пластины. Примем, что торцы пластины теплоизолированы, что не снижает степени адекватности модели, поскольку теплообмен в среду с торцев пластины ввиду ее малой толщины, намного меньше теплообмена с ее поверхности. Будем считать, также, что с одной поверхности пластины (при  $y = l_y$ ,  $l_y$  – толщина пластины) происходит теплообмен со средой, а другая ее поверхность ( $y = 0$ ) – теплоизолирована.

Таким образом, уравнение одномерной теплопроводности вертикальной пластины с

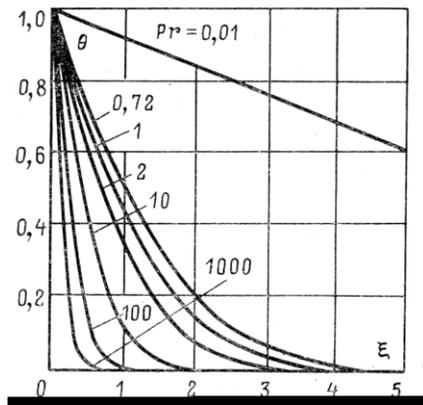


Рис. 1. Точные решения уравнений (8) – (10) [2] при различных значениях безразмерного критерия Прандтля  $Pr$

внутренним источником теплоты и указанными условиями на ее поверхностях, имеют вид:

$$\lambda_w \frac{\partial^2 T_w}{\partial y^2} + Q = 0, \quad (14)$$

$$\left( \lambda_w \frac{\partial T_w}{\partial y} \right)_{y=0} = 0, \quad \left( \lambda_w \frac{\partial T_w}{\partial y} \right)_{y=l_y} = q_w,$$

$$\left( \lambda_w \frac{\partial T_w}{\partial x} \right)_{x=0, h} = 0, \quad (15)$$

где  $q_w$  – тепловой поток на границе раздела пластины и среды,  $q_w = Q l_y$ ;  $l_x = h$  – высота пластины.

Решением уравнений (14), (15) является одномерное температурное поле вертикальной пластины:

$$T_w(y) = \frac{Q l^2}{2 \lambda_w} \left( 1 - \frac{y^2}{l_y^2} \right) + T_w(l), \quad (16)$$

в котором  $T_w(l)$  представляет собой неизвестную пока температуру на границе раздела пластины ( $y = l_y$ ) и среды ( $y = 0$ ) и которая определяется из решения сопряженной математической модели.

**Температурное поле среды.** Температурное поле в среде, пребывающей в состоянии свободной естественной конвекции с омываемой ею телом, определяется уравнениями (8) – (10). Эти уравнения описывают процесс взаимодействия между температурными полями тела и среды, возникающими в результате конвективных процессов, которые зависят сложным образом зависят не только от полей температуры, но и от векторного поля скоростей в каждой точке среды.

Решения уравнений (8) – (10) известны [2, 3] и находятся с помощью подстановок Лоренца относительно безразмерных комплексов для температурного поля среды  $\theta$  и координаты  $\xi$

$$\theta = \frac{T - T_a}{T_w - T_a}, \quad \xi = \frac{y}{x} \left( \frac{1}{4} Gr_x \right), \quad (17)$$

где  $Gr_x$  – локальный безразмерный критерий Грасгофа [2]

$$Gr_x = \frac{\beta g x^3 (T_w - T_a)}{\nu^2}. \quad (18)$$

Точное численное решение уравнений (8) – (10) для различных значений безразмерного критерия Прандтля, приведено на рис. 1 [2]. Зависимости  $\theta(\xi)$  для каждого значения критерия  $Pr$  с достаточной для практики точностью (не более 3%) могут быть аппроксимированы многочленом второй степени (параболой). Аппроксимация точного решения простой, но достаточно точной зависимостью, позволяет находить замкнутые аналитические решения задачи конвективного теплообмена и, тем самым, получать явную зависимость полей температуры и скорости среды от теплофизических и геометрических характеристик тела и среды, между которыми происходит конвективный теплообмен. Полезность аналитических зависимостей не подлежит сомнению, поскольку наглядно выявляет структурные закономерности зависимостей искомых величин от существенных факторов.

Основной средой, с которой электронные системы находятся в состоянии теплообмена, является воздух с  $Pr = 0,72$ ; с достаточной для инженерной практики точностью зависимость  $\theta(\xi)$  при  $Pr = 0,72$  (рис. 1) может быть аппроксимирована параболой:

$$\theta(\xi | Pr = 0,72) = 0,05(\xi - 4,5)^2,$$

откуда сразу же получается аналитическая формула для двумерного температурного поля среды  $T = T(x, y)$

$$T = 0,05(T_w - T_a) \left( \frac{y}{x} \left( \frac{1}{4} Gr_x \right)^{1/4} - 4,5 \right)^2 + T_a. \quad (19)$$

### Решение задачи конвективного теплообмена в сопряженной постановке.

Для получения искомого решения задачи конвективного теплообмена, следуя концепции сопряженного моделирования, приравняем на границе раздела пластины и среды тепловые потоки как со стороны среды ( $y = 0$ ), так и со стороны пластины ( $y = l_y$ ). После несложных преобразований получим температурное поле среды  $T(x)$  на поверхности границы раздела между вертикальной пластиной и средой, вдоль оси  $x$ , которое установится в результате свободно конвективного теплообмена:

$$T(x) - T_a = 2,5 \left( \frac{P}{\lambda_a h l_z} \right)^{4/5} \left( \frac{x \nu^2}{\beta g} \right)^{1/5} \quad (20)$$

В последнем выражении (20) введен полный тепловой поток  $P$  внутреннего источника теплоты в теле, который связан с объемной плотностью  $Q$  равенством  $P = Q h l_y l_z$ , где  $l_z$  – длина пластины вдоль оси  $z$ .

Установившееся в результате конвективного теплообмена с воздушной средой температурное поле вдоль границы раздела поверхность пластины – среда  $T(x)$  (20), приведено на рис. 2. Зависимость  $T_w - T_a$  построена для безразмерной координаты  $x/h$  вдоль вертикальной оси  $x$ , при следующих параметрах пластины и воздушной среды:  $T_a = 30^\circ\text{C}$ ,  $P = 5\text{Вт}$ ,  $\rho =$

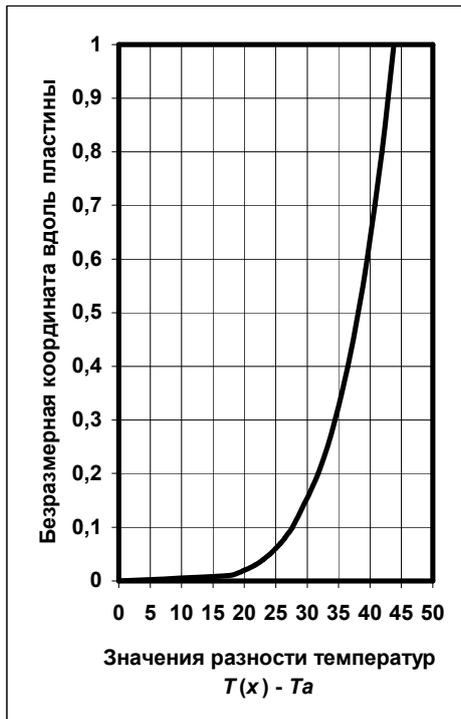


Рис. 2. Установившееся в результате конвективного теплообмена с окружающей воздушной средой температурное поле  $T(x)$  на границе раздела пластина-среда со стороны среды, изменяющееся вдоль поверхности вертикальной

плести,  $\lambda = 0,026$  Вт/мК,  $\nu = 0,000016$  м<sup>2</sup>/с,  $l_x \times l_y \times l_z = 0,16\text{м} \times 0,002\text{м} \times 0,2\text{м}$ .

Необходимо отметить, что в исходной задаче теплопроводности на вертикальной пластине (14), (15) принималось, что температура ее поверхности  $T_w = T_w(l)$  в решении (16), не изменяется вдоль координаты  $x$ . Между тем, мы видим (рис. 2), что решение задачи конвективного теплообмена (20) приводит к изменяющейся вдоль координаты  $x$  температуре поверхности среды и, как следствие – пластины, поскольку согласно граничным условиям 4 рода эти температуры должны быть равны в каждой точке границы раздела, то есть  $T_w(x) = T(x)$ . Это обстоятельство объясняется тем, что полученная температурная зависимость (20), представляет собой температурное поле на границе раздела пластина-среда, но со стороны среды на бесконечно близком к пластине расстоянии. Такая ситуация, когда на границе раздела температура с одной стороны границы, в среде, имеет явно выраженную зависимость от координаты, а температура с другой стороны границы, на пластине – постоянна, может иметь место только при бесконечно большой теплопроводности пластины, при которой тепловые потоки и температуры в пластине, мгновенно выравниваются по ее толщине и высоте. Поэтому более корректно оперировать с усредненными по высоте пластины температурами на границе раздела пластина – среда, как со стороны поверхности пластины  $T_w$ , так и в среде  $T$ .

Из решения (20) и рис. 2 следует, что температурное поле в среде на границе раздела пластина – среда довольно сильно изменяется вдоль координаты  $x$ , даже при бесконечно большой

теплопроводности пластины, при которой температура ее поверхности  $T_w$  постоянна. Так, при  $x/h = 0,04$  температура на границе раздела достигает 50% своего максимального значения. Отсюда следует, что если уже при бесконечной теплопроводности пластины и равномерном тепловыделении по ее объему, конвективный теплообмен вызывает образование существенно неоднородного температурного поля на границе раздела тело – среда, то при конечных значениях теплопроводности и неоднородном распределении внутренних источников теплоты, неоднородность температурных полей и тела и среды будет еще больше. Поэтому замена температурных распределений их усредненными характеристиками, как это имеет место в концепции КТО, будет приводить к неадекватным реальности результатам, то есть искажениям температурных распределений пластины и среды и большим погрешностям расчета.

Сравним линейное уравнение Ньютона в концепции КТО с аналогичным приближением, но полученным на основании точного решения (20). Для этого усредним по высоте пластины  $h$  температуру поверхности границы раздела пластина – среда. После интегрирования (20) и несложных преобразований получим среднюю по высоте пластины температуру на границе раздела пластина – среда:

$$T_w - T_a = 1,986 \left( \frac{P}{\lambda_a l_z} \right)^{4/5} \left( \frac{\nu^2}{\beta g h^3} \right)^{1/5} \quad (21)$$

Отсюда получаем соотношение, связывающее тепловую мощность  $P$  внутренних источников теплоты в пластине с разностью температур поверхности пластины и окружающей ее средой  $T_w - T_a$ : в виде подобном закону Ньютона (1)

$$P = A (T_w - T_a)^{5/4} \quad (22)$$

где коэффициент  $A$  определяется по формуле

$$A = 0,424 \frac{\lambda_a l_z}{\left( \frac{\nu^2}{\beta g h^3} \right)^{1/4}} \quad (23)$$

Сравнение соотношений (1) и (22) показывает существенное отличие эвристической концепции КТО и линейного закона Ньютона (1), от полученной модели (22), (23) конвективного теплообмена. Действительно, согласно концепции КТО тепловой поток  $P$  должен быть прямо пропорционален первой степени разности температур  $T_w - T_a$ , в то время как по адекватной модели конвективного теплообмена (22), (23), тепловой поток пропорционален разности температур  $T_w - T_a$  в степени 5/4.

Отметим, что предложенный в статье подход – получение точного численного решения и его последующая аппроксимация простой функцией, обычно квадратичной или кубической параболой – позволяет получать аналитические зависимости, которые обладают неоспоримыми преимуществами перед любым численным решением, а именно – в явной форме выявляют структуру и характер

зависимости искомой переменной от существенных физических и геометрических факторов.

## Заключение

Одним из основных механизмов теплообмена в электронных устройствах является конвективный теплообмен, поэтому его адекватное математическое моделирование – чрезвычайно актуальная и важная задача. Решение этой задачи необходимо как для практики теплового проектирования электронных систем, так и для включения адекватных моделей конвективного теплообмена в САПР тепловых режимов.

Используемые в настоящее время модели конвективных процессов, которые включаются в отечественные и зарубежные ПКТП электронных систем, основаны на линейном приближении, или концепции КТО и линейном уравнении теплообмена Ньютона. Вместе с тем, как показано в настоящей статье, данная концепция не адекватна реальным процессам конвективного теплообмена и, более того, противоречит в ряде случаев, физическому смыслу процессов конвекции.

В данной статье предлагается сопряженная постановка проблемы моделирования конвективного теплопереноса, которая основана на одновременном решении уравнений Навье-Стокса, непрерывности, теплопроводности в потоке жидкости, а также уравнений теплопроводности в твердотельных элементах систем. Особенностью сопряженной постановки задачи моделирования конвективного теплообмена является то, что, во-первых, в модель вводятся дополнительные уравнения теплопроводности для каждого твердотельного элемента системы и, во-вторых, вместо стандартных граничных условий первого (на границе задана температура) или третьего (на границе задано линейное уравнение Ньютона) рода, задаются граничные условия четвертого рода (равенство

температур и потоков теплоты в каждой точке на границе соприкосновения среды и твердотельных элементов).

Для получения решения сопряженной математической модели конвективного теплообмена в статье использован простой и плодотворный подход, впервые предложенный Польгаузенем. Он заключается в том, что искомое решение уравнений модели ищется с помощью простой и вместе с тем достаточно точной аппроксимации. Такой подход позволяет находить искомые зависимости в аналитической форме, что дает неоспоримые преимущества в выявлении структурных связей между различными факторами и искомой переменной.

В статье получено аналитическое и адекватное реальности решение для свободно конвективного теплообмена между телом и средой. Закон конвективного теплообмена (22) существенно отличается от закона (1), составляющего основу концепции КТО, повсеместно принятой в инженерной практике теплового проектирования. Получение простых и адекватных математических моделей свободной конвекции между ТЭС и воздушной средой с помощью предлагаемого в статье подхода, а также включение этих моделей в ПКТП, позволяет значительно повысить точность расчетов тепловых режимов при тепловом проектировании электронных систем.

## Литература

1. Мадера А.Г., Кандалов П.И. Моделирование трехмерных температурных полей в электронных модулях // Программные продукты и системы. – №2 (90), 2010. С 29 – 33
2. Лыков А.В. Теплообмен. 2-е изд. – М.: Энергия, 1978
3. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Гидродинамика. – М.: Наука, 1992

## Mathematical modeling of conjugate convection processes in electronic systems

A.G. Madera

**Abstract.** The models of convection processes used in existing programming complexes for thermal designing of electronic devices, are founded on concepts of the Newton's linear equation of heat transfer and heat transfer coefficient, that however does not allow adequately to model of the heat processes in real electronic systems. More adequate to reality approach for the modeling of the convection processes in electronic devices in conjugate approach, is offered in this article.

# Моделирование распространения электромагнитного излучения в трехмерных фотонных кристаллах

И.Г. Лебо<sup>1</sup>, М.И. Барская<sup>2</sup>

1 - доктор физико-математических наук, 2 - аспирантка МГТУ-МИРЭА

Дано описание физико-математической модели и трехмерной программы «BAL\_3D» для расчета распространения электромагнитного излучения в трехмерной квазипериодической среде (фотонном кристалле). Программа предназначена для моделирования метаматериалов. Моделировались «стоп-зоны» фотонных кристаллов и были рассчитаны коэффициенты отражения для композитных материалов, состоящих из искусственных опалов с внедренными в их поры наночастицами функциональных материалов. Результаты расчетов сравнивались с экспериментальными данными. Расчеты сделаны с помощью суперкомпьютера МВС-100К в Межведомственном суперкомпьютерном центре РАН, г. Москва.

(Исследования поддержаны РФФИ, проект №09-02-00582а.)

## 1. Постановка задачи

Фотонными кристаллами (ФК) принято называть оптические структуры, в которых диэлектрическая проницаемость среды меняется периодически в пространстве с масштабом порядка 100-1000 нм [1,2]. Фотонные кристаллы обладают следующим свойством: на определенных интервалах частот происходит сильное отражение падающего электромагнитного излучения, в то время как в других диапазонах частот они являются прозрачными. Эти интервалы частот носят название фотонных запрещенных зон (ФЗ) или кратко «стоп-зон». Материалы, обладающие такими свойствами, могут служить оптическими фильтрами и имеют большую перспективу в современной физической оптике и нанотехнологиях.

Определенный интерес представляют трехмерные глобулярные ФК, в поры которых внедрены различные функциональные элементы, например сегнетоэлектрики (смотри [3,4]), так как это позволяет управлять оптическими свойствами таких «метаматериалов» (коэффициенты отражения сегнетоэлектриков зависят от температуры и напряженности внешних электрических полей).

Для моделирования распространения и отражения излучения в ФК требуется решать векторные уравнения Максвелла со сложной трехмерной периодической диэлектрической проницаемостью и проводимостью.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} &= -\nabla \times \vec{E} - (\vec{M}_{source} + \sigma * \vec{H}) \\ \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} &= \nabla \times \vec{H} - (\vec{J}_{source} + \sigma \vec{E}) \\ \nabla \vec{D} &= 0 \\ \nabla \vec{B} &= 0 \\ \vec{D} &= \epsilon \vec{E} \\ \vec{B} &= \mu \vec{H} \end{aligned} \quad (1)$$

Система дифференциальных уравнений в частных производных (1) в декартовых координатах в

двумерной и трехмерной геометриях решается «методом конечных разностей во временной области FDTD (Finite-difference time domain method) [5]. Поскольку расчеты распространения электромагнитного излучения проводятся в ограниченной области, то на границах этой области можно использовать граничные условия двух типов: 1) отсутствие отражения (метод PML (Perfectly Matched Layer) за счет введения полностью поглощающего пограничного слоя) [6], 2) зеркальное отражение (условие периодичности) [7].

Разработаны двумерная [8] и трехмерная [9] версии программы «БАЛ» (BAL\_2D, BAL\_3D) на языке С. Такие расчеты требуют больших ресурсов ЭВМ, поэтому трехмерная версия программы была распараллелена с помощью технологии MPI. Принцип распараллеливания основывался на разделении вычисления компонент электромагнитного поля между процессорами вдоль одной из осей 3D расчетной сетки. Расчеты проводились на кластере Межведомственного Суперкомпьютерного Центра МСКЦ РАН (Москва).

Для проведения численного моделирования и нахождения положения фотонных запрещенных зон (ФЗ) ФК облучался электромагнитным излучением, имеющим широкополосный спектр:

$$f(t) = \exp\left(-\left(\frac{t-t_0}{p\omega}\right)^2\right) \sin(\omega t)$$
$$p\omega = \frac{2\sqrt{6}}{\pi(f_{max} - f_{min})}, \quad (2)$$

где  $t_0=2p\omega$ ,  $\omega = \pi(f_{max}+f_{min})$ ,  $f_{max}, f_{min}$  - изменяемые параметры. Спектр импульса, задаваемый таким образом, меняется в частотной области от  $f_{min}$  до  $f_{max}$  [10].

## 2. Результаты расчетов

1 серия расчетов. Трехмерный ФК представлял собой «поленницу» (woodpile) [1], образующую гранцентрированную кристаллическую решетку с периодом решетки равным  $a$  (рис. 1а). Волновой вектор падающего излучения лежал в направлении  $GX$  первой стоп-зоны (или «зоны Бриллюэна», смотри рис. 1б).

На рис. 2а показан спектр сигнала, которым облучался ФК (кривая 1). Минимум в спектре прошедшего сигнала (кривая 3) соответствует максимуму в спектре отраженного сигнала (кривая 2). Максимум в спектре отраженного сигнала соответствует центру фотонной запрещенной зоны (ФЗЗ). В наших расчетах ФЗЗ лежит в диапазоне  $0,41 < \omega a / 2\pi c < 0,56$  (см. рис. 2а). Здесь  $a$  - период решетки,  $\omega$  - циклическая частота излучения  $\omega = 2\pi \cdot f$ ,  $c$  - скорость света.

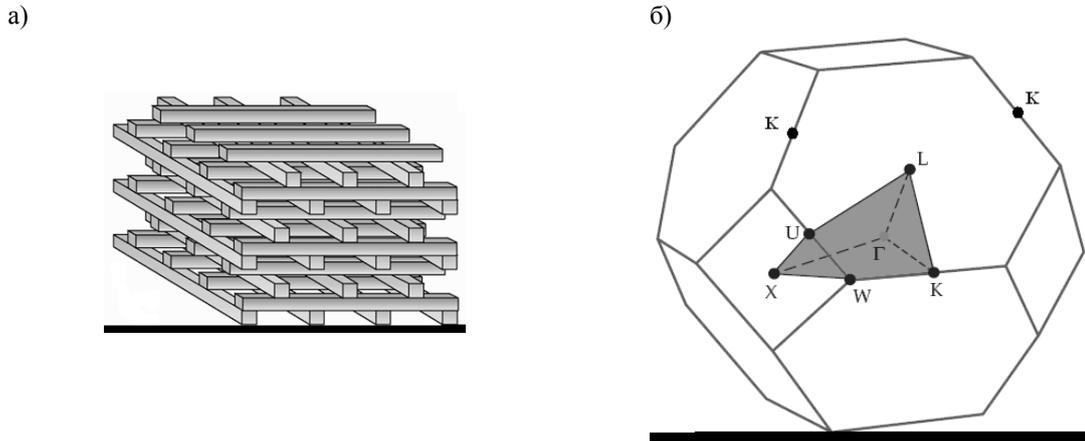


Рис. 1. Кристалл – *woodpile*(а). Первая зона Бриллюэна трехмерного ФК (б).

Полученные в расчетах результаты для 3D ФК сравнивались с данными, приведенными в [2]. На рис. 2б показаны данные из [2]. Положение фотонной запрещенной зоны (ФЗЗ):  $0,46 < \omega a / 2\pi c < 0,57$  согласуется с результатами численного моделирования.

*2 серия расчетов.* Моделировалось наклонное падение излучения на трехмерный ФК типа искусственный опал (диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_r = 2.141$ , диаметр глобул  $d = 240$  нм). Кристалл имел кубическую гранцентрированную конфигурацию, изображенную на рис. 3а [11], объем глобул кварца составлял 74% от общего объема ячейки. Соотношение между диаметром глобул  $d$  и параметром периодичности  $a$  можно определить из рис. 3а. Рассмотрим диагональ грани

ячейки ФК. Диагональ проходит через центры трех глобул (две глобулы в вершинах грани и одна в центре грани). Длина диагонали  $\sqrt{2} \cdot a$  и при этом она соответствует  $2 \cdot d$ . Тогда параметр периодичности ячейки  $a = \sqrt{2} \cdot d = 340$  нм [2]. Первая зона Бриллюэна ФК совпадает с соответствующей стоп-зоной кристалла из 1-й серии расчетов. На рисунке 3а показана геометрия задачи [11], а на рис. 3б представлены расчетные поло-

жения ФЗЗ (кривые 1), и экспериментальные данные, взятые из [1] (кривая 2). По оси абсцисс отложен угол отклонения от направления  $GL$  ( $[111]$ ), по оси ординат параметр  $\xi = \omega a / 2\pi c$ . Угол падения изменялся по отношению к направлению  $GL$  (смотри рис. 1б). Результаты численных расчетов, имеют тот же характер зависимости от угла, что и данные из экспериментов, а точность - порядка 5% (доверительный интервал экспериментальных данных нам не известен).

*3 серия расчетов.* Определялось положение ФЗЗ в ФК типа искусственный опал (диэлектрическая проницаемость глобул  $\epsilon_r = 2.141$ , диаметр глобул  $d = 240$  нм,  $a = 340$  нм), поры которого заполнены диэлектриком с различными значениями

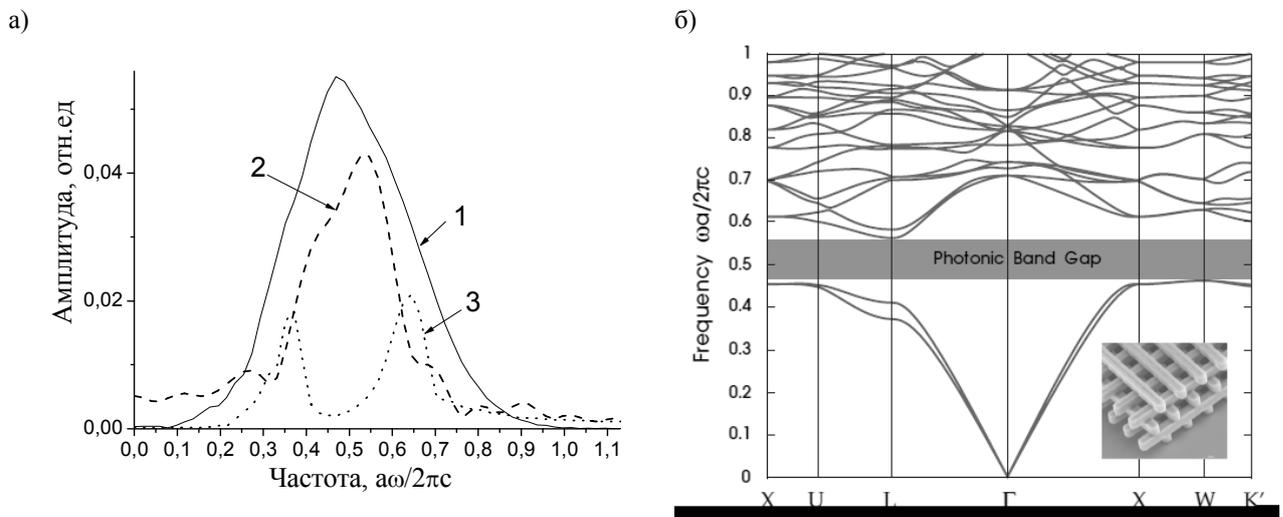


Рис. 2. Спектр широкополосного сигнала распространяющегося в вакууме ( кривая 1 (а)), отраженного( кривая 2 (а)), и прошедшего (кривая 3 (а)), сигнала при облучении 3D ФК широкополосным излучением и (б) - зонная структура трехмерного ФК

диэлектрической проницаемости  $\epsilon$ . На рис. 4а показаны результаты одномерных расчетов центров ФЗЗ от  $\epsilon$  (положение центра ФЗЗ указано в безразмерных единицах  $\omega a / 2\pi c$ ). С увеличением  $\epsilon$  положение центра ФЗЗ смещается в сторону меньших частот  $\omega$ , то есть увеличения длин волн. Чем ближе к  $\epsilon_L$ , тем уже

длины волны, на котором происходит максимум отражение излучения  $\lambda_m = (\omega a / 2\pi c)_m$ . Для случая, когда период фотонного глобулярного кристалла равен 340 нм, получим длины волн излучения, на которых будут наблюдаться максимумы коэффициентов отражения, то есть положение центра ФЗЗ:  $\lambda_{Air} = 570 \pm 10$

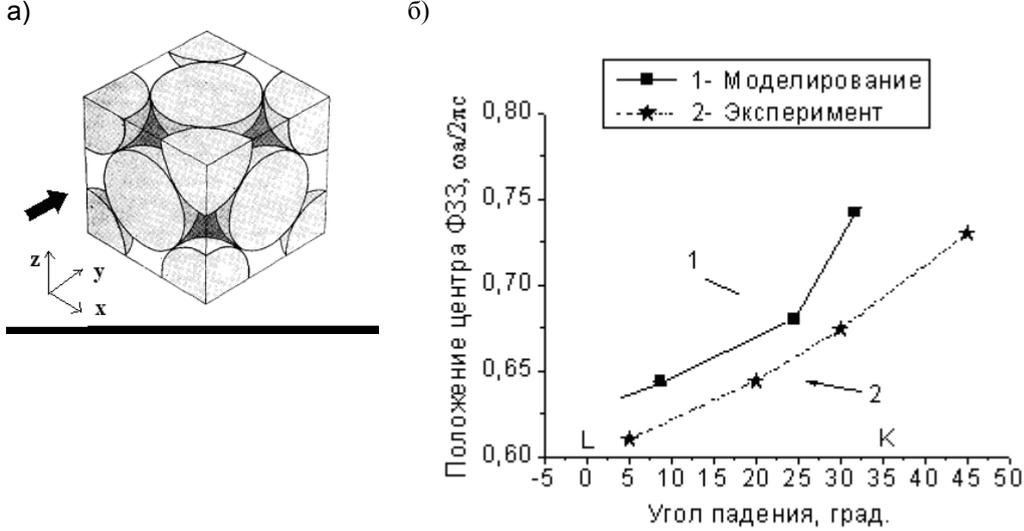


Рис. 3. Кубическая гранецентрированная конфигурация ФК (а), зависимость положение центра ФЗЗ в зависимости от угла падения излучения, полученная в численных расчетах (1) и в экспериментах (2).

ФЗЗ. На рис.4б показаны коэффициенты отражения ( $R$ ) от частоты падающего излучения для опала, поры которого заполнены воздухом ( $\epsilon = 1$ ) и водой ( $\epsilon = 1.77$ ) полученные в трехмерных расчетах. Направление падения падающего излучения - вдоль направления  $GL$ . Центр ФЗЗ для опала, поры которого заполнены воздухом, равен  $(\omega a / 2\pi c)_{Air} = 0.596 \pm 0.01$ , и водой –  $(\omega a / 2\pi c)_{H_2O} = 0.538 \pm 0.01$ .

Зная период решетки можно рассчитать значение

нм,  $\lambda_{H_2O} = 632 \pm 10$  нм. В [12] приведены данные экспериментов, выполненные в Физическом институте им. П.Н. Лебедева РАН по измерению коэффициентов отражения от ФК, поры которого были заполнены воздухом и водой. Так для кристалла с диаметром глобул  $d = 240$  нм коэффициенты отражения от ФК заполненных воздухом и водой, равнялись соответственно  $\lambda_{exp\_Air} = 530$  нм,  $\lambda_{exp\_H_2O} = 564$  нм, причем с увеличением размера глобул пики в коэффициентах отражения смещались в сторо-

Зная период решетки можно рассчитать значение

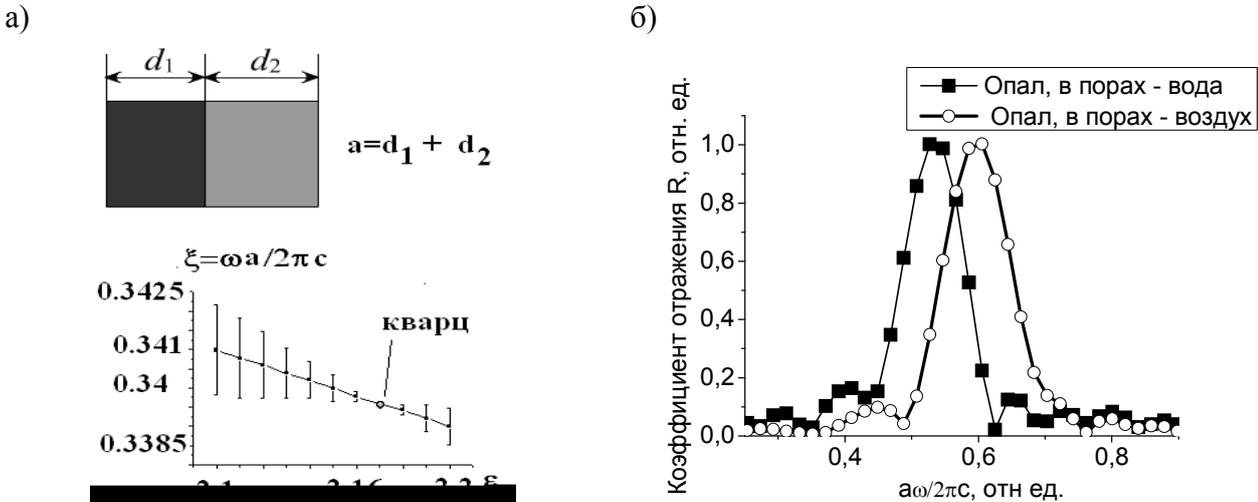


Рис.4. Зависимость положения центра ФЗЗ от значения диэлектрической проницаемости диэлектрика имплантированного в поры в 1D ФК опал, вертикальные прямые – ширина ФЗЗ(а), результаты 3D расчетов коэффициентов отражения от образца опала в воздухе и в случае, когда его поры заполнены водой (б).

ну больших длин волн. Подобная зависимость наблюдалась в наших расчетах. Если предположить, что  $d = 220$  нм, тогда соответствующие значения центров ФЗЗ для опала заполненного воздухом и водой равнялись  $521 \pm 8$  нм,  $578 \pm 8$  нм, соответственно. Таким образом, можно отметить качественное согласие расчетных и экспериментальных данных, а наблюдаемые расхождения, возможно, связаны с тем, что глобулы в искусственных опалах не были идеальными сферами, имелись дефекты в кристаллах, которые мы не учитывали в своих расчетах, и, возможно, поры были не полностью заполнены водой.

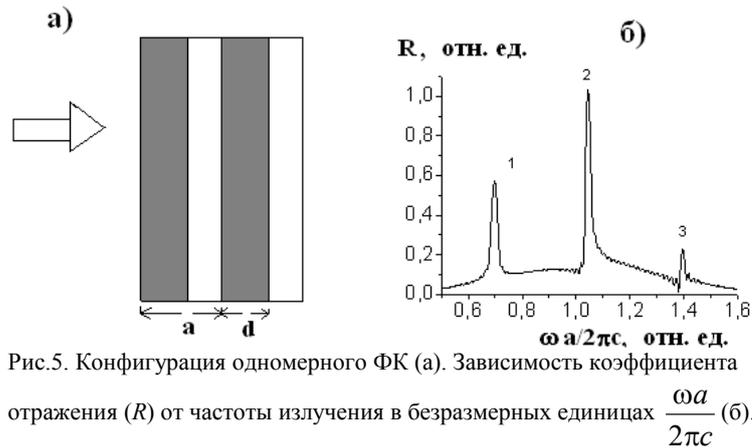


Рис.5. Конфигурация одномерного ФК (а). Зависимость коэффициента отражения ( $R$ ) от частоты излучения в безразмерных единицах  $\frac{\omega a}{2\pi c}$  (б).

В экспериментах было также измерено отражение излучения от опала, помещенного в воду, на другой стоп-зоне в диапазоне длин волн  $\sim 300$  нм [12]. Поскольку трехмерная задача является многопараметрической и ее решение требует больших затрат памяти и процессорного времени ЭВМ мы провели предварительные исследования с помощью одномерной модели (смотри рис.5, б).

В 4-й серии расчетов моделировалось отражение излучения от одномерного ФК (расчеты были сделаны по программе BAL\_2D). Были использованы сле-

дующие параметры 1D ФК:  $\beta=d/a=0,74$ ,  $a=340$  нм, диэлектрическая проницаемость наполнителя  $\epsilon = 2.141$ , пор –  $\epsilon = 1.77$ . На рис. 5б приведена зависимость коэффициента отражения ( $R$ ) от частоты излучения (в безразмерном параметре). Можно видеть даже три ФЗЗ. Положения первой, второй и третьей стоп-зон соответствовали величине безразмерного параметра:  $\xi_1=0,695 \pm 0,01$ ,  $\xi_2=1,044 \pm 0,01$ ,  $\xi_3=1,39 \pm 0,01$  соответственно. Это соответствует значениям длин

волн  $\lambda_m = \frac{a}{\xi_m}$  первой, второй и третьей ФЗЗ  $489,2 \pm 0,5$  нм,  $325 \pm 0,5$  нм,  $244 \pm 0,5$  нм. Качественно, эти результаты согласуются с данными экспериментов. В [12] приведены значения длин волн для двух измеренных стоп-зон 534 и 280 нм соответственно.

Возможно, одномерная геометрия не точно передает характер поведения стоп-зон. Например, если предположить, что период одномерной решетки  $a = 375$  нм, тогда положение первой, второй и третьей

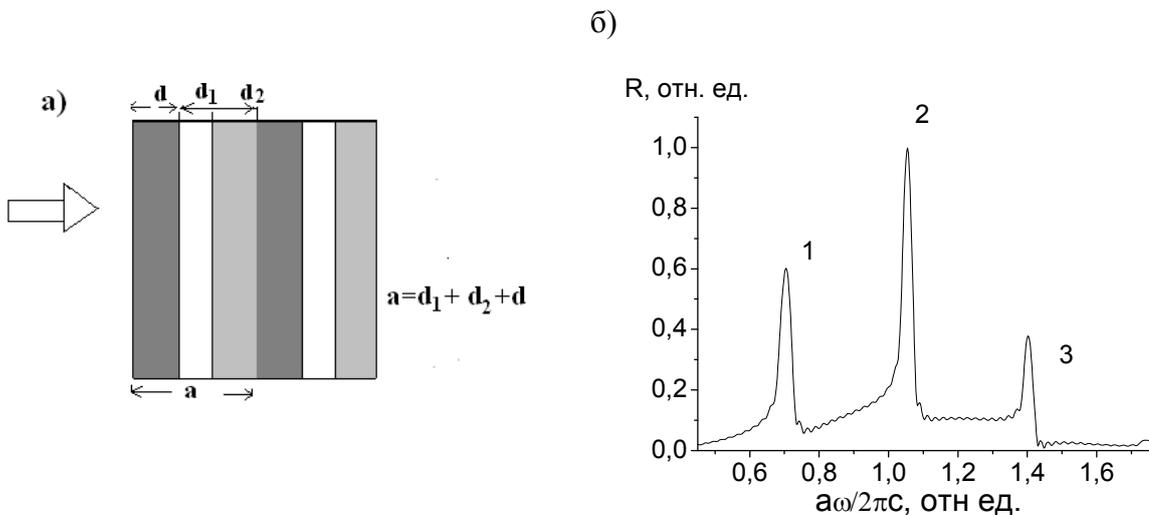


Рис.6. Конфигурация одномерного ФК (а) и зависимость коэффициента отражения ( $R$ ) от частоты излучения в безразмерных единицах  $\frac{\omega a}{2\pi c}$  (б) при заполнении пор водой на 80%.

стоп-зон будет на длинах волн  $540 \pm 8$  нм,  $359 \pm 3$  нм,  $270 \pm 2$  нм.

Можно предположить также, что поры не полностью заполняются водой. На рис. 6а представлен кристалл, поры которого частично заполнены водой: ширина поры равна  $d_1 + d_2$ , а период кристаллической решетки  $a = d + d_1 + d_2$ . Диэлектрическая проницаемость слоя воздуха с толщиной  $d_1$  и диэлектрической постоянной  $\epsilon = 1.0$ , а слоя воды с толщиной  $d_2$  и  $\epsilon = 1.77$ . На рис. 6б представлена зависимость коэффициента отражения  $R$  от частоты излучения в безразмерных единицах

$\xi = \frac{\omega a}{2\pi c}$  для случая когда поры ФК заполнены водой на

80% ( $d_2 / (d_1 + d_2) = 0,8$ ). Положения первой, второй и третий стоп-зон соответствуют безразмерным значениям  $\omega a / 2\pi c$  равным  $0,703 \pm 0,01$ ,  $1,054 \pm 0,01$ ,  $1,40 \pm 0,01$  соответственно. Для  $a = 385$  нм, положения первой, второй и третьей стоп-зон будут на  $547 \pm 8$  нм,  $365 \pm 3$  нм,  $275 \pm 2$  нм соответственно.

Таким образом, можно отметить качественное согласие расчетных и экспериментальных данных. Для количественного сравнения результатов требуется учет всех деталей натурального эксперимента.

### 3. Основные результаты и заключение

1. Разработана трехмерная программа «БАЛ» («BAL\_3D»), моделирующая распространение электромагнитного излучения в фотонном кристалле и показано хорошее согласие с известными из литературы результатами.
2. Проведены расчеты по определению положения ФЗЗ от угла падения излучения в 3D ФК.
3. Получена зависимость изменения положения ФЗЗ от диэлектрической проницаемости вещества, внедренного в поры 3D ФК, при нормальном падении излучения на кристалл.
4. Дано сравнение результатов численного моделирования 1D ФК с экспериментальными данными по измерению двух стоп-зон ФК, помещенного в воду. Показано качественное согласие расчетных и экспериментальных данных. Результаты численного моделирования предсказывают наличие нескольких ФЗЗ в широком диапазоне длин волн.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, проект 09-02-00582.

### Литература

1. В.С. Горелик. Оптика глобулярных фотонных кристаллов, Квантовая электроника, 37, 409-432, (2007)
2. John Joannopoulos, Steven Johnson. Photonic Crystals // Princeton University press, 2008.
3. В.С. Горелик, Ю.П. Войнов, В.Д. Зворыкин, И.Г. Лебо, А.О. Левченко, Н.Н. Устиновский. Лазерная имплантация нитрита натрия в поры искусственного опала. // Краткие сообщения по физике ФИАН, №3, 11, Москва, 2010
4. V.S. Gorelik, Yu/P. Voinov, V.D. Zvorykin, A.I. Lebo, I.G. Lebo, A.O. Levchenko, N.N. Ustinovsky. Laser implantation of sodium nitrite ferroelectric into pores of synthetic opal // Journal of Russian Laser Research, v.31, N1, 79-90, 2010
5. Alen Taflove, Susan C. Hagness. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method. // Artech House, Boston, 2000
6. J-P Berenger. Three-Dimensional Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves. // Journal of Computational Physics. -1996, 127, 363
7. Л.Д. Ландау, Е.М. Лифшиц. Электродинамика сплошных сред. Наука, Москва, 1982
8. М.И. Барская, И.Г. Лебо. Математическая модель распространения ЭМИ в фотонных кристаллах. // 59 НТК МИРЭА. Сборник трудов. Часть 2. Москва, 2010, 42-45
9. М.И. Барская, И.Г. Лебо «Моделирование распространения электромагнитного излучения в фотонных кристаллах», INTERMATIC-2010. Материалы Международной конференции «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» (23-27 ноября 2010, г. Москва), часть 1, стр. 33-36, Энергоатомиздат, Москва, 2010
10. А.Н. Боголюбов, И.А. Буткарев, Ю.С. Дементьева. Численное моделирование двумерных фотонных кристаллов // Журнал радиоэлектроники № 5, 2006.
11. Н. Ашкрофт, Н. Мермин Физика твердого тела. Том 1, 1979, Москва, «Мир», 1979
12. В.С. Горелик, Ю.П. Войнов, Л.И. Злобина, М.И. Самойлович, П. П. Свербиль. Волоконно-отражательная спектроскопия «стоп-зон» глобулярных кристаллов. Препринт ФИАН №12, М., 2010

## The modeling of electro-magnetic radiation expansion in 3D photonic crystals

I.G. Lebo, M.I. Barskaya

**Abstract.** The description of physical-mathematical model and 3D code «BAL\_3D» for simulation of electromagnetic radiation expansion in quasi-periodic media (3D photonic crystals) has been made. This code is for modeling of the metamaterials. We have modeled of photonic band gaps and calculated of the reflective coefficients for the composite optical materials - (nanoparticles into pores of synthetic opal). The simulations have been compared with experimental data. The simulations have been made with help of the parallel supercomputer MVS-100K (Joint Supercomputer Center of RAS, Moscow). The investigation is supported by RFBR, project №09-02-00582-a

# Стабилизация системы Буссинеска с помощью стартового управления

М.А. Прибыль

кандидат физико-математических наук

Работа посвящена изучению задачи стабилизации решения системы Буссинеска, заданной в ограниченной области  $\Omega \subset \mathbb{R}^3$ , с помощью стартового управления. Предполагается, что управление сосредоточено в некоторой подобласти  $\omega \subset \Omega$ . Решение стабилизируется около стационарного решения системы Буссинеска. Результат о стабилизации получен с помощью обобщения метода стабилизации решения для системы Навье-Стокса, предложенного в работах [2]–[4],[9]. А именно, сначала изучается линеаризованная на стационарном решении система Буссинеска. Доказывается некоторая карлемановская оценка. После получения стабилизации решения линеаризованных уравнений, аналогичный результат доказывается для уравнений Буссинеска.

## 1. Постановка задачи

Пусть  $\Omega \subset \mathbb{R}^3$  – ограниченная замкнутая область с границей,  $\partial\Omega$  класса  $C^\infty$ . В цилиндре  $Q = (0, \infty) \times \Omega$  рассмотрим систему Буссинеска:

$$\partial_t v(t, x) - \Delta v(t, x) + (v, \nabla)v + q(t, x)\bar{e} + \nabla p(t, x) = f(x), \quad (t, x) \subset Q, \quad (1.1)$$

$$\operatorname{div} v(t, x) = 0, \quad (1.2)$$

$$\partial_t \theta(t, x) - \Delta \theta(t, x) + (v, \nabla \theta) = g(x), \quad (1.3)$$

с начальными условиями

$$\begin{aligned} v(t, x)|_{t=0} &= v_0(x) + u_1(x), \\ \theta(t, x)|_{t=0} &= \theta_0(x) + u_2(x), \quad x \in \Omega \end{aligned} \quad (1.4)$$

и нулевыми граничными условиями

$$v(t, x)|_{\partial\Omega} = 0, \quad \theta(t, x)|_{\partial\Omega} = 0, \quad (1.5)$$

где  $v(t, x) = (v_1(t, x), v_2(t, x), v_3(t, x))$  – векторное поле скорости течения жидкости,  $p$  – давление,  $\theta(t, x)$  – температура жидкости,  $\bar{e}$  – направление силы тяжести,  $f(x), g(x), v_0(x), \theta_0(x)$  – заданные функции. Векторное поле  $u_1(x) = (u_{11}(x), u_{12}(x), u_{13}(x))$  и функция  $u_2(x)$  – это управление с носителем в заданной фиксированной подобласти  $\omega \subset \Omega$ .

Обозначим через  $H^k(\Omega)$ ,  $k \in \mathbb{N}$ , – соболевское пространство функций, интегрируемых с квадратом в  $\Omega$  вместе со своими производными до порядка  $k$  включительно. Через  $(H^k(\Omega))^3$  обозначим соответствующее пространство векторных полей. Кроме того,  $H_0^1(\Omega) = \{h(x) \in H^1(\Omega) : h(x)|_{x \in \partial\Omega} = 0\}$ . В дальнейшем будем использовать следующие пространство соленоидальных векторных полей:

$$V^k(\Omega) = \{v(x) = (v_1, \dots, v_d) \in (H^k(\Omega))^3 : \operatorname{div} v = 0\}, \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

$$V_0^1(\Omega) = \{v \in V^1(\Omega) : v|_{\partial\Omega} = 0\},$$

$$V_0^0(\Omega) = \{v(x) \in V^0(\Omega) : v \cdot \nu|_{\partial\Omega} = 0\}, \quad (1.6)$$

где  $\nu$  – вектор внешней нормали к границе  $\partial\Omega$ .

Предположим, что задано стационарное решение  $(\hat{v}, \hat{p}, \hat{\theta})$  системы Буссинеска (1.1)–(1.3), (1.5) с правой частью  $f(x)$ ,  $g(x)$ , т.е.

$$\begin{aligned} -\Delta \hat{v}(x) + (\hat{v}, \nabla)\hat{v} + \hat{\theta}(x)\bar{e} + \nabla \hat{p}(x) &= f(x), \\ \operatorname{div} \hat{v}(x) &= 0, \end{aligned} \quad (1.7)$$

$$-\Delta \hat{\theta}(x) + (\hat{v}, \nabla)\hat{\theta} = g(x), \quad (1.8)$$

$$\hat{v}(t, x)|_{\partial\Omega} = 0, \quad \hat{\theta}(t, x)|_{\partial\Omega} = 0. \quad (1.9)$$

Пусть задано положительное число  $\sigma_0$ . Задача стабилизируемости с заданной скоростью  $\sigma_0$  с помощью управления  $u(x) = (u_1(x), u_2(x))$  состоит в следующем. Требуется построить такое управление  $u(x) = (u_1(x), u_2(x))$  чтобы решение задачи (1.1) – (1.5) удовлетворяло неравенству:

$$\|v(t, \cdot) - \hat{v}\|_{V_0^1(\Omega)}^2 + \|\theta(t, \cdot) - \hat{\theta}\|_{H_0^1(\Omega)}^2 \leq ce^{-2\sigma_0 t}. \quad (1.10)$$

Здесь константа  $c > 0$  зависит от начального условия  $v_0(x)$ ,  $\theta_0(x)$ , числа  $\sigma_0$  и  $u(x)$ .

## 2. Линеаризованная система

В системе (1.1)–(1.5) сделаем замену неизвестных функций

$$\begin{aligned} v(t, x) &= y(t, x) + \hat{v}(x), \quad \theta(t, x) = z(t, x) + \hat{\theta}(x), \\ p(t, x) &= s(t, x) + q(t, x), \end{aligned} \quad (2.1)$$

где  $(\hat{v}(x), \hat{\theta}(x))$  – решение (1.7)–(1.9). В результате получим:

$$\begin{aligned} \partial_t y(t, x) - \Delta y(t, x) + (\hat{v}(x), \nabla) y(t, x) + \\ (y(t, x), \nabla) \hat{v}(x) + (y(t, x), \nabla) y(t, x) + \\ z(t, x) \bar{e} + \nabla s(t, x) = 0 \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\operatorname{div} y(t, x) = 0, \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} \partial_t z(t, x) - \Delta z(t, x) + (\hat{v}(x), \nabla z(t, x)) + \\ (y(t, x), \nabla \hat{\theta}(x)) + (y(t, x), \nabla z(t, x)) = 0, \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$y(t, x)|_{\partial\Omega} = 0, \quad z(t, x)|_{\partial\Omega} = 0, \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} y(t, x)|_{t=0} = y_0(x) + u_1(x), \\ z(t, x)|_{t=0} = z_0(x) + u_2(x), \end{aligned} \quad (2.6)$$

где  $y_0(x) = v_0(x) - \hat{v}(x)$ ,  $z_0(x) = \theta_0(x) - \hat{\theta}(x)$ . Опуская в полученной системе нелинейные слагаемые  $(y(t, x), \nabla) y(t, x)$ ,  $(y(t, x), \nabla z(t, x))$  и обозначая давление  $s(t, x)$  снова буквой  $p(t, x)$ , получим:

$$\begin{aligned} \partial_t y(t, x) - \Delta y(t, x) + (\hat{v}(x), \nabla) y(t, x) + \\ (y(t, x), \nabla) \hat{v}(x) + z(t, x) \bar{e} + \nabla p(t, x) = 0, \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\operatorname{div} y(t, x) = 0, \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} \partial_t z(t, x) - \Delta z(t, x) + (\hat{v}(x), \nabla z(t, x)) + \\ (y(t, x), \nabla \hat{\theta}(x)) = 0, \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$y(t, x)|_{\partial\Omega} = 0, \quad z(t, x)|_{\partial\Omega} = 0. \quad (2.10)$$

Рассмотрим задачу (2.7)–(2.10) с начальным условием

$$y(t, x)|_{t=0} = y_0(x), \quad z(t, x)|_{t=0} = z_0(x). \quad (2.11)$$

Наша цель – описать множество таких начальных данных  $(y_0(x), z_0(x))$ , для которых решение  $(y(t, x), z(t, x))$  системы (2.7)–(2.11) удовлетворяет оценке

$$\begin{aligned} \|y(t, \cdot)\|_{V_0^1(\Omega)}^2 + \|z(t, \cdot)\|_{H_0^1(\Omega)}^2 \leq \\ c(\|y_0\|_{V_0^1(\Omega)}^2 + \|\theta_0\|_{H_0^1(\Omega)}^2) e^{-\sigma_0 t} \end{aligned}$$

при  $t \geq 0$ . Назовем такие начальные данные «правильными».

### 3. «Правильные» начальные данные

Обозначим через

$$\pi : (L_2(\Omega))^3 \rightarrow V_0^0(\Omega) \quad (3.1)$$

оператор ортогонального проектирования. Рассмотрим оператор  $A : V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega) \rightarrow V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega)$ , действующий по правилу

$$\begin{aligned} A \begin{pmatrix} y \\ z \end{pmatrix} \equiv \\ \begin{pmatrix} -\pi\Delta + \pi[(\hat{v}, \nabla) + (\cdot, \nabla)\hat{v}] & \pi\bar{e} \\ (\cdot, \nabla\hat{\theta}) & -\Delta + (\hat{v}, \nabla\cdot) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y \\ z \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

с областью определения

$$\mathbf{D}(A) = (V^2(\Omega) \cap (H_0^1(\Omega))^3) \times (H^2(\Omega) \cap H_0^1(\Omega)),$$

которая плотна в  $V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega)$ . Обозначим через  $\rho(A)$  – резольвентное множество оператора  $A$ , т.е. множество  $\lambda \in \mathbb{C}$ , для которых резольвента

$$R(\lambda, A) \equiv (\lambda I - A) : V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega) \rightarrow V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega)$$

определена и непрерывна. Здесь  $I$  – единичный оператор. Обозначим через  $\sigma(A) = \mathbb{C} \setminus \rho(A)$  – спектр оператора  $A$ . Хорошо известно, что оператор  $-\pi\Delta + \pi[(\hat{v}, \nabla) + (\cdot, \nabla)\hat{v}] : V_0^0(\Omega) \rightarrow V_0^0(\Omega)$  – секториален и имеет компактную резольвенту. Эти свойства сохраняются и для оператора  $A$  (доказательство аналогично доказательству Леммы 3.1 из работы [2]). Секториальность оператора  $A$  означает, что существует  $\phi \in (0, \pi/2)$ ,  $M \geq 1$ ,  $a \in \mathbb{R}$  такие, что

$$S_{a, \phi} = \{\lambda \in \mathbb{C} : 0 \leq \arg(\lambda - a) \leq \phi, \lambda \neq a\} \subset \rho(A) \quad (3.3)$$

и  $\|(\lambda I - A)^{-1}\| \leq M / |\lambda - a|$  для  $\lambda \in S_{a, \phi}$ . Из компактности резольвенты  $R(\lambda, A)$  следует, что спектр  $\sigma(A)$  состоит из дискретного множества точек. Рассмотрим оператор  $A^* : V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega) \rightarrow V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega)$ , сопряженный к оператору  $A$ :

$$\begin{aligned} A^* \begin{pmatrix} y \\ z \end{pmatrix} \equiv \\ \begin{pmatrix} -\pi\Delta - \pi[(\hat{v}, \nabla) - ((\cdot, \nabla)\hat{v})^*] & \pi\nabla\hat{\theta} \\ (\bar{e}, \cdot) & -\Delta - (\hat{v}, \nabla\cdot) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y \\ z \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (3.4)$$

где  $((y, \nabla)\hat{v})^* = ((\partial_1 \hat{v}, y), (\partial_2 \hat{v}, y), (\partial_3 \hat{v}, y))$ ,

$(\partial_i \hat{v}, y) = \sum_{j=1}^3 \partial_i \hat{v}_j y_j$ . Оператор  $A^*$  – замкнут и имеет

область определения

$$\mathbf{D}(A^*) = (V^2(\Omega) \cap (H_0^1(\Omega))^3) \times (H^2(\Omega) \cap H_0^1(\Omega))$$

. Более того, оператор  $A^*$  – секториален, имеет компактную резольвенту и

$$\rho(A^*) = \overline{\rho(A)}, \quad R(\lambda, A)^* = R(\bar{\lambda}, A^*) \quad \text{для любого } \lambda \in \rho(A).$$

Везде предполагаем, что функции  $\hat{v}, \hat{\theta}$  вещественно значные, поэтому

$$\rho(A) = \overline{\rho(A)} = \rho(A^*) = \overline{\rho(A^*)}.$$

### 3.1. Голоморфные полугруппы

Перепишем задачу (2.7)–(2.11) в следующем виде:

$$\frac{dU(t)}{dt} + AU(t) = 0, \quad U|_{t=0} = U_0, \quad (3.5)$$

где  $A$  – это оператор (3.2),  $U(t) = (y(t), z(t))$ ,  $U_0 = (y_0, z_0)$ . Тогда для каждого  $U_0 \in V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega)$  решение  $U(t, \cdot)$  задачи (3.5) определяется в виде  $U(t, \cdot) = e^{-At}U_0$ , где

$$e^{-At} = \frac{1}{2\pi i} \int_{\gamma} (A - \lambda I)^{-1} e^{-\lambda t} d\lambda. \quad (3.6)$$

Здесь  $\gamma$  – контур в  $\rho(A)$  такой, что  $\arg \lambda = \pm \theta$  при  $\lambda \in \gamma$ ,  $|\lambda| \geq N$  для некоторого  $\theta \in (0, \pi/2)$  и достаточно большого  $N$ . Кроме того,  $\gamma$  ограничивает слева часть спектра, лежащую левее прямой  $\{\operatorname{Re} \lambda = \sigma_0\}$ .

Пусть  $\sigma_0$  – положительное число, удовлетворяющее условию

$$\sigma(A) \cap \{\lambda \in \mathbb{C} : \operatorname{Re} \lambda = \sigma_0\} = \emptyset. \quad (3.7)$$

Нас будет интересовать случай, когда левее прямой  $\{\operatorname{Re} \lambda = \sigma_0\}$  имеются точки множества  $\sigma(A)$ .

Обозначим через  $X_{\sigma_0}^+(A)$  подпространство  $V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega)$ , которое состоит из всех собственных и присоединенных функций оператора  $A$ , которые соответствуют собственным значениям, принадлежащим множеству  $\{\lambda \in \mathbb{C} : \operatorname{Re} \lambda < \sigma_0\}$ .

Через  $X_{\sigma_0}^+(A^*)$  обозначим аналогичное подпространство соответствующее сопряженному оператору  $A^*$ . Ортогональное дополнение к подпространству  $X_{\sigma_0}^+(A^*)$  в  $V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega)$  обозначим  $X_{\sigma_0}(A) \equiv X_{\sigma_0}^-$ :

$$X_{\sigma_0} = (V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega)) \ominus X_{\sigma_0}^+(A^*). \quad (3.8)$$

Можно показать, что подпространства  $X_{\sigma_0}^+(A)$ ,  $X_{\sigma_0}$  инвариантны под действием полугруппы

$$e^{-At} \text{ и } X_{\sigma_0} \oplus X_{\sigma_0}^+(A) = V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega).$$

**Теорема 3.1.** Предположим, что оператор  $A$  определен в (3.2), а  $\sigma_0$  удовлетворяет (3.7). Тогда для любого  $U_0 \in X_{\sigma_0}$  справедлива оценка (2.12).

Доказательство см. [2],[9].

## 4. Стабилизация линеаризованной системы Буссинеска

Напомним, что мы ищем управление

$$u = (u_1, u_2) \in V_{00}^1(\omega) = \{w \in V_0^1(\Omega) \times H_0^1(\Omega) : w(x) = 0 \forall x \in \Omega \setminus \omega\} \quad (4.1)$$

такое, что решение  $(y, z)$  задачи (2.7)–(2.10), (2.6) удовлетворяет оценке (2.12), где  $y_0, \theta_0$  заменено

на  $y_0 + u_1, \theta_0 + u_2$  соответственно. Для этого необходимо сконструировать оператор  $E : V_0^1(\Omega) \times H_0^1(\Omega) \rightarrow V_{00}^1(\omega)$ , который переводит произвольное начальное условие  $(y_0, \theta_0)$  из (2.11) в управление  $(u_1, u_2) \in V_{00}^1(\omega)$  такое, что  $(y_0 + u_1, \theta_0 + u_2) \in X_{\sigma_0}$ . Мы будем действовать по плану, принятому в работе [4].

Для оператора  $A^*$  рассмотрим спектральную задачу

$$(\bar{\lambda}_0 I - A^*)U = 0, x \in \Omega, \quad (4.2)$$

где  $A^*$  – оператор (3.4). Перепишем (4.2) без использования проектора  $\pi$ :

$$\Delta y(x) + (\hat{v}(x), \nabla) y(x) - ((y(x), \nabla) \hat{v}(x))^* + \bar{\lambda}_0 y(x) - z \nabla \hat{\theta}(x) + \nabla p(x) = 0, \operatorname{div} y(x) = 0, \quad (4.3)$$

$$\Delta z(x) + (\hat{v}(x), \nabla z(x)) + \bar{\lambda}_0 z(x) - (\bar{e}, y(x)) = 0, \quad (4.4)$$

где  $x \in \Omega$ . Применяя к равенству (4.3) оператор  $\operatorname{div}$  и учитывая, что  $\operatorname{div} y(x) = 0$ , получим

$$\Delta p(x) = \operatorname{div}(z \nabla \hat{\theta}(x)) - (\partial_i \hat{v}_j(x)) \partial_j y_i(x) + (\Delta \hat{v}, y(x)) + (\partial_j \hat{v}_i(x)) (\partial_j y(x)). \quad (4.5)$$

Сначала докажем некоторую карлемановскую оценку для решения (4.3)–(4.5). Похожие карлемановские оценки для уравнений Навье–Стокса доказаны в [4].

### 4.1. Карлемановская оценка

Рассмотрим аналог уравнений (4.3)–(4.5) с правой частью:

$$\Delta y(x) + (\hat{v}(x), \nabla) y(x) - ((y(x), \nabla) \hat{v}(x))^* + \bar{\lambda}_0 y(x) - z \nabla \hat{\theta}(x) + \nabla p(x) = f(x), \operatorname{div} y(x) = 0, \quad (4.6)$$

$$\Delta p(x) = \operatorname{div} f(x) + \operatorname{div}(z \nabla \hat{\theta}(x)) - (\partial_i \hat{v}_j(x)) \partial_j y_i(x) + (\Delta \hat{v}, y(x)) + (\partial_j \hat{v}_i(x)) (\partial_j y(x)), \quad (4.7)$$

$$\Delta z(x) + (\hat{v}(x), \nabla z(x)) + \bar{\lambda}_0 z(x) - (\bar{e}, y(x)) = g(x). \quad (4.8)$$

Предположим, что  $y(x), p(x)$  и  $z(x)$  удовлетворяют на границе  $\partial\Omega$  следующим равенствам:

$$y|_{\partial\Omega} = 0, \nabla y|_{\partial\Omega} = 0, p|_{\partial\Omega} = 0, \nabla p|_{\partial\Omega} = 0, z|_{\partial\Omega} = 0, \nabla z|_{\partial\Omega} = 0. \quad (4.9)$$

Для достаточно малого  $\varepsilon > 0$  рассмотрим подобласть области  $\Omega$ :

$$\Omega_{-\varepsilon} = \{x \in \Omega : \operatorname{dist}(x, \partial\Omega) > \varepsilon\}.$$

Пусть  $\omega$  – подобласть, компактно вложенная в  $\Omega_{-\varepsilon}$ . Рассмотрим функцию  $\varphi(x) \in C^2(\Omega)$ , которая не имеет критических точек вне  $\omega$ , т.е.

$$\min_{x \in \Omega \setminus \omega} |\nabla \varphi(x)| > 0$$

и

$$\phi(x) \geq 1, x \in \Omega, \max_{\Omega \setminus \Omega_{-\varepsilon/2}} \phi(x) < 2 \min_{\Omega_{-\varepsilon}} \phi(x). \quad (4.11)$$

Доказательство существования такой функции см. в [4].

Рассмотрим функцию

$$\phi(x) \equiv \phi_\lambda(x) = e^{\lambda\phi(x)}, \quad (4.12)$$

где  $\lambda$  – параметр.

**Теорема 4.1.** Пусть  $y \in (H^3(\Omega))^3$ ,  $p \in H^2(\Omega)$ ,  $f \in (H^1(\Omega))^3$ ,  $z \in H^2(\Omega)$ ,  $g \in L_2(\Omega)$  удовлетворяют (4.6)–(4.9). Тогда существует величина  $\lambda_0 > 0$  такая, что для любого  $\lambda > \lambda_0$  имеет место следующая карлемановская оценка:

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} e^{2\phi(x)} [\lambda^4 \phi^3(x) (|y(x)|^2 + |p(x)|^2 + |z(x)|^2) + \\ & \lambda^2 \phi(x) (|\nabla y(x)|^2 + |\nabla p(x)|^2 + |\nabla z(x)|^2)] dx \leq \\ & c \left( \int_{\Omega} e^{2\phi(x)} (|f(x)|^2 + |\operatorname{div} f(x)|^2 + |g(x)|^2) dx + \right. \\ & \left. \int_{\Omega} e^{2\phi(x)} [\lambda^4 \phi^3(x) (|y(x)|^2 + |p(x)|^2 + |z(x)|^2) + \right. \\ & \left. \lambda^2 \phi(x) (|\nabla y(x)|^2 + |\nabla p(x)|^2 + |\nabla z(x)|^2)] dx \right), \end{aligned} \quad (4.13)$$

где константа  $c > 0$  не зависит от  $y, p, z, f, g$  и  $\lambda > \lambda_0$ .

*Доказательство.* В уравнениях (4.6)–(4.8) сделаем замену:

$$y(x) = e^{-\phi} w(x), p(x) = e^{-\phi} q(x), z(x) = e^{-\phi} \mathcal{G}(x). \quad (4.14)$$

Из (4.9) следуют граничные условия:

$$\begin{aligned} w|_{\partial\Omega} = 0, \nabla w|_{\partial\Omega} = 0, q|_{\partial\Omega} = 0, \nabla q|_{\partial\Omega} = 0, \\ \mathcal{G}|_{\partial\Omega} = 0, \nabla \mathcal{G}|_{\partial\Omega} = 0. \end{aligned}$$

Подставляя (4.14) в (4.6), (4.8) и учитывая, что

$$\nabla \phi = \lambda \phi \nabla \phi, \Delta \phi = \lambda^2 \phi |\nabla \phi|^2 + \lambda \phi \Delta \phi,$$

получим уравнения

$$A_1 w + A_2 w = e^\phi f + L_1(w, q) + \mathcal{G} \nabla \hat{\theta}, \quad (4.15)$$

$$A_1 \mathcal{G} + A_2 \mathcal{G} = e^\phi g + L_2(\mathcal{G}) + (\bar{e}, w), \quad (4.16)$$

где

$$A_1 = \Delta + \phi^2 \lambda^2 |\nabla \phi|^2, A_2 = -2\phi \lambda (\nabla \phi, \nabla), \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} L_1(w, q) = (\lambda^2 \phi |\nabla \phi|^2 + \lambda \phi \Delta \phi) w + \lambda \phi (\hat{v}, \nabla \phi) w - \\ (\hat{v}, \nabla) w + ((w, \nabla) \hat{v})^* - \lambda_0 w - \nabla q + \lambda \phi q \nabla \phi, \end{aligned} \quad (4.18)$$

$$\begin{aligned} L_2(\mathcal{G}) = (\lambda^2 \phi |\nabla \phi|^2 + \lambda \phi \Delta \phi) \mathcal{G} + \\ \lambda \phi (\hat{v}, \nabla \phi) \mathcal{G} - (\hat{v}, \nabla) \mathcal{G} - \lambda_0 \mathcal{G}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Из (4.15) следует, что

$$\begin{aligned} \|A_1 w\|_{L_2(\Omega)}^2 + \|A_2 w\|_{L_2(\Omega)}^2 + 2 \operatorname{Re}(A_1 w, A_2 w)_{L_2(\Omega)} = \\ \int_{\Omega} |e^\phi f + L_1(w, q) + \mathcal{G} \nabla \hat{\theta}|^2 dx, \end{aligned} \quad (4.20)$$

где  $\operatorname{Re} z$  – действительная часть числа  $z$ . Учитывая результат из работы [4], имеем:

$$2 \operatorname{Re}(A_1 w, A_2 w)_{L_2(\Omega)} = I_1 + I_2, \quad (4.21)$$

где

$$\begin{aligned} I_1 = -4 \operatorname{Re} \int_{\Omega} \phi \lambda (\Delta w, (\nabla \phi, \nabla) w) dx = \\ -2 \int_{\Omega} \phi \lambda^2 |\nabla \phi|^2 |\nabla w|^2 dx + \\ + \int_{\Omega} 2\phi \lambda (-\Delta \phi |\nabla w|^2 + 2\lambda ((\nabla \phi, \nabla) w, (\nabla \phi, \nabla) w) + \\ 2 \operatorname{Re}[\partial_i w_j \partial_i \partial_k \phi \partial_k \bar{w}_k]) dx, \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned} I_2 = -4 \int_{\Omega} G \phi^3 \lambda^3 |\nabla \phi|^2 \operatorname{Re}(w, (\nabla \phi, \nabla) w) dx = \\ = \int_{\Omega} 6\phi^3 \lambda^4 |\nabla \phi|^4 |w|^2 + 2\phi^3 \lambda^3 |w|^2 (|\nabla \phi|^2 \Delta \phi + \\ (\nabla \phi, \nabla |\nabla \phi|^2)) dx, \end{aligned} \quad (4.23)$$

а для  $\lambda \geq 1$

$$\begin{aligned} \int_{\Omega} |L_1(w, q)|^2 dx \leq \\ c \int_{\Omega} \lambda^4 \phi^2 |w|^2 + |\nabla w|^2 + |\nabla q|^2 + \lambda^2 \phi^2 |q|^2 dx. \end{aligned} \quad (4.24)$$

Подставляя (4.21)–(4.23) в (4.20), учитывая (4.24) и то, что  $((\nabla \phi, \nabla) w, (\nabla \phi, \nabla) w) \geq 0$ ,  $\phi \equiv \phi_\lambda \geq \lambda$ , получим:

$$\begin{aligned} \|A_1 w\|_{L_2(\Omega)}^2 + \|A_2 w\|_{L_2(\Omega)}^2 + \\ \int_{\Omega} 6\phi^3 \lambda^4 |\nabla \phi|^4 |w|^2 - 2\phi \lambda^2 |\nabla \phi|^2 |\nabla w|^2 dx \leq \\ c_1 \int_{\Omega} e^{2\phi} |f|^2 + \phi^3 \lambda^3 |w|^2 + \lambda \phi |\nabla w|^2 + |\nabla q|^2 + \\ \lambda^2 \phi^2 |q|^2 + |\mathcal{G}|^2 dx, \end{aligned} \quad (4.25)$$

где  $c_1$  не зависит от  $w, q, f, \mathcal{G}$  и  $\lambda \geq 1$ .

Аналогично, получим оценку для уравнения (4.16). Для этого оценим  $L_2(\mathcal{G})$  при  $\lambda \geq 1$ :

$$\int_{\Omega} |L_2(\mathcal{G})|^2 dx \leq c_2 \int_{\Omega} \lambda^4 \phi^2 |\mathcal{G}|^2 + |\nabla \mathcal{G}|^2 dx.$$

Следовательно,

$$\begin{aligned} \|A_1 \mathcal{G}\|_{L_2(\Omega)}^2 + \|A_2 \mathcal{G}\|_{L_2(\Omega)}^2 + \\ \int_{\Omega} 6\phi^3 \lambda^4 |\nabla \phi|^4 |\mathcal{G}|^2 - 2\phi \lambda^2 |\nabla \phi|^2 |\nabla \mathcal{G}|^2 dx \leq \\ c_3 \int_{\Omega} e^{2\phi} |g|^2 + \lambda^3 \phi^3 |\mathcal{G}|^2 + \lambda \phi |\nabla \mathcal{G}|^2 + |w|^2 dx, \end{aligned} \quad (4.26)$$

где  $c_3$  не зависит от  $w, q, g, \mathcal{G}$  и  $\lambda \geq 1$ .

Подставляя (4.14) в уравнение (4.7), получим равенство:

$$A_1 q + A_2 q = L_3(w, q) + e^\phi \operatorname{div} f, \quad (4.27)$$

где  $A_1, A_2$  определены в (4.17), а

$$\begin{aligned} L_3(w, q) = (\lambda^2 \phi |\nabla \phi|^2 + \lambda \phi \Delta \phi) q - \\ (\partial_i \hat{v}_j) \partial_j w_i + \lambda \phi (\partial_i \hat{v}_j) \partial_j \phi w_i + \\ (\Delta \hat{v}, w) + (\partial_j \hat{v}_i) (\partial_j w_i) - \lambda \phi (\partial_j \hat{v}_i) (\partial_j \phi) w_j + \\ \Delta \hat{\theta} \mathcal{G} - \lambda \phi \mathcal{G} (\nabla \phi, \nabla \mathcal{G}) + (\nabla \mathcal{G}, \nabla \hat{\theta}). \end{aligned} \quad (4.28)$$

Повторяя действия, аналогичные действиям для получения неравенств (4.25), (4.26), получим следующее неравенство:

$$\begin{aligned} & \|A_1 q\|_{L_2(\Omega)}^2 + \|A_2 q\|_{L_2(\Omega)}^2 + \\ & \int_{\Omega} 6\phi^3 \lambda^4 |\nabla \varphi|^4 |q|^2 - 2\phi \lambda^2 |\nabla \varphi|^2 |\nabla q|^2 dx \leq \\ c_4 \int_{\Omega} e^{2\phi} |\operatorname{div} f|^2 + \phi^3 \lambda^3 |q|^2 + \lambda \phi |\nabla q|^2 + \\ & |\nabla w|^2 + \lambda^2 \phi^2 |w|^2 + |\nabla \mathcal{G}|^2 + \lambda^2 \phi^2 |\mathcal{G}|^2 dx, \end{aligned} \quad (4.29)$$

где  $c_4$  не зависит от  $w, q, f, \mathcal{G}$  и  $\lambda \geq 1$ .

Умножим скалярно в пространстве  $L_2(\Omega)$  уравнение (4.15) на  $\lambda^2 \phi |\nabla \varphi|^2 w$ . Действительная часть от полученного уравнения имеет вид:

$$\int_{\Omega} \lambda^2 \phi \operatorname{Re}(\Delta w, w) |\nabla \varphi|^2 + \lambda^4 \phi^3 |\nabla \varphi|^4 |w|^2 dx = R_1, \quad (4.30)$$

где

$$R_1 = \operatorname{Re} \int_{\Omega} (e^{\phi} f + \mathcal{G} \nabla \hat{\theta} + L_1(w, q) - A_2 w, w) \lambda^2 \phi |\nabla \varphi|^2 dx.$$

Интегрируя по частям левую часть равенства (4.30), получим:

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} \lambda^4 \phi^3 |\nabla \varphi|^4 |w|^2 - \lambda^2 \phi |\nabla w|^2 |\nabla \varphi|^2 dx = R_1 + \\ & \int_{\Omega} \frac{\lambda^3 \phi}{2} (\nabla \varphi, \nabla |w|^2) |\nabla \varphi|^2 + \\ & \frac{\lambda^2 \phi}{2} (\nabla |\nabla \varphi|^2, \nabla |w|^2) dx = R_1 - \end{aligned}$$

$$\int_{\Omega} \frac{\lambda^3 \phi}{2} \left( \lambda |\nabla \varphi|^4 + |\nabla \varphi|^2 \Delta \varphi + (\nabla \varphi, \nabla |\nabla \varphi|^2) + \right. \\ \left. (\nabla |\nabla \varphi|^2, \nabla \varphi) + \lambda^{-1} \Delta |\nabla \varphi|^2 \right) |w|^2 dx.$$

Умножая полученное уравнение на  $-1$  и оценивая правую часть с помощью оценки (4.24), получим:

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} \lambda^2 \phi |\nabla w|^2 |\nabla \varphi|^2 - \lambda^4 \phi^3 |\nabla \varphi|^4 |w|^2 dx \leq \\ & \frac{1}{4} \|A_2 w\|_{L_2(\Omega)}^2 + \\ & \frac{1}{2} \int_{\Omega} e^{2\phi} |f|^2 dx + c_5 \int_{\Omega} |\mathcal{G}|^2 dx + \\ & c_6 \int_{\Omega} \lambda^4 \phi^2 |w|^2 + |\nabla w|^2 + |\nabla q|^2 + \lambda^2 \phi^2 |q|^2 dx. \end{aligned} \quad (4.31)$$

Аналогично, умножим уравнение (4.16) на  $\lambda^2 \phi |\nabla \varphi|^2 \mathcal{G}$  и возьмем действительную часть от полученного равенства. После преобразований, аналогичным выше, получим следующее неравенство:

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} \lambda^2 \phi |\nabla \mathcal{G}|^2 |\nabla \varphi|^2 - \lambda^4 \phi^3 |\nabla \varphi|^4 |\mathcal{G}|^2 dx \leq \\ & \frac{1}{4} \|A_2 \mathcal{G}\|_{L_2(\Omega)}^2 + \\ & \frac{1}{2} \int_{\Omega} e^{2\phi} |g|^2 dx + c_7 \int_{\Omega} |w|^2 dx + \\ & c_8 \int_{\Omega} \lambda^4 \phi^2 |\mathcal{G}|^2 + |\nabla \mathcal{G}|^2 dx. \end{aligned} \quad (4.32)$$

Наконец, умножим уравнение (4.27) на  $\lambda^2 \phi |\nabla \varphi|^2 q$  в пространстве  $L_2(\Omega)$ , возьмем действительную часть. После некоторых преобразований, получим:

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} \lambda^2 \phi |\nabla q|^2 |\nabla \varphi|^2 - \lambda^4 \phi^3 |\nabla \varphi|^4 |q|^2 dx \leq \\ & \frac{1}{4} \|A_2 q\|_{L_2(\Omega)}^2 + \\ & \frac{1}{2} \int_{\Omega} e^{2\phi} |\operatorname{div} f|^2 dx + c_9 \int_{\Omega} \lambda^4 \phi^2 (|q|^2 + |\mathcal{G}|^2) + \\ & |\nabla q|^2 + |\nabla w|^2 + |\nabla \mathcal{G}|^2 + \lambda^2 \phi^2 |w|^2 dx. \end{aligned} \quad (4.33)$$

Заметим, что константы  $c_5, c_6, c_7, c_8$  не зависят от  $w, \mathcal{G}, q, f, g, \lambda \geq 1$ .

Умножим обе части неравенств (4.31)–(4.33) на 3 и сложим. Полученное неравенство сложим с неравенствами (4.25), (4.26), (4.29). Учитывая, что  $\phi \equiv \phi_{\lambda} > \lambda$ , получим:

$$\begin{aligned} & \|A_1 w\|_{L_2(\Omega)}^2 + \|A_1 q\|_{L_2(\Omega)}^2 + \|A_1 \mathcal{G}\|_{L_2(\Omega)}^2 + \\ & \frac{1}{4} \|A_2 w\|_{L_2(\Omega)}^2 + \frac{1}{4} \|A_2 q\|_{L_2(\Omega)}^2 + \frac{1}{4} \|A_2 \mathcal{G}\|_{L_2(\Omega)}^2 + \\ & \int_{\Omega} 3\phi^3 \lambda^4 |\nabla \varphi|^4 (|w|^2 + |q|^2 + |\mathcal{G}|^2) + \\ & \phi \lambda^2 |\nabla \varphi|^2 (|\nabla w|^2 + |\nabla q|^2 + |\nabla \mathcal{G}|^2) dx \leq \\ & c \int_{\Omega} e^{2\phi} (|f|^2 + |\operatorname{div} f|^2 + |g|^2) + \\ & \lambda^3 \phi^3 (|w|^2 + |q|^2 + |\mathcal{G}|^2) + \\ & \lambda \phi (|\nabla w|^2 + |\nabla q|^2 + |\nabla \mathcal{G}|^2) dx. \end{aligned} \quad (4.34)$$

Учитывая (4.10), последнее неравенство перепишем в виде:

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} \phi^3 \lambda^4 (|w|^2 + |q|^2 + |\mathcal{G}|^2) + \\ & \phi \lambda^2 (|\nabla w|^2 + |\nabla q|^2 + |\nabla \mathcal{G}|^2) dx \leq \\ & c \int_{\Omega} e^{2\phi} (|f|^2 + |\operatorname{div} f|^2 + |g|^2) + \\ & \lambda^3 \phi^3 (|w|^2 + |q|^2 + |\mathcal{G}|^2) + \\ & \lambda \phi (|\nabla w|^2 + |\nabla q|^2 + |\nabla \mathcal{G}|^2) dx + \\ & \int_{\Omega} \phi^3 \lambda^4 (|w|^2 + |q|^2 + |\mathcal{G}|^2) + \\ & \phi \lambda^2 (|\nabla w|^2 + |\nabla q|^2 + |\nabla \mathcal{G}|^2) dx. \end{aligned} \quad (4.35)$$

Очевидно, для  $\lambda > \lambda_0$ , где  $\lambda_0$  – достаточно большое, выполнены неравенства:

$$\lambda^3 \phi^3 < \lambda^4 \phi^3 / 2, \quad \lambda \phi < \lambda^2 \phi / 2.$$

Поэтому для таких  $\lambda$  неравенство (4.35) будет иметь вид:

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} \phi^3 \lambda^4 (|w|^2 + |q|^2 + |\mathcal{G}|^2) + \\ & \phi \lambda^2 (|\nabla w|^2 + |\nabla q|^2 + |\nabla \mathcal{G}|^2) dx \leq \\ & 2c \int_{\Omega} e^{2\phi} (|f|^2 + |\operatorname{div} f|^2 + |g|^2) dx + \\ & \int_{\Omega} \lambda^4 \phi^3 (|w|^2 + |q|^2 + |\mathcal{G}|^2) + \\ & \lambda^2 \phi (|\nabla w|^2 + |\nabla q|^2 + |\nabla \mathcal{G}|^2) dx, \end{aligned} \quad (4.36)$$

где константа  $c$  не зависит от  $\lambda$ . Подставляя  $w = e^{\phi} u$ ,  $q = e^{\phi} p$ ,  $\mathcal{G} = e^{\phi} z$  в последнее неравенство и после некоторых преобразований, получим неравенство (4.13) для достаточно больших  $\lambda$ . Теорема доказана.

## 4.2. Теорема о стабилизации линеаризованной системы

Учитывая результат предыдущей теоремы 4.1 и некоторый абстрактный результат из работы [3], в пространстве  $X_{\sigma_0}^+(A^*)$  можно выбрать базис  $(d_1(x), \dots, d_K(x))$  такой, что его сужение  $(d_1(x)|_{\omega}, \dots, d_K(x)|_{\omega})$  на произвольную подобласть  $\omega \subset \Omega$  дает линейно независимые векторы. Мы можем определить пространство (3.8) в эквивалентной форме:

$$X_{\sigma_0} = \{U(x) \in V_0^0(\Omega) \times L_2(\Omega) : \int_{\Omega} U(x) \cdot d_j(x) dx = 0, j = 1, \dots, K\}. \quad (4.37)$$

**Теорема 4.2.** Существует линейный ограниченный оператор

$$E : V_0^1(\Omega) \times H_0^1(\Omega) \rightarrow V_{00}^1(\Omega) \quad (4.38)$$

такой, что

$$\begin{pmatrix} y_0 \\ \theta_0 \end{pmatrix} + E \begin{pmatrix} y_0 \\ \theta_0 \end{pmatrix} \in X_{\sigma_0}.$$

*Доказательство.* Рассмотрим подобласть  $\omega_1 \subset \omega$  с границей  $\partial\omega_1$  класса  $C^\infty$ . В этой подобласти рассмотрим следующую задачу:

$$\begin{aligned} -\Delta w(x) + \nabla p(x) &= v(x), \operatorname{div} w(x) = 0, x \in \omega_1, \\ -\Delta r(x) &= h(x), x \in \omega_1, \\ w|_{\partial\omega_1} &= 0, r|_{\partial\omega_1} = 0. \end{aligned}$$

Известно, что для каждого  $U \equiv (v, h) \in V^0(\omega_1) \times L_2(\omega_1)$  существует единственное решение  $W \equiv (w, r) \in (V^2(\omega_1) \cap V_0^1(\omega_1)) \times (H^2(\omega_1) \cap H_0^1(\omega_1))$  этой задачи. Разрешающий оператор этой задачи обозначим  $R_{\omega_1}^{-1}U = W$ . Продолжение  $R_{\omega_1}^{-1}$  из области  $\omega_1$  в область  $\Omega$  нулем также обозначим  $R_{\omega_1}^{-1}$ . Очевидно,  $R_{\omega_1}^{-1}U \in V_{00}^1(\omega_1)$ .

Будем искать оператор  $E$  в следующем виде:

$$EU(x) = \left[ \sum_{j=1}^K c_j R_{\omega_1}^{-1} d_j \right](x), \quad (4.39)$$

где  $d_j(x)$  определены выше, а коэффициенты  $c_j = c_j(v, h)$  требуется найти. Заметим, что  $EU(x) \in V_0^1(\Omega) \times H_0^1(\Omega)$ ,  $\operatorname{supp} EU(x) \subset \bar{\omega}_1$ . Из определения (4.37) следует, что функция  $U(x) + EU(x) \in X_{\sigma_0}$ , если

$$\int_{\Omega} d_k(x) \left[ \sum_{j=1}^K c_j R_{\omega_1}^{-1} d_j(x) \right] dx = - \int_{\Omega} d_k(x) \cdot U(x) dx$$

для  $k = 1, \dots, K$ . Как и в работах [4],[10] можно доказать, что эта система линейных уравнений имеет единственное решение. Теорема доказана.

Таким образом, чтобы получить стабилизируемость решения задачи (2.7)–(2.10), (2.6) достаточно взять  $u = (u_1, u_2) = E(y_0, z_0)$ .

## 5. Стабилизация системы Буссинеска

В этой параграфе мы изучим задачу стабилизации решения системы (2.2)–(2.6) которая получена из системы Буссинеска путем замены (2.1) неизвестных функций.

### 5.1 Устойчивое инвариантное многообразие

Введем следующее пространство:

$$V_0^{1,2}(Q_T) \equiv \{Y = (y(t, x), z(t, x)) \in L_2(0, T; (V^2(\Omega) \cap V_0^1(\Omega)) \times (H^2(\Omega) \cap H_0^1(\Omega))) : \partial_t y \in L_2(0, T; V_0^0(\Omega)), \partial_t z \in L_2(0, T; L_2(\Omega))\}, \quad (5.1)$$

для каждого  $T > 0$ , где  $Q_T = (0, T) \times \Omega$ . Хорошо известно, (см. [6],[7]) что если для каждого  $T > 0$  существует достаточно малое  $\varepsilon = \varepsilon(T)$  такое, что  $\|y_0\|_{V_0^1(\Omega)}^2 + \|z_0\|_{H_0^1(\Omega)}^2 \leq \varepsilon^2$ , то существует единственное решение  $Y \in V_0^{1,2}(Q_T)$  задачи (2.2)–(2.5), (2.11).

Обозначим его  $S(t, Y_0)(x) = Y(t, x)$ , где  $Y(t, x) = (y(t, x), z(t, x))$ ,  $Y_0 = (y_0, z_0)$ . Так как включение  $V_0^{1,2}(Q_T) \subset C(0, T; V_0^1(\Omega) \times H_0^1(\Omega))$  непрерывно, то семейство операторов  $S(t, Y_0)(x)$  — есть непрерывная полугруппа в пространстве  $V_0^1(\Omega) \times H_0^1(\Omega)$ , т.е.

$$S(t + \tau, Y_0)(x) = (t, S(\tau, Y_0)(x)).$$

Напомним некоторое общее определение устойчивого инвариантного многообразия. Тройка  $\{V, S(t, \cdot), t \geq 0\}$  называется динамической системой с пространством состояний  $V$ , разрешающим оператором  $S(t, \cdot)$  и непрерывным временем  $t \geq 0$ . Устойчивым инвариантным многообразием для динамической системы  $\{V, S(t, \cdot), t \geq 0\}$  называется множество  $\mathcal{M}_- = \mathcal{M}_-(\mathcal{O})$ , определенное в окрестности  $\mathcal{O}$  начала координат и удовлетворяющее следующим условиям:

$$1. Y_0 \in \mathcal{M}_-(\mathcal{O}) \Rightarrow S(t, Y_0) \in \mathcal{M}_-(\mathcal{O}), t \geq 0;$$

$$2. \|S(t, Y_0)\|_V \leq c \|Y_0\|_V e^{-\sigma_0 t}, t \geq 0, \text{ где}$$

константы  $c > 0$ ,  $\sigma_0 > 0$  не зависят от  $Y_0$ .

Из определения пространств (3.8) следует, что пространство  $V = V_0^1(\Omega) \times H_0^1(\Omega)$  разлагается в прямую сумму

$$V = V_+ + V_-, \quad V_+ = X_{\sigma_0}^+(A), \quad V_- = X_{\sigma_0} \cap V_0^1(\Omega). \quad (5.2)$$

Устойчивое инвариантное многообразие удовлетворяет условию  $S(t, \mathcal{M}_-(\mathcal{O})) \subset \mathcal{M}_-(\mathcal{O})$ . Более того, в малой окрестности  $\mathcal{O}$  устойчивое инвариантное многообразие может быть представлено в виде графика в фазовом пространстве  $V = V_+ + V_-$  с помощью формулы:

$$\mathcal{M}_-(\mathcal{O}) = \mathcal{M}_-(\mathcal{O}, f) \equiv \{Y \in V : Y = Y_- + f(Y_-), Y_- \in \mathcal{O}(V_-)\}, \quad (5.3)$$

где  $\mathcal{O}(V_-)$  – окрестность начала координат в пространстве  $V_-$ , а

$$f : \mathcal{O}(V_-) \rightarrow V_+ \quad (5.4)$$

– искомое отображение, обладающее свойством:

$$\frac{\|f(Y_-)\|_{V_+}}{\|Y_-\|_{V_-}} \rightarrow 0, \quad \text{при } t \rightarrow \infty.$$

**Теорема 5.1.** Существует единственное отображение (5.4) такое, что  $\mathcal{M}_-$ , определенное формулой (5.3), является устойчивым инвариантным многообразием для семейства отображений  $y(t, \cdot) = S(t, y_0)$ . Более того,

$$\|S(t, Y_0)\|_V \leq ce^{-\sigma_0 t} \|Y_0\|_V \quad \text{при } t \rightarrow \infty,$$

где константы  $c > 0$ ,  $\sigma_0 > 0$  не зависят от  $Y_0 \in \mathcal{M}_-$ .

Доказательство теоремы хорошо известно (см., например, [11]).

## 5.2 Оператор обратной связи и стабилизация системы Буссинеска

Сконструируем оператор обратной связи для нелинейной системы Буссинеска. Этот оператор будет аналогом оператора (4.38), сконструированного для линеаризованной системы Буссинеска.

Как и в теореме 4.2 мы будем использовать подобласть  $\omega \in \Omega$  и пространство  $V_{00}^1(\omega)$ , определенное в (4.1). Обозначим через  $\mathcal{O}_\varepsilon$  следующее пространство:

$$\mathcal{O}_\varepsilon = \{U = (v, \theta) \in V : \|U\|_V < \varepsilon\}.$$

**Теорема 5.2.** Предположим, что  $\mathcal{M}_-$  – инвариантное многообразие, сконструированное в окрестности начала координат пространства  $V = V_0^1(\Omega) \times H_0^1(\Omega)$  в теореме 5.1. Тогда для достаточно малого  $\varepsilon$  существует непрерывный оператор

$$F : \mathcal{O}_\varepsilon \rightarrow V_{00}^1(\omega) \quad (5.5)$$

такой, что

$$U + F(U) \in \mathcal{M}_- \quad \forall U \in \mathcal{O}_\varepsilon.$$

*Доказательство.* Рассмотрим проекторы

$$P_+ : V \rightarrow V_+, \quad P_- : V \rightarrow V_- \quad (5.6)$$

для пространств, определенных в (5.2). Введем следующие обозначения:

$$QU(x) = U(x) + W(x), \quad \text{где}$$

$$W = F(U) \in V_{00}^1(\omega) \quad (5.7)$$

и  $F$  – искомый оператор. Из (5.6) и определения (5.3) инвариантного многообразия  $\mathcal{M}_-$  следует, что включение  $QU \in \mathcal{M}_-$  эквивалентно равенству

$$P_+ QU = f(P_- QU), \quad (5.8)$$

где  $f$  – оператор (5.4). Кроме того, в области  $\Omega \setminus \omega$  должно выполняться равенство

$$(QU)(x) = U(x).$$

Из (3.8), (4.37) следует, что  $\{d_j(x)\}$  порождают  $V_+$  и отображение  $f(U)$  может быть записано в виде

$$f(P_- QU) = \sum_{j=1}^K d_j f_j(P_- QU).$$

Тогда равенство (5.8) эквивалентно

$$\int_{\Omega} QU(x) d_j(x) dx = f_j(P_- QU), \quad j = 1, \dots, K. \quad (5.9)$$

Как и в (4.39) будем искать векторное поле  $W(x)$  из (5.7) в виде

$$W = R_{\omega_1}^{-1} \sum_{j=1}^K p_j d_j. \quad (5.10)$$

Чтобы найти коэффициенты  $(p_1, \dots, p_k) \equiv p$ , подставим (5.10) в (5.9). Учитывая (5.7), получим следующее равенство, записанное в векторной форме:

$$\vec{U} + A\vec{p} = f(U + (\vec{p}, R_{\omega_1}^{-1} \vec{d})) - (\vec{d}, \vec{U} + A\vec{p}), \quad (5.11)$$

где  $\vec{U} = (U_1, \dots, U_K)$ ,  $A = \|a_{jk}\|$  и

$$U_j = \int_{\Omega} (U(x), d_j(x)) dx,$$

$$a_{jk} = \int_{\Omega} (R_{\omega}^{-1} d_k(x), d_j(x)) dx,$$

$\vec{f}(U) = (f_1(U), \dots, f_K(U))$ ,  $\vec{d} = (d_1(x), \dots, d_K(x))$ .

Учитывая обратимость матрицы  $A = \|a_{jk}\|$ , доказанную в теореме 4.2, к уравнению (5.11) применим принцип сжимающих отображений [4]. Откуда следует, что если  $\|\vec{U}\|$  достаточно мала, то уравнение (5.11) имеет единственное решение  $\vec{p}$ . А так как  $\varepsilon$  в (5.5) мало, то последнее утверждение выполнено. Теорема доказана.

В силу последней теоремы для стабилизируемости решения системы Буссинеска достаточно взять  $u = (u_1, u_2) = F(y_0, z_0)$ .

## Литература

1. Babin A.V. and Vishik M.I. Attractors of evolution equations. – North-Holland, Amsterdam, London, New-York, Tokyo, 1992.

2. Fursikov A.V. Stabilizability of two-dimensional Navier-Stokes equations with help of boundary feedback control// *J. of Math. Fluid Mech.* – № 3, 2001. С. 259–301.
3. Fursikov A.V. Stabilizability of quasi linear parabolic equation by feedback boundary control// *Sbornik: Mathematics.* – №4(192), 2001. С. 593–639.
4. Fursikov A.V. Stabilization for the 3D Navier-Stokes system by feedback boundary control// *Discrete and Continuous dynamical systems.* – №1,2(10), 2004.
5. Lions J.-L., Magenes R. Problems aux limites non homogenes et applications. – Vol 1, Paris: Dunod, 1968.
6. Ladyzhenskaya O.A. The mathematical Theory of Viscous Incompressible Fluids. – Philadelphia: SIAM, 1989
7. Temam R. Navier-Stokes Equations. Theory and Numerical Analysis. – Amsterdam: Elsevier Science Publishers B.V., 1984.
8. Vishik M.I., Fursikov A.V. Mathematical Problems of Statistical Hydromechanics. – Dordrecht, Boston, London: Kluwer Acad. Pub., 1988.
9. Фурсиков А.В. Стабилизируемость квазилинейного параболического уравнения с помощью граничного управления с обратной связью// *Математический сборник.* – №4(192), 2001. С. 593–639.
10. Фурсиков А.В., Эмануилов О.Ю. Точная управляемость уравнений Навье-Стокса и Буссинеска// *Успехи математических наук.* – №3(54), 1999. С. 93–146.
11. Хенри Д. Геометрическая теория полулинейных параболических уравнений. – М.: Наука, 1985.

## Stabilization of the Boussinesq system by start control

M.A. Pribyl

**Abstract.** We study the problem of stabilization of a solution to Boussinesq system given in a bounded domain  $\partial\Omega$  with the help start control. Suppose that the control supported on some subdomain  $\omega \subset \Omega$ . The solution is stabilized near a steady-state solution to Boussinesq system. The result about stabilization was established by the generalization of the method by A. Fursikov [2]–[4],[9]. More precisely, first we investigate linearized Boussinesq equations and prove some Carleman type estimates. After the stabilization the solution of linearized equations we prove the similar result for the Boussinesq equations.

# Исследование и моделирование факторов, ограничивающих радиационную стойкость КНИ СБИС

С.И. Волков<sup>1</sup>, А.А. Глушко, С.А. Морозов

<sup>1</sup>—кандидат технических наук

Проведено исследование деградации параметров субмикронных КНИ МОП транзисторов различной конструкции под действием ионизирующего излучения (ИИ) и их ранжирование по критерию радиационной стойкости. Проведен анализ факторов, ограничивающих стойкость КНИ СБИС к накопленной дозе. На основе технологического моделирования определены режимы формирования транзисторов, обеспечивающие радикальное повышение стойкости без изменения электрических параметров транзисторов.

## 1. Введение

Разработка новых образцов радиоэлектронной аппаратуры, предназначенной для применения в особо ответственных объектах невозможна без радикального повышения функциональной сложности входящей в ее состав элементной базы, основу которой составляют изделия микроэлектроники. Применение микроэлектронных изделий с длительным сроком существования в условиях возможного действия специальных воздействующих факторов предъявляет к ним ряд специфических требований, к числу наиболее значимых из которых можно отнести следующие:

- высокая надежность;
- малое энергопотребление;
- малые габаритные размеры;
- широкий диапазон рабочих температур;
- высокая радиационная стойкость.

В сочетании со сложностью (числом элементов) современных БИС и их рабочими частотами выполнение указанных требований накладывает весьма жесткие ограничения на схемотехнические, конструктивные и технологические решения таких изделий.

Прежде всего, выполнение требований к функциональной сложности, габаритам и энергопотреблению практически исключает возможность использования биполярных СБИС и делает единственно приемлемым вариантом КМОП технологию. В рамках этого конструктивно-технологического базиса существует ряд направлений, ориентированных на достижение различных целей и, соответственно, обладающих различными свойствами:

- КМОП на объемном или эпитаксиальном кремнии;
- КМОП на структурах кремний на изоляторе (КНИ);
- КМОП на структурах кремний на сапфире (КНС);

Выполнение требований к степени интеграции СБИС с учетом уровня отечественной технологической базы возможно только в рамках двух первых позиций. Отечественные технологии КМОП КНС, обладая целым рядом неоспоримых достоинств, в настоящее время не обеспечивают возможности изготовления

СБИС с субмикронными размерами элементов и, следовательно, не способны удовлетворить требование к степени интеграции и рабочей частоте.

Сравнение свойств приборов, изготовленных в близких технологиях на объемном кремнии и КНИ структурах показывает, что по таким показателям как быстродействие, энергопотребление и помехозащищенность, последние имеют ряд преимуществ. Кроме того, КНИ приборы имеют неоспоримое преимущество по стойкости к импульсным воздействиям вследствие того, что, основная масса электронно-дырочных пар генерируется не в рабочем слое кремния, а в подложке, которая электрически от нее изолирована, во-вторых, полная диэлектрическая изоляция активных элементов практически исключает проявление тиристорного эффекта. Это и обусловило выбор КМОП КНИ технологии в качестве основы для реализации СБИС специального назначения.

## 2. Анализ факторов, ограничивающих стойкость КНИ СБИС к накопленной дозе

Вопрос стойкости к эффектам накопленной дозы не может быть решен столь же однозначно. Для ответа на него необходимо провести сравнительный анализ влияния ионизирующего излучения (ИИ) на параметры типовых структур КМОП микросхем. Эти эффекты связаны с формированием радиационно-встроенного заряда в окисле и генерацией поверхностных состояний на границах кремний-окисел и проявляются, в первую очередь, в изменении параметров транзисторов. В случае КНИ технологии транзисторные структуры включают в себя три различных окисла:

- затворный (верхний);
- разделительный (нижний);
- изолирующий (боковой).

Необходимо отметить, что не только свойства указанных окислов, но и границ раздела Si/SiO<sub>2</sub> могут сильно различаться. В особенной степени это касается боковой поверхности рабочих островков, что обусловлено иной кристаллической ориентацией кремния, наличием неровностей, ребер и т.д.

Очевидно, что эффективность мер по повышению дозовой стойкости КНИ СБИС существенно зависит от знания физических особенностей структур, формируемых в выбранном технологическом процессе и их отклика на ИИ.

Ниже приведены результаты исследования поведения двух конструктивных вариантов транзисторов (рисунок 1) при  $\gamma$  облучении (Со60).

Транзистор А-типа с повышенной стойкостью, изображен на рисунке 1 слева. Контакт между областью истока и карманом выполнен с помощью двух «вставок», легированных примесью того же типа, что и

20% от исходного значения) и практически не зависит от потенциала подложки при облучении и конструкции транзистора. Приведенные результаты показывают, что качество формируемого в технологическом процессе подзатворного диэлектрика достаточно высоко и сдвиг пороговых напряжений n- и p-канальных транзисторов не препятствует изготовлению КНИ СБИС с уровнем стойкости к накопленной дозе 1 Мрад.

Иначе обстоит дело с токами утечки закрытых транзисторов. Особенность КМОП КНИ транзисторов, по сравнению с КМОП транзисторами на объемном кремнии, состоит в наличии тыльного полевого тран-

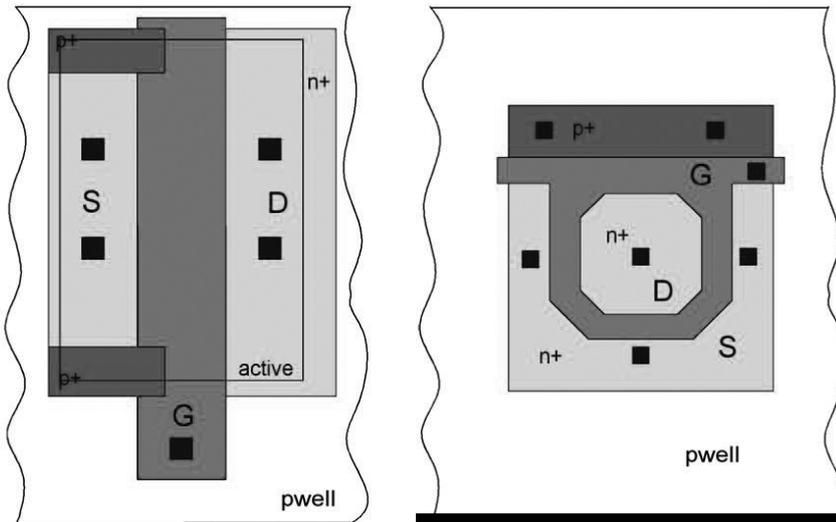


Рис. 1. Топология транзисторов А-типа, и О-типа

карман. Особенностью используемой конструкции является то, что «вставки» расположены по краям области истока и обеспечивают как контакт к подложке (карману), так и частичную блокировку периферийных областей канала (зоны выхода затвора за пределы активной области).

Конструкция транзистора О-типа (рис. 1 справа) не содержит областей выхода затвора за пределы активной области и исключает возможность утечек через боковые транзисторы.

Облучение проводилось при напряжении на затворе транзистора 3,3 В (минус 3,3 В для p-канальных транзисторов) и напряжении исток-сток равном 0,1 В (минус 0,1 В для p-канальных транзисторов). Испытаниям были подвергнуты две группы образцов. Первая группа облучалась при нулевом потенциале подложки (Mode 1), вторая, при ее потенциале минус 3 В (Mode 2).

На рис. 2 приведены зависимости пороговых напряжений n- и p-канальных транзисторов А- и О-типа от накопленной дозы.

Приведенные зависимости показывают, что при наборе дозы 200 крад сдвиг пороговых напряжений не превышает 60 мВ, а при дозе порядка 1 Мрад сдвиг пороговых напряжений составляет 120–200 мВ (12–

зистора, затвором которого является подложка, а захороненный окисел выполняет функцию подзатворного диэлектрика. Исток и сток этого транзистора те же, что и у активного транзистора, поэтому, формирование в процессе облучения заряда в объеме захороненного окисла, приводящего к изменению параметров тыльного транзистора, может существенно изменять эффективные параметры активного транзистора. Для анализа влияния рассматриваемого фактора на поведение элементов СБИС был проведен комплекс исследований дозовых зависимостей характеристик тыльного транзистора. В качестве тестовых объектов использовались кольцевые генераторы (КГ), построенные на транзисторах разных конструкций. Облучение образцов проводилось в динамическом режиме (режим генерации) при двух значениях потенциала подложки – 0 В и минус 3 В. При измерениях определялась зависимость тока утечки (статический режим) генератора от напряжения на подложке. Указанные характеристики позволяют проводить оценки пороговых напряжений как n-, так и p-канальных донных транзисторов, а сопоставление характеристик тестовых элементов различной конструкции дает возможность анализировать влияние особенностей конструкции.

На рис. 3 слева приведены характерные зависимости токов утечки КГ на транзисторах О-типа от напряжения на подложке при различных дозах облучения. Указанные транзисторы в силу особенностей конст-

наблюдается никаких изменений формы кривых. Сдвиг порогового напряжения после набора дозы 920 крад составляет около 8 В. При этом ток утечки через транзисторы КГ, при нулевом потенциале подложки, изме-

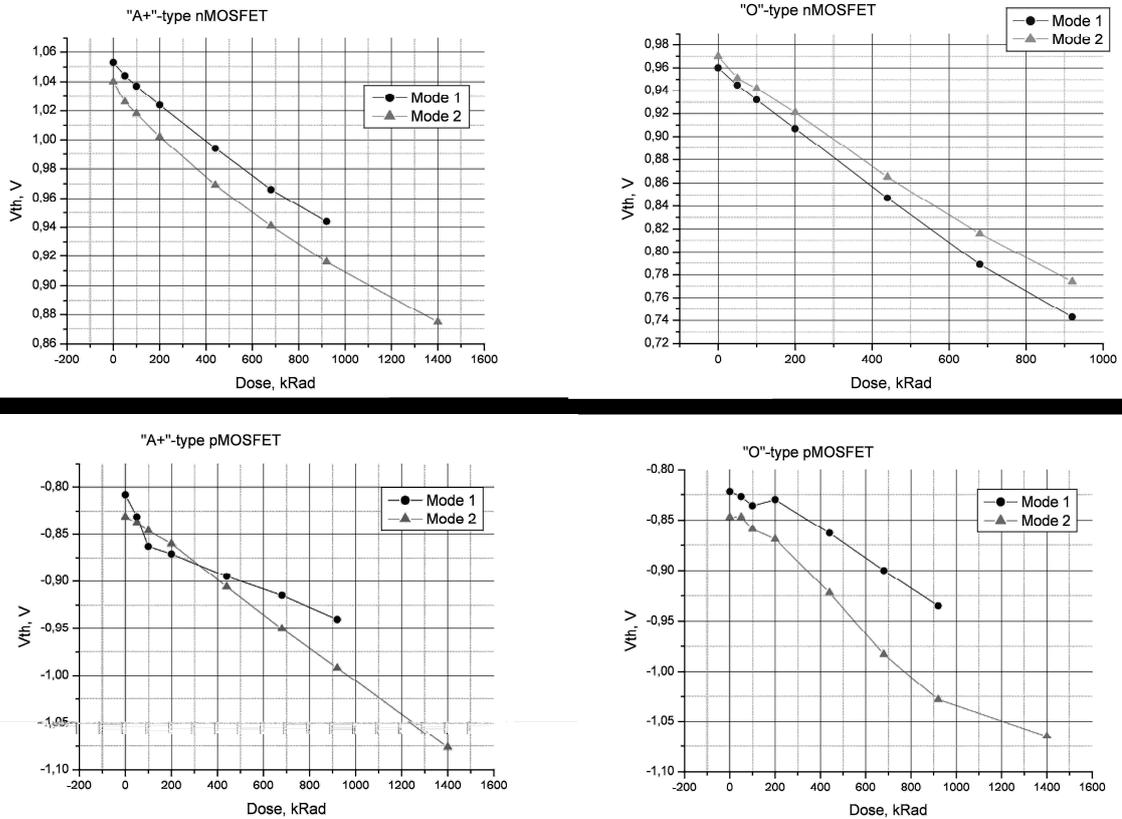


Рис. 2. Зависимость порогового напряжения транзисторов от накопленной дозы

рукции не чувствительны к деградации боковых областей и позволяют оценить параметры собственно донных транзисторов. Облучение проводилось без смещения подложки.

Начальные значения пороговых напряжений, оцененные по уровню тока 10 мкА составляют около 10 В для n-канального транзистора и минус 8 В для р-канального транзистора, соответственно. По мере набора дозы, пороговое напряжение n-канального транзистора уменьшается. Необходимо отметить, что не

яется примерно на порядок величины. Пороговое напряжение р-канальных транзисторов изменяется в сторону увеличения абсолютного значения. Сдвиг при наборе дозы 920 крад не превышает 3 В, т.е. примерно в три раза меньше, чем для n-канального транзистора. Приведенные данные показывают, что собственно донный транзистор не препятствует достижению дозовой стойкости в 1 Мрад.

Существенно иное поведение наблюдается для кольцевых генераторов, построенных на транзисторах

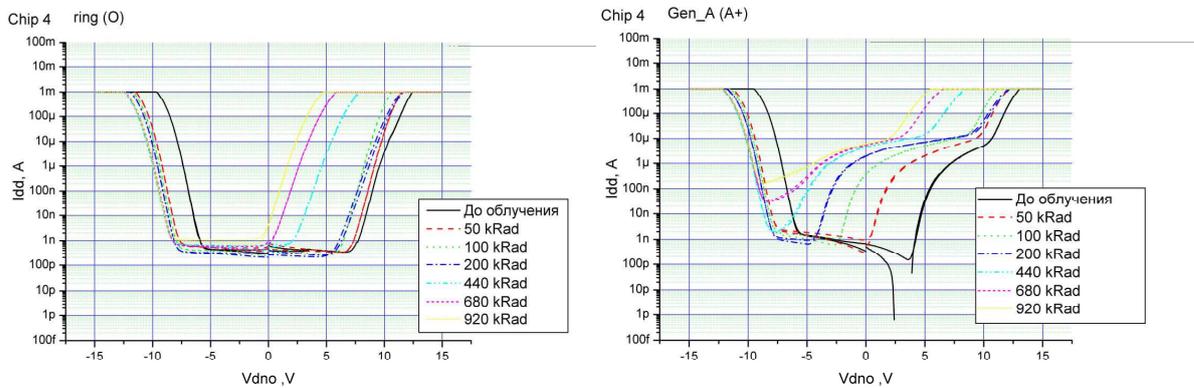


Рис. 3. Зависимость токов утечки кольцевых генераторов от напряжения на подложке для различных доз облучения (облучение без смещения подложки)

А типа, у которых имеется область выхода затвора на толстый окисел (рис. 3 справа). Даже исходные харак-

ны зависимости изменения порогового напряжения донного транзистора О-типа для указанных двух ре-

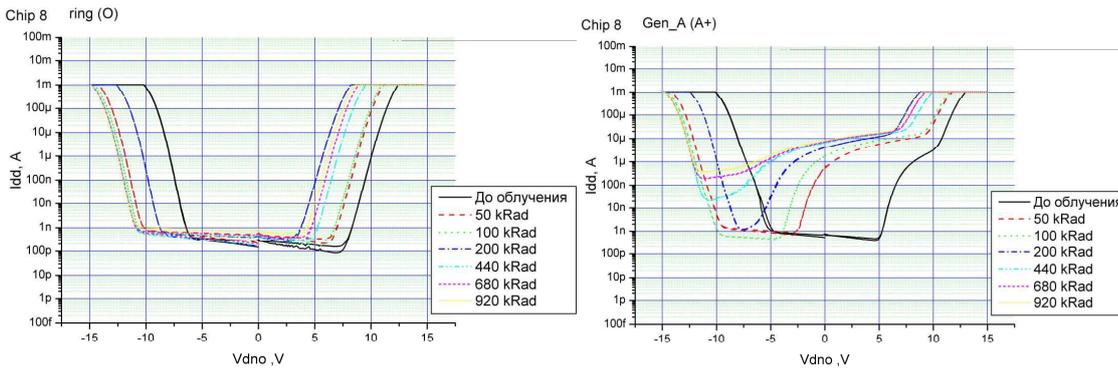


Рис. 4. Зависимость токов утечки кольцевых генераторов от напряжения на подложке для различных доз облучения (облучение при смещении подложки минус 3 В)

теристики имеют излом в части, характеризующей n-канальные транзисторы. Этот излом увеличивается по мере набора дозы и уже при дозе 100 крад начинает влиять на ток утечки при нулевом потенциале подложки. При этом поведение кривых в верхней части рисунка (для токов больше 10 мкА) совпадает с поведением кривых для КГ на транзисторах О-типа. Очевидно, что в этой области доминирует вклад донного транзистора. Принципиальное различие приведенных характеристик показывает, что с точки зрения стойкости, наиболее слабым местом транзистора является его боковая поверхность. Необходимо отметить, что вклад этой области в радиационную деградацию существенно зависит от общей топологической картины. Для отдельно стоящего транзистора ее вклад минимален и возрастает при увеличении плотности расположения активных областей. Это, по всей видимости, свиде-

жет о том, что свойства рассматриваемой области определяются профилем травления активных островков.

жет о том, что свойства рассматриваемой области определяются профилем травления активных островков. Видно, что темп изменений порогового напряжения транзисторов О-типа, облучаемых при нулевом смещении подложки примерно в два раза выше, чем транзисторов, облучаемых при отрицательном потенциале подложки.

Поведение токов утечки КГ, сформированных транзисторов А-типа имеет более сложный характер. В области больших токов утечки поведение этих объектов аналогично (рис. 5 слева), в том числе, и в части зависимости степени деградации от смещения подложки при облучении. В области же малых токов наблюдается принципиально разное поведение этих двух типов конструкций (рис. 3). Анализ полученных зависимостей в области малых токов показал (рис. 5 справа), что деградация характеристик в этой области перестает быть функцией смещения подложки.

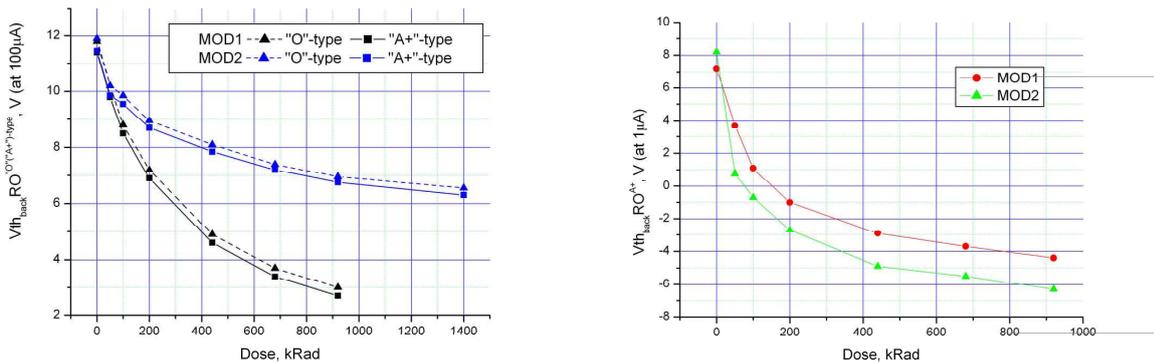


Рис. 5. Зависимость порогового напряжения донного транзистора от дозы облучения

тельствует о том, что свойства рассматриваемой области определяются профилем травления активных островков.

Поведение образцов, облученных при отрицательном смещении подложки, представлено на рис. 4.

Как видно, их поведение качественно подобно поведению образцов, облученных при нулевом смещении подложки. Вместе с тем имеется заметная количественная разница в темпе изменений порогового напряжения донного транзистора. На рис. 5 представле-

Это можно рассматривать, во-первых, как дополнительное свидетельство того, что в пределах исследованных величин накопленной дозы тыльный транзистор не является заметной причиной возникновения утечек, а критическая область, в которой формируется радиационно-встроенный заряд, удалена от подложки, либо электрически от нее экранирована.

Рассмотренные результаты позволяют выделить два основных варианта конструкции транзисторов, различающихся по радиационному поведению. Пер-

вый вариант – транзисторы  $A_+$  - типа демонстрируют меньший уход порогового напряжения, но при наборе

ниже подложка/захороненный окисел. В данной работе для повышения радиационной стойкости КНИ МОП-

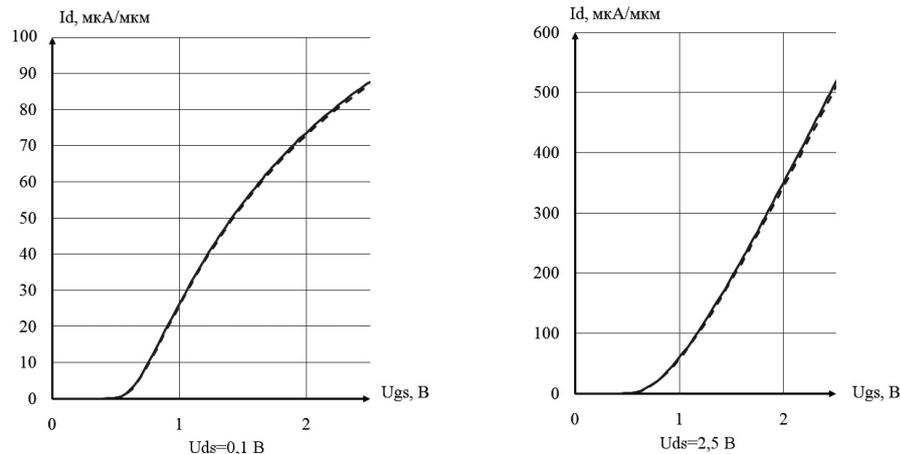


Рис. 6. Пороговые характеристики рабочих транзисторов с различным легированием карманов: пунктирными линиями показаны характеристики для транзистора с ретроградным легированием, сплошными линиями – характеристики транзистора без ретроградного легирования

дозы проявляют склонность к возникновению утечек сток-исток по боковым граням. Второй вариант – кольцевые транзисторы, стойкость которых ограничена сдвигом порогового напряжения донного транзистора. Учитывая, что темп формирования радиацион-

транзисторов использовано увеличение концентрации примеси в донной области кармана транзистора. При этом принципиально важно сохранить неизменными характеристики основного транзистора.

Легирование карманов проводится в два этапа.

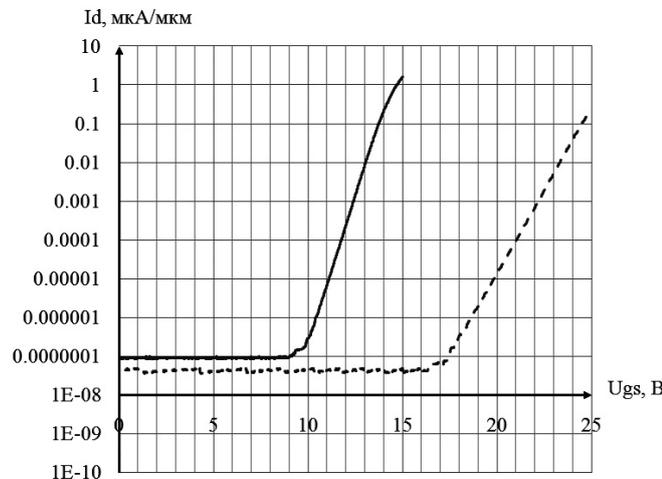


Рис. 7. Пороговые характеристики донных транзисторов с различным легированием карманов: пунктирными линиями показаны характеристики для транзистора с ретроградным легированием, сплошными линиями – характеристики транзистора без ретроградного легирования

но-встроенного заряда определяется, в первую очередь, свойствами исходных КНИ структур повышения стойкости.

### 3. Моделирование и оптимизация режимов легирования карманов транзисторов

Повышение порогового напряжения донного транзистора может быть обеспечено либо за счет увеличения толщины скрытого окисла, либо за счет повышения концентрации легирующей примеси на гра-

Имплантация ионов с высокой энергией (донное легирование) определяет донную концентрацию примеси и создает некоторую концентрацию примеси в поверхностной области. За счет имплантации ионов с меньшей энергией (поверхностное легирование) формируется требуемая концентрация примеси в поверхностной области, которая в основном определяет свойства рабочего транзистора. Для выбора оптимальных режимов донного и поверхностного легирования средствами TCAD было проведено полное моделирование процесса формирования транзисторной структуры. В результате моделирования были определены режимы

имплантации, обеспечивающие существенное (пятикратное) повышение концентрации примеси в донной области с сохранением профиля легирования в поверхностной зоне, что подтверждается неизменностью пороговых характеристик рабочего транзистора (рис. 6). При этом пороговое напряжение донного транзистора возрастает более чем в полтора раза (рис. 7).

Такое увеличение порогового напряжения донного транзистора, с учетом динамики формирования радиационно-встроенного заряда в захороненном окисле, обеспечивает повышение радиационной стойкости КНИ транзистора более чем в два раза. Таким образом, использование специальных конструкций транзисторов в сочетании со специальной технологией позволяют разрабатывать и изготавливать СБИС с уровнем стойкости к накопленной дозе более 1 Мрад.

#### 4. Заключение

Рассмотренный конструктивно-технологический базис радиационно-стойких КНИ СБИС был успешно апробирован при разработке и изготовлении ряда высокосложных микросхем: СОЗУ емкостью 1 Мбит (уровень стойкости 200 крад); однокристалльной вычислительной системы на основе RISC процессора (уровень стойкости 200 крад); интерфейсного контроллера (уровень стойкости 200 крад); 16 разрядного микроконтроллера (уровень стойкости 500 крад); сбоеустойчивого процессора (уровень стойкости 200 крад); БИС Спец.ОЗУ емкостью 64Кбит (уровень стойкости 1 Мрад) и БИС радиотракта БАСН (уровень стойкости 1 Мрад)

## Study and the simulation of the factors, which limit radiation hardness of SOI VLSI

S. Volkov, A. Glushko, S. Morozov

**Abstract.** Is carried out a study of the degradation of the parameters of sub-micron SOI MOS transistors of different layout under the effect of the ionizing radiation and their ranking on the criterion of radiation hardness. Is carried out the analysis of the factors, which limit resistance SOI VLSI to the accumulated dose. The regimes of the forming of transistors, which ensure a radical increase in the stability without a change in the electrical parameters of transistors, are determined on the basis of technological simulation.

# Ассоциативная память с квази-Хеббовскими межсвязями

Я.М. Карандашев, Б.В. Крыжановский<sup>1</sup>, Л.Б. Литинский<sup>2</sup>

1- член-корр. РАН, доктор физико-математических наук, 2- кандидат физико-математических наук

Модель Хопфилда является общепринятой моделью ассоциативной памяти. Ее недостатком является катастрофическое разрушение памяти вследствие ее переполнения: если записать в межнейронные связи число паттернов, больше критического значения, память сети полностью разрушится. Мы показываем, что данный недостаток модели можно устранить, снабдив паттерны различными весовыми множителями. Методами статистической физики в самом общем случае получено основное уравнение, решение которого характеризует распознающие свойства нейросети. В настоящей работе уравнение решается для модельного распределения весов. Рассмотрение общего случая отнесено в отдельную публикацию.

## 1. Введение

Базовой моделью ассоциативных нейронных сетей является модель Хопфилда [1]. Ее основу составляет динамическая система из  $N$  связанных друг с другом бинарных переменных (спинов)  $\{S_i\}_{i=1}^N$ , где  $S_i = \pm 1$ . Спины связаны друг с другом посредством симметричной матрицы связей  $\mathbf{J} = (J_{ij})_{i,j=1}^N$ :  $J_{ij} = J_{ji}$ ,  $J_{ii} = 0$ . Состояние спиновой системы как целого в момент времени  $t$  описывается конфигурационным вектором (конфигурацией)  $\mathbf{S}(t) = (S_1(t), S_2(t), \dots, S_N(t))$ . Локальное поле, которое в момент времени  $t$  действует на  $i$ -й спин, есть  $h_i(t) \sim \sum_{j=1}^N J_{ij} S_j(t)$ . Динамика системы такова: если спин  $S_i(t)$  не совпадает со знаком локального поля  $h_i(t)$ , то в следующий момент спин меняет свое состояние (переворачивается). В противном случае состояние спина остается неизменным:  $S_i(t+1) = \text{sign}(h_i(t))$ . Такая динамика неизбежно приводит систему в состояние, в котором каждый спин будет совпадать со знаком действующего на него локального поля. Подобные состояния называют неподвижными точками, поскольку эволюция системы в них прекращается.

Определим квадратичный по спиновым переменным  $S_i$  функционал, называемый энергией состояния  $\mathbf{S}(t)$

$$E(t) \sim - \sum_{i=1}^N S_i(t) h_i(t) = - \sum_{i,j=1}^N J_{ij} S_i(t) S_j(t). \quad (1)$$

Легко видеть, что  $E(t)$  монотонно убывает при каждом перевороте спина, и что неподвижные точки являются локальными минимумами по энергии. Таким образом, эволюция системы в конфигурационном пространстве сопровождается тем, что система скатывается по энергетической поверхности из произвольного начального состояния в ближайший локальный минимум. Это скатывание трактуется как восстановление сетью истинного образа (локального минимума) по его искаженному изображению (начальному состоянию). Основная проблема здесь - управление множеством

неподвижных точек, а именно: для заданного набора конфигураций  $\mathbf{o}^{(\mu)} = \{\xi_1^{(\mu)}, \xi_2^{(\mu)}, \dots, \xi_N^{(\mu)}\}$  ( $\mu = 1, \dots, M$ ) необходимо построить такую матрицу связи  $\mathbf{J}$ , чтобы неподвижными точками были исходные конфигурации  $\mathbf{o}^{(\mu)}$  (желательно – единственными неподвижными точками). Именно  $\mathbf{o}^{(\mu)}$  и образуют память сети. Такие наперед заданные конфигурации называют паттернами.

Модель Хопфилда пытается решить эту проблему с помощью Хеббовской матрицы связей [1]:

$$J_{ij} = (1 - \delta_{ij}) \sum_{\mu=1}^M \xi_i^{(\mu)} \xi_j^{(\mu)}, \quad i, j = 1, \dots, N, \quad (2)$$

где  $\delta_{ij}$  - символ Кронекера. Матрице (2) присуще важное свойство - локальность связей между нейронами:  $ij$ -я межсвязь определяется суперпозицией состояний  $i$ -го и  $j$ -го нейронов во всех  $M$  паттернах - и ничем больше. Подобная локальность упрощает процедуру добавления к памяти сети новых паттернов.

В пионерских работах [2],[3] для исследования модели Хопфилда были использованы методы статистической физики. Наиболее известный результат состоит в следующем: при большой размерности  $N \gg 1$  случайные паттерны будут неподвижными точками сети, если их число не превышает критического значения  $M_c = \alpha_c \cdot N$ , где  $\alpha_c = 0.138$ . Иначе говоря, пока  $M < M_c$ , модель Хопфилда работает как память. Если же  $M > M_c$ , память разрушается – паттерны перестают быть неподвижными точками. Наша работа посвящена обобщению данного результата, поэтому обсудим его подробнее.

На самом деле в [2], [3] было установлено следующее: пока  $M < M_c$ , в небольшой окрестности каждого паттерна непременно имеется локальный минимум функционала (1), и его перекрытие с паттерном близко к 1. Если  $\mathbf{S}^{(\mu)} = (S_1^{(\mu)}, S_2^{(\mu)}, \dots, S_N^{(\mu)})$  - локальный минимум, связанный с  $\mu$ -м паттерном  $\mathbf{o}^{(\mu)}$ , то перекрытие между ними есть

$$m^{(\mu)} = \frac{(\mathbf{S}^{(\mu)}, \mathbf{o}^{(\mu)})}{N} = \frac{\sum_{i=1}^N S_i^{(\mu)} \xi_i^{(\mu)}}{N},$$

и оно будет порядка 1:  $m^{(\mu)} \sim 1$ . Отношение числа паттернов к размерности задачи  $\alpha = M/N$  называется *загрузкой* сети. Чем  $\alpha$  меньше, тем величина перекрытия  $m^{(\mu)}$  будет больше. Все это важно для понимания дальнейших результатов, в формулировке которых всегда присутствует перекрытие паттерна с ближайшим локальным минимумом. Для простоты будем считать синонимами такие выражения, как «паттерн восстанавливается/распознается сетью» и «перекрытие паттерна с локальным минимумом близко к 1».

Обратим внимание на то, что когда число паттернов становится больше критического  $M_c$ , все они перестают распознаваться сетью. Локальные минимумы скачком удаляются от паттернов, и их перекрытие с паттернами становится близко к 0 [1]-[3]. Происходит «катастрофическое разрушение памяти» - сеть перестает способствовать распознаванию паттернов. Такое свойство модели Хопфилда всегда вызывало нарекания. Память системы не должна полностью разрушаться из-за ее переполнения. Обновление памяти должно происходить путем частичной замены, а не путем полного забывания всего накопленного материала. Иными словами, попытка записать в память паттерны сверх имеющегося лимита не должна приводить к полному разрушению памяти. Подобные претензии к модели Хопфилда были высказаны еще в конце 80-х годов [4]-[6]. Тогда же были предложены способы устранения этого несовершенства. Хорошо исследованным оказался прием, получивший название «обучения с ограничением» [1], [4], [5]. Суть приема состоит в обрезании Хеббовских матричных элементов (2): если  $J_{ij}^{(old)}$  - ранее созданный матричный элемент, то его модификация происходит по формуле:

$$J_{ij}^{(new)} = \begin{cases} J_{ij}^{(old)} + \xi_i^{(\mu)} \xi_j^{(\mu)} / \sqrt{N}, & \text{если } |J_{ij}^{(new)}| < A \\ J_{ij}^{(old)}, & \text{в противном случае} \end{cases}$$

Здесь  $A$  - свободный параметр задачи. Эта вычислительная схема была исследована экспериментально [4] и теоретически [5], и дала неплохие результаты: при оптимальном значении границы ( $A_{opt} \approx 0.35$ ) сеть хорошо «помнит» паттерны, предъявленные для обучения последними: их число равно  $\tilde{M}_c \approx 0.04 \cdot N$ . Все ранее показанные паттерны сетью «забываются», но катастрофического разрушения памяти не происходит.

В [6] высказывалась другая идея: снабдить паттерны индивидуальными весовыми множителями. Иначе говоря, перейти от обучающего правила (2) к квази-Хеббовскому правилу:

$$J_{ij} = (1 - \delta_{ij}) \sum_{\mu=1}^M r_{\mu} \xi_i^{(\mu)} \xi_j^{(\mu)}. \quad (3)$$

Мотивация этого подхода такова. Ясно, что катастрофическое разрушение памяти в модели Хопфилда обусловлено абсолютным равноправием всех паттернов. Рассмотрим следующий мысленный эксперимент: пусть при некоторых условиях локальный минимум в окрестности какого-то паттерна перестает существовать. Очевидно, что одновременно с этим перестанут существовать минимумы в окрестностях всех других паттернов - ведь все паттерны полностью равноправны (см. выражение (2)). Поэтому - предполагали авто-

ры [6] - если ввести различия между паттернами, снабдить их разными весами, это может устранить катастрофическое разрушение памяти. Положительные веса  $r_{\mu}$  можно было бы интерпретировать как вероятности появления паттернов в процессе обучения:  $r_{\mu} \geq 0$ . В работах [5]-[7] дело не пошло дальше обсуждения этой идеи. Наша работа посвящена исследованию именно данной вычислительной схемы.

В дальнейшем будем называть *стандартной* моделью Хопфилда случай тождественно равных друг другу весов  $r_{\mu}$ . Под *обобщенной* моделью Хопфилда будем понимать случай различных весов  $r_{\mu}$ . В следующем разделе, опираясь на классические результаты [2], [3], выводится основное уравнение для обобщенной модели Хопфилда. В качестве примера это уравнение подробно решается для стандартной модели Хопфилда. В следующем затем разделе анализируется модельное распределение весов  $r_{\mu}$ , когда только один весовой множитель отличается от всех остальных:  $r_1 \neq r_2 = r_3 = \dots = r_M = 1$ . Эту модель удастся аналитически исследовать до конца. Оказывается, что единственный, отличающийся от всех остальных весовой множитель, способен весьма кардинально менять свойства памяти сети.

## 2. Основное уравнение и модель Хопфилда

**1. Основное уравнение.** Здесь и далее исследуется функционал (1) с квази-Хеббовской матрицей (3). Энергия состояния  $\mathbf{S}$  может быть представлена в виде:

$$E(\mathbf{S}) = - \sum_{\mu=1}^M r_{\mu} m_{\mu}^2(\mathbf{S}),$$

где  $m_{\mu}(\mathbf{S})$  есть перекрытие состояния  $\mathbf{S}$  с паттерном  $\mathbf{o}^{(\mu)}$ . Методы статистической физики позволяют получить систему уравнений для перекрытия паттерна  $\mathbf{o}^{(\mu)}$  с ближайшим к нему локальным минимумом  $\mathbf{S}^{(\mu)}$ . Решив эту систему можно установить, при каких условиях перекрытие локального минимума с паттерном будет порядка 1:  $m_k \sim 1$ ? Иными словами: при каких условиях локальный минимум совпадает (или почти совпадает) с  $k$ -м паттерном?

Предполагая размерность задачи очень большой ( $N \gg 1$ ), положим  $M = \alpha \cdot N$ . Будем изучать локальный минимум, находящийся в окрестности  $\mathbf{o}^{(k)}$ . Повторяя вычисления, проделанные для модели Хопфилда в [1]-[3], для перекрытия  $m_k$   $k$ -го паттерна с ближайшим локальным минимумом получим систему уравнений:

$$m_k = \operatorname{erf} \left( \frac{r_k m_k}{\sqrt{2} \sigma_k} \right), \quad \sigma_k^2 = \frac{1}{N} \sum_{\mu \neq k}^M \frac{r_{\mu}^2}{(1 - C \cdot r_{\mu})^2}, \quad (4)$$

$$C = \frac{1}{\sigma_k} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \exp \left[ - \left( \frac{r_k m_k}{\sqrt{2} \sigma_k} \right)^2 \right].$$

Здесь  $\sigma_k^2 = \sum_{\mu \neq k}^M r_{\mu}^2 m_{k\mu}^2$ , где  $m_{k\mu}$  - перекрытие  $k$ -го локального минимума с  $\mu$ -м паттерном для случая

$k \neq \mu$ . Грубо говоря,  $\sigma_k^2$  есть взвешенная сумма квадратов перекрытий  $k$ -го локального минимума со всеми паттернами, кроме  $k$ -го. В случае одинаковых весов система (4) сводится к уравнениям, хорошо известным для модели Хопфилда (см. в [1] уравнения (2.71)-(2.73)). Для общего случая различающихся весов система уравнений (4) впервые была получена в [7], однако затем авторы упростили ее, положив  $r_\mu \equiv 1$ , и исследовали только стандартную модель Хопфилда. Мы разовьем методы, позволяющие исследовать систему (4) в общем случае различных весов.

Введем новую переменную  $y = r_k m_k / \sqrt{2} \sigma_k$ . Исключая из (4)  $\sigma_k$  и  $C$ , получим *основное уравнение* для  $k$ -го паттерна:

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\gamma^2} \cdot \frac{1}{M-1} \sum_{\mu \neq k} \frac{r_\mu^2}{(r_k \cdot \varphi - r_\mu)^2}, \quad (5)$$

где

$$\gamma = \sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-y^2} \text{ и } \varphi = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{\operatorname{erf} y}{y} e^{y^2}. \quad (6)$$

Функция  $\gamma(y)$  монотонно убывает, а функция  $\varphi(y)$ , напротив, монотонно возрастает от своего наименьшего значения  $\varphi(0)=1$ . Эти функции часто используются в дальнейшем. Для простоты, будем иногда опускать для них явное указание на зависимость от аргумента  $y$ , и писать просто  $\gamma$  и  $\varphi$  как в уравнениях (5), (6).

Зафиксируем значения внешних параметров  $N \gg 1$ ,  $\alpha$  и  $\{r_\mu\}_1^M$ . Если  $y_0$  является решением уравнения (5), то перекрытие локального минимума с  $k$ -м паттерном равно

$$m_k = \operatorname{erf} y_0. \quad (7)$$

С помощью того же  $y_0$  можно вычислить и  $\sigma_k$ , характеризующее среднее перекрытие  $k$ -го локального минимума остальными паттернами:

$$\sigma_k = r_k \frac{\operatorname{erf} y_0}{\sqrt{2} y_0}. \quad (8)$$

Важную роль играет исследование условий, при которых уравнение (5) разрешимо. Например, полезно определить критическое значение параметра  $\alpha$ . Под этим понимается такое значение  $\alpha_c$ , для которого решение уравнения (5) еще существует, но для значений  $\alpha$ , больших  $\alpha_c$ , решение уравнения существовать перестает. Характеристики системы, отвечающие критическому  $\alpha_c$ , будем снабжать тем же самым нижним индексом:  $y_c$ ,  $m_c$  и  $\sigma_c$ .

Прежде чем проиллюстрировать, как все это работает для стандартной модели Хопфилда, отметим следующее. Уравнение (5) есть результат минимизации *свободной энергии* (см. [1], [8]): производную свободной энергии приравнивают к нулю, и после долгих преобразований получают уравнение (5). Не все решения уравнения (5) отвечают минимуму – некоторые отвечают максимуму или точке перегиба. Такие решения приходится отбрасывать как ложные. Вообще, когда уравнение (5) имеет несколько решений, минимуму свободной энергии отвечает решение с максимальным

значением перекрытия  $m$ . А последнему отвечает наибольшее по величине решение уравнения (5) – об этом говорит формула (7). В дальнейшем мы будем использовать только наибольшее решение уравнения (5).

**2. Стандартная модель Хопфилда:**  $r_\mu \equiv 1$ . Поскольку все паттерны здесь равноправны, нижний индекс в уравнениях (4), (5) можно опустить. Уравнение (5) приводится к виду:

$$\alpha = \gamma^2 (\varphi - 1)^2. \quad (9)$$

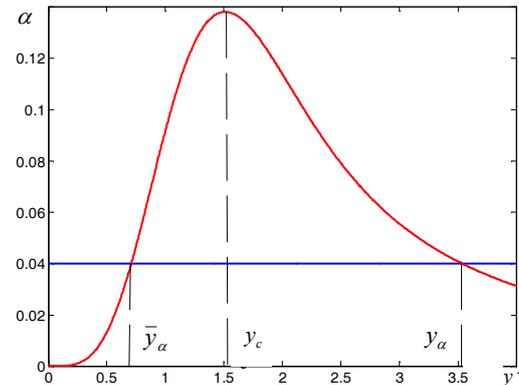


Рис.1. Графическое решение уравнения (9) для модели Хопфилда. Сплошная линия – график правой части уравнения (9); пунктирная прямая отвечает нагрузке  $\alpha = 0.04$ :  $y_\alpha$  – решение уравнения,  $\bar{y}_\alpha$  – ложное решение,  $y_c$  – точка максимума правой части уравнения (9).

График правой части этого уравнения показан на рис. 1. Видно, что для всех  $\alpha$ , меньших некоторого критического значения, уравнение имеет два решения:  $\bar{y}_\alpha$  и  $y_\alpha$  ( $\bar{y}_\alpha < y_\alpha$ ). Нас интересует наибольшее решение  $y_\alpha$  (а решение  $\bar{y}_\alpha$  является ложным и его следует отбросить).

С ростом  $\alpha$  решение  $y_\alpha$  смещается влево. Вместе с этим уменьшается и перекрытие локального минимума с паттерном:  $m = \operatorname{erf} y_\alpha$ . Иными словами, с ростом  $\alpha$  локальный минимум неуклонно удаляется от паттерна. Постепенно увеличивая  $\alpha$ , мы достигнем такого значения  $\alpha_c$ , для которого решение уравнения (9) еще существует, но для  $\alpha > \alpha_c$  решение существовать перестает. Это критическое  $\alpha_c$  определяется максимумом правой части уравнения (9). Нетрудно вычислить его значение:  $\alpha_c \approx 0.138$ . Это и есть знаменитый результат, впервые полученный в [2], [3].

Максимум правой части уравнения (9) достигается в точке  $y_c \approx 1.511$ . Выражение (7) позволяет вычислить критическое значение перекрытия локального минимума с паттерном:  $m_c \approx 0.967$ . Мы видим, что даже при максимальной нагрузке  $\alpha_c$  локальный минимум очень близок к паттерну. Если нагрузка  $\alpha$  меньше критической, перекрытие с паттерном еще больше. Поскольку в данном случае речь идет о произвольном

паттерне, можно сказать, что пока  $\alpha < \alpha_c$  в непосредственной окрестности каждого паттерна имеется локальный минимум функционала (1). Иначе говоря, все паттерны сетью распознаются.

$$r_1 = \tau, \quad r_2 = r_3 = \dots = r_M = 1. \quad (10)$$

Вес  $\tau$  может быть как больше, так и меньше 1.

Казалось бы, отличия от стандартной модели Хопфилда невелики: огромное число паттернов уча-

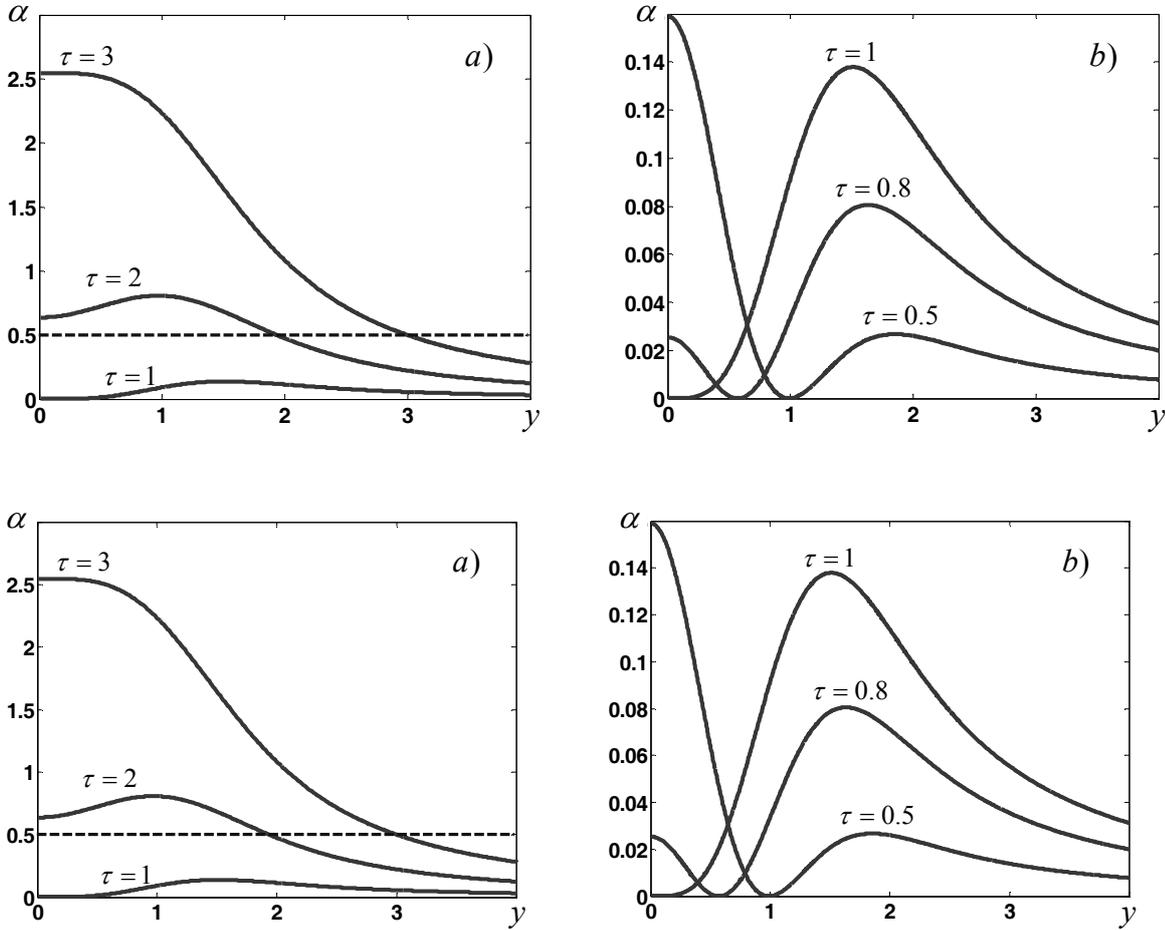


Рис.2. Графики правой части уравнения (11) для различных значений веса  $\tau$ .

- а)  $\tau \geq 1$ ; с ростом  $\tau$  точка пересечения штриховой прямой с графиками кривых смещается вправо;  
 б)  $\tau \leq 1$ ; минимум каждой кривой равен нулю; поведение кривой слева от минимума для наших целей неважно.

Что произойдет, когда параметр  $\alpha$  превзойдет критическое значение  $\alpha_c$ ? Решение уравнения (9) перестанет существовать – как говорят, произойдет «срыв» решения. Детальный анализ показывает [1]-[3], что перекрытие паттерна с локальным минимумом резко упадет практически до 0. Энергетическая поверхность функционала (1) перестроится – локальные минимумы в окрестностях паттернов перестанут существовать. В терминах статистической физики это означает, что в системе произойдет фазовый переход первого рода. В терминах нейронных сетей это означает катастрофическое разрушение памяти.

### 3. Неодинаковые весовые множители: простейший случай

Содержательным является уже случай, когда все веса  $r_\mu$  кроме одного равны 1, и только один вес отличается от остальных. Без ограничения общности запишем эту ситуацию в виде:

ствует в образовании матрицы связи с весом 1, и только один паттерн дает другой вклад. Интуиция подсказывает, что влиянием паттерна с индивидуальным весом  $\tau$  можно пренебречь по сравнению с влиянием бесконечно большого числа паттернов. Оказывается, однако, что интуиция нас обманывает: при некотором, не столь уж большом значении веса  $\tau$  память сети полностью разрушается. Рассмотрим по отдельности, как от величины  $\tau$  зависит распознавание паттерна с индивидуальным весом, и распознавание паттернов с многократно вырожденным весом.

**1. Паттерн с индивидуальным весом:**  $r_1 = \tau$ . Уравнение (5) в этом случае принимает вид:

$$\alpha = \gamma^2 (\tau \cdot \varphi - 1)^2. \quad (11)$$

Если  $y$  является решением уравнения (11), то перекрытие локального минимума с 1-м паттерном есть  $m^{(1)} = \text{erf}(y)$ ; верхний индекс «1» означает, что речь идет о перекрытии локального минимума с паттерном номер 1.

Точку «срыва» решения обозначим через  $y_c^{(1)}(\tau)$ : нижний индекс означает, что речь идет о решении уравнения в критической точке, а верхний индекс – что все это относится к паттерну номер 1. Уравнение для отыскания  $y_c^{(1)}(\tau)$  имеет вид:

$$\varphi(y) = 1 + \frac{2y^2}{\tau}. \quad (12)$$

Отыскав  $y_c^{(1)}(\tau)$  можно вычислить критические характеристики:

$$m_c^{(1)} = \text{erf}(y_c^{(1)}) \quad \text{и}$$

$\alpha_c^{(1)} = \gamma^2(y_c^{(1)}) \cdot (\tau \cdot \varphi(y_c^{(1)}) - 1)^2$ . Легко проверяется, что для  $\tau > 1$  уравнение (12) имеет нетривиальное решение до тех пор, пока  $\tau \leq 3$ . Выше значения  $\tau = 3$  имеется только тривиальное решение:  $y_c^{(1)}(\tau) \equiv 0$ , когда  $\tau \geq 3$ . В этой ситуации перекрытие локального минимума с паттерном в критической точке обращается в ноль:  $m_c^{(1)} = \text{erf}(y_c^{(1)}) \equiv 0$ . Иными словами, для  $\tau \geq 3$  в системе пропадает фазовый переход первого рода.

Все это показано на рис. 2а, где приведены графики правой части уравнения (11) для трех значений весового множителя:  $\tau = 1$ ,  $\tau = 2$  и  $\tau = 3$ . Случай  $\tau = 1$  отвечает стандартной модели Хопфилда, с ним удобно сравнивать остальные графики. Мы видим, что увеличение значения  $\tau$  сопровождается увеличением критической загрузки  $\alpha_c^{(1)}(\tau)$  (максимум правой части уравнения (11) возрастает), и в то же время – неуклонным

ва. Если говорить о решении уравнения (11) для значения  $\alpha$ , меньшего  $\alpha_c$ , то картина будет совершенно иной. Для фиксированного значения  $\alpha$  увеличение веса  $\tau$  сопровождается смещением решения уравнения (11)  $y^{(1)}(\tau)$  вправо, в сторону все больших значений (рис. 2а). Одновременно будет возрастать и перекрытие  $m^{(1)}(\tau)$  локального минимума с паттерном. Такое поведение перекрытия соответствует здравому смыслу: чем больше вес паттерна  $\tau$ , тем больше влияние этого паттерна – тем большее перекрытие с ним должен иметь локальный минимум.

Рассмотрим теперь другую область значений весового множителя:  $\tau < 1$ . Анализ уравнений (11), (12) показывает, что с уменьшением  $\tau$  от 1 до 0 точка максимума  $y_c^{(1)}(\tau)$  неуклонно смещается вправо, а сам максимум кривой при этом монотонно понижается – см. поведение максимума у кривых на рис. 2б. Этим максимумом определяется критическое значение параметра загрузки  $\alpha_c^{(1)}$ . Заметим, что при  $\tau < 1$  функция  $\tau \cdot \varphi(y) - 1$  в некоторой точке непременно обращается в ноль. Правая часть уравнения (11) в этой точке имеет минимум, равный нулю. Поведение кривой слева от минимума не играет для нас никакой роли, потому что порождает только ложные решения. Поведение критических характеристик  $m_c^{(1)}(\tau)$  и  $\alpha_c^{(1)}(\tau)$  показано на двух левых панелях рис. 3.

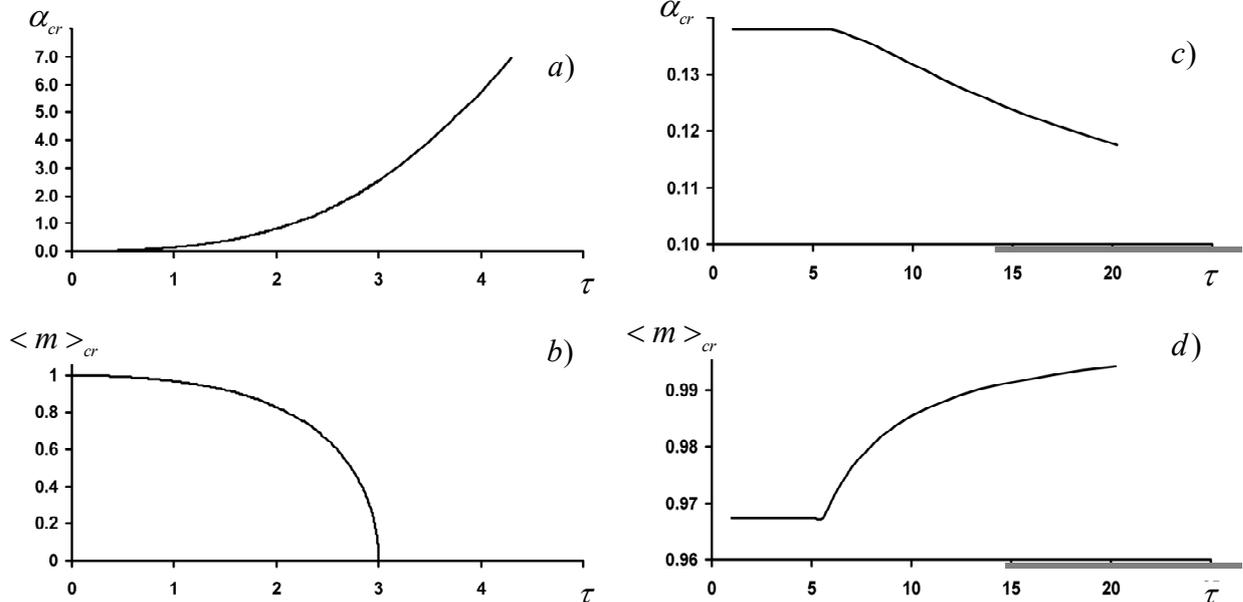


Рис. 3. Критические значения загрузки  $\alpha_c$  (две верхние панели) и перекрытия локального минимума с паттерном  $m_c$  (две нижние панели) в зависимости от весового множителя  $\tau$ . Кривые на панелях слева (а и б) относятся к паттерну с индивидуальным весом  $r_\mu = \tau$ ; кривые на панелях справа (с и d) относятся к паттернам с вырожденным весом  $r_\mu = 1, \mu = 2, \dots, M$

сдвигом критической точки  $y_c^{(1)}(\tau)$  по направлению к нулю. Как следствие, с ростом  $\tau$  перекрытие  $m_c^{(1)}(\tau)$  в критической точке тоже стремится к нулю.

Все это относится только к критическим характеристикам  $y_c^{(1)}(\tau)$  и  $m_c^{(1)}(\tau)$ , к их значениям в точке срыва

**2. Паттерны с вырожденным весом:**  $r_\mu = 1, \mu \geq 2$ . Изучим, как от величины  $\tau$  зависит перекрытие одного из паттернов с весом 1 с ближайшим к нему локальным минимумом. Поскольку все такие паттерны равноправны, рассмотрение будем вести для паттерна с номером «2», снабжая этим индексом ос-

новые интересующие нас характеристики:  $m^{(2)}, y^{(2)}, \alpha^{(2)}$ .

Уравнение (5) приводится теперь к виду:

$$L(y) = \alpha,$$

где

$$L(y) = \frac{\gamma^2(\varphi-1)^2(\varphi-\tau)^2}{(1-\varepsilon)(\varphi-\tau)^2 + \varepsilon\tau^2(\varphi-1)^2}, \quad \varepsilon = \frac{1}{M}. \quad (13)$$

Его решение определяется поведением сложной функции  $L(y)$ , зависящей к тому же от стремящегося к нулю малого параметра  $\varepsilon$ . В уравнении (13) нельзя просто положить  $\varepsilon = 0$ , поскольку знаменатель  $L(y)$  при некотором  $y$  непременно обращается в 0, и взаимное сокращение числителя и знаменателя становится невозможным (это верно, по крайней мере, при  $\tau > 1$ ). Мы будем анализировать уравнение (13) при малом, но конечном значении  $\varepsilon$ , а в конце устремим  $\varepsilon$  к 0. Такой порядок рассмотрения является корректным.

При  $\tau \leq 1$  функция  $\varphi(y) - \tau$  нигде в ноль не обращается, и параметр  $\varepsilon$  можно положить равным нулю.

$\tau \in (0, 1]$  решение уравнения (13) от  $\tau$  вообще не зависит. Иными словами, перекрытие локального минимума с паттерном описывается теми же соотношениями, что и для стандартной модели Хопфилда, а для критических характеристик имеем:

$$\begin{aligned} y_c^{(2)}(\tau) &\equiv y_c \approx 1.511, \quad \alpha_c^{(2)}(\tau) \equiv \alpha_c \approx 0.138, \\ m_c^{(2)}(\tau) &\equiv m_c \approx 0.967. \end{aligned} \quad (14)$$

Рассмотрим теперь интервал значений  $\tau > 1$ . В этом случае  $\varphi(y) - \tau$  обращается в ноль в точке  $y_0(\tau)$ , удовлетворяющей уравнению:

$$\varphi(y_0(\tau)) = \tau \Leftrightarrow y_0(\tau) = \varphi^{-1}(\tau). \quad (15)$$

Вне небольшой окрестности точки  $y_0(\tau)$  параметр  $\varepsilon$  в уравнении (13) можно устремлять к нулю – функция  $L(y)$  при этом стремится к тому же что и раньше выражению  $\gamma^2(\varphi-1)^2$ . В самой точке  $y_0(\tau)$  при малом, но конечном значении  $\varepsilon$ , правая часть уравнения (13) равна нулю:  $L(y_0(\tau)) = 0$ . Если  $y$  из малой окрестности точки  $y_0(\tau)$  устремить к значению  $y_0(\tau)$ ,

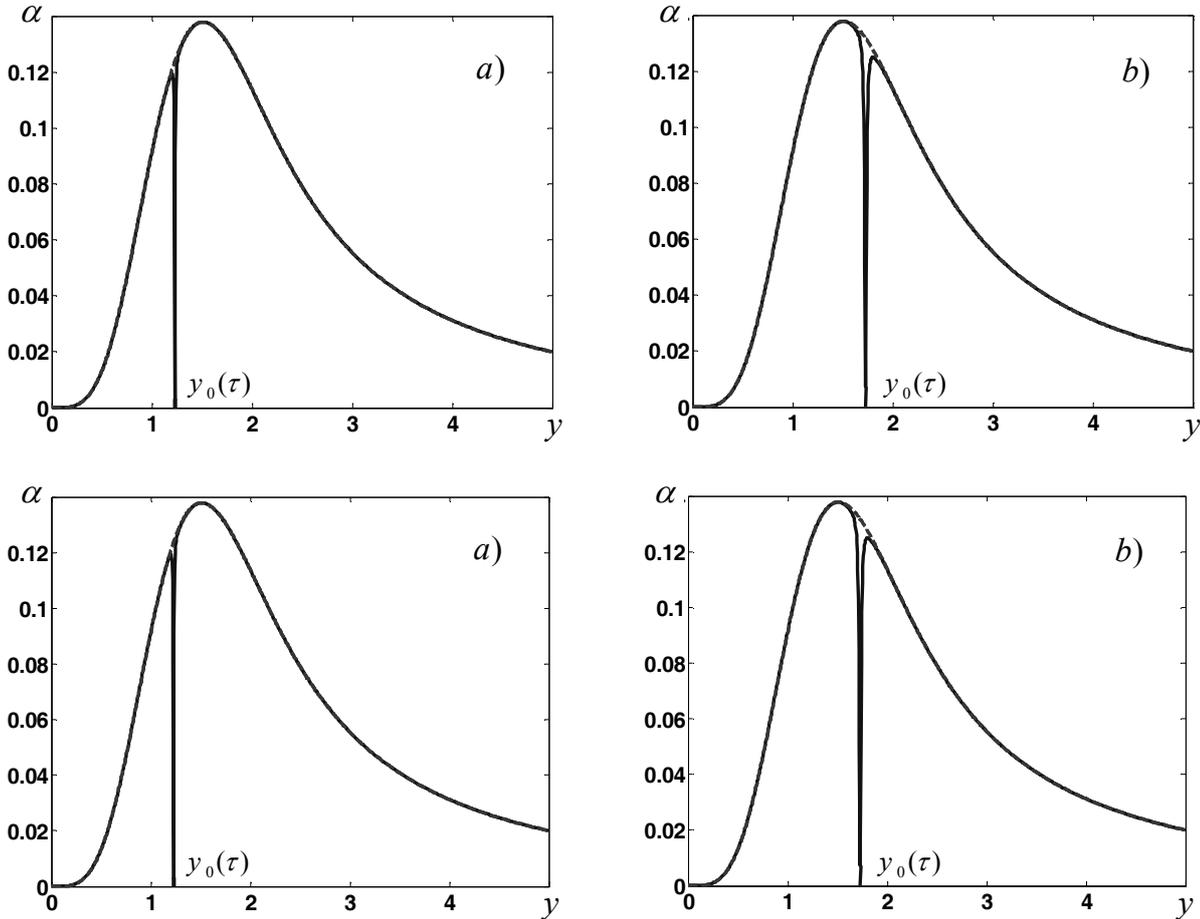


Рис. 4. Сплошная линия – график функции  $L(y)$  из левой части уравнения (13): левая панель – когда  $\tau = 3$ ,  $\varepsilon = 10^{-5}$  точка  $y_0(\tau)$  лежит слева от  $y_c \approx 1.511$ ; правая панель – когда  $\tau = 10$ ,  $\varepsilon = 10^{-5}$  точка  $y_0(\tau)$  лежит справа от  $y_c \approx 1.511$ . Штриховой линией показаны отличия от стандартной модели Хопфилда.

Правая часть уравнения (13) превращается при этом в  $\gamma^2(\varphi-1)^2$ , что дает уравнение (9), отвечающее стандартной модели Хопфилда. Следовательно, для

то при любом конечном значении  $\varepsilon$  кривая  $L(y)$  будет резко спадать до нуля. Таким образом, при любом конечном значении  $\varepsilon$  график  $L(y)$  почти всюду практи-

чески совпадает со «стандартной» кривой  $\gamma^2(\varphi-1)^2$ . А в окрестности точки  $y_0(\tau)$  кривая  $L(y)$  имеет узкий провал до нуля. Ширина провала пропорциональна величине  $\varepsilon$ .

Пока весовой множитель  $\tau < \varphi(y_c) \approx 5.568$  точка  $y_0(\tau)$  лежит слева от  $y_c$ . Кривая  $L(y)$  для этого случая показана на рис. 4а. Максимум кривой не зависит от значения  $\tau$  и достигается в точке  $y_c \approx 1.511$ , отвечающей критическому значению аргумента в стандартной модели Хопфилда. Следовательно, равенства (14) справедливы не только для  $\tau \in (0,1]$ , но и в более широком интервале: когда  $0 < \tau \leq \varphi(y_c) \approx 5.568$ .

Напротив, для значений весового множителя

вали  $M = \alpha N$  случайных паттернов, и для них строили матрицу связи - см. (3) и (10). При выборе значений весового множителя  $\tau$  исходили из следующих соображений. Пусть  $\alpha$  - фиксированное значение параметра загрузки. Найдем значение  $\tau(\alpha)$  весового множителя, для которого данное  $\alpha$  является критическим - это можно сделать, решив совместно уравнения (11) и (12). Определим также точку «срыва» решения  $y_c(\alpha)$ . Если построить матрицу связи с весовым множителем  $\tau$ , в точности равным  $\tau(\alpha)$ , то среднее значение перекрытия локального минимума с паттерном должно быть близко к  $m_c(\alpha) = \text{erf}(y_c(\alpha))$ . Если весовой множитель  $\tau$  взять меньшим  $\tau(\alpha)$ , среднее значение перекрытия должно быть близко к 0. Если же весовой множитель

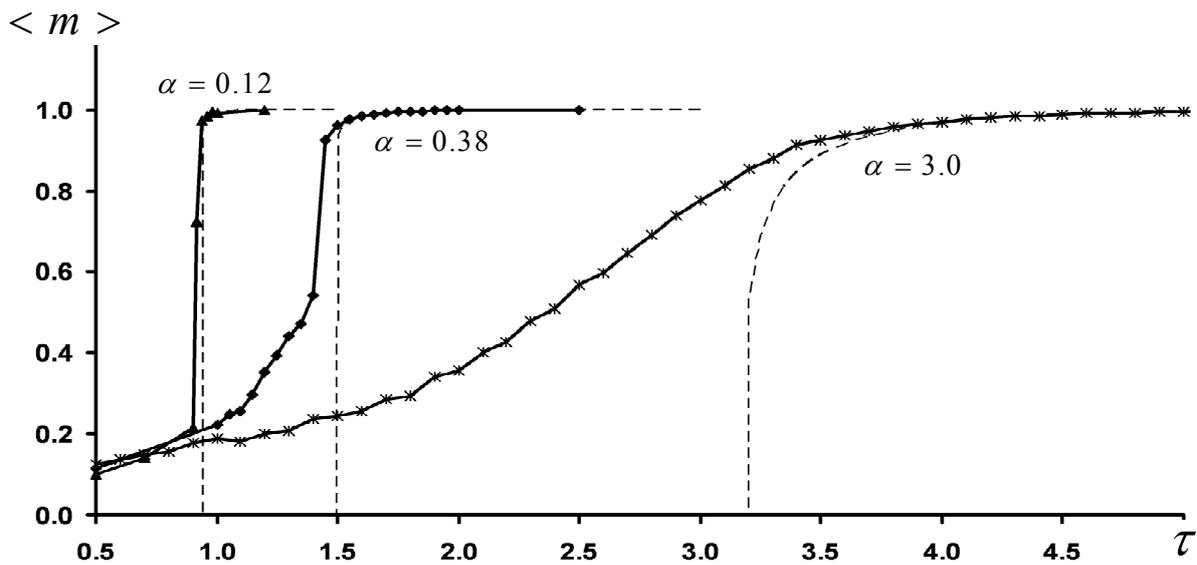


Рис. 5. Теория и эксперимент для паттерна с индивидуальным весом  $\tau$ . По оси ординат – среднее значение  $\langle m \rangle$  перекрытия паттерна с ближайшим локальным минимумом. По оси абсцисс – весовой множитель  $\tau$ . Графики отвечают трём значениям параметра загрузки  $\alpha = 0.12, 0.38$  и  $3.0$  соответственно. Сплошные линии с маркерами - экспериментальные кривые, штриховые линии – теоретические значения  $m_c^{(1)}(\tau)$

$\tau > 5.568$ , решение  $y_0(\tau)$  уравнения (15) лежит справа от  $y_c$ . Кривая  $L(y)$  для этого случая показана на рис. 4б. Интересующая нас точка максимума кривой  $L(y)$  приходится на пик, который располагается чуть правее точки  $y_0(\tau)$ . Из соображений непрерывности понятно, что когда  $\varepsilon \rightarrow 0$  этот пик смещается в точку  $y_0(\tau)$ :  $y_c^{(2)} \rightarrow y_0(\tau)$ . Следовательно, для  $\tau > 5.568$  при  $\varepsilon \rightarrow 0$  имеем:

$$y_c^{(2)}(\tau) \equiv y_0(\tau) > 1.511, \quad m_c^{(2)}(\tau) \equiv \text{erf}(y_c^{(2)}(\tau)) > 0.967, \\ \alpha_c^{(2)}(\tau) = \frac{2}{\pi}(\tau-1)^2 e^{-2y_0^2(\tau)} < \alpha_c = 0.138. \quad (16)$$

На двух правых панелях рис. 3 приведены графики критических характеристик  $m_c^{(2)}(\tau)$  и  $\alpha_c^{(2)}(\tau)$ , отвечающих локальным минимумам из окрестностей паттернов с одним и тем же весом  $r_\mu = 1, \mu = 2, \dots, M$ .

**3. Компьютерные эксперименты.** Полученные оценки проверялись в компьютерном эксперименте. Для заданного  $N$  фиксировали загрузку  $\alpha$ , генериро-

$\tau$  взять большим  $\tau(\alpha)$ , среднее значение перекрытия с паттерном должно быть больше  $m_c(\alpha)$ , а при увеличении  $\tau$  среднее перекрытие должно стремиться к 1.

А) Для проверки теории, относящейся к паттерну с индивидуальным весовым множителем  $r_1 = \tau$ , были проделаны 3 эксперимента. Во всех экспериментах размерность  $N = 10000$ . Для каждого значения загрузки  $\alpha$  среднее перекрытие  $\langle m \rangle$  локального минимума с паттерном вычисляли усреднением по случайному ансамблю из 10 различных матриц. Для испытаний были выбраны три значения  $\alpha$  - приведем их вместе с величинами  $\tau(\alpha)$ , при которых должен происходить скачок среднего перекрытия от нуля до  $m_c(\alpha)$ :

$$1) \alpha = 0.12, \quad \tau(\alpha) \approx 0.944, \quad m_c(\alpha) \approx 0.971;$$

$$2) \alpha = 0.38, \quad \tau(\alpha) \approx 1.501, \quad m_c(\alpha) \approx 0.919;$$

3)  $\alpha = 3.0$ ; здесь скачка перекрытия не происходит, а начиная с  $\tau$ , равного  $\tau(\alpha) \approx 3.171$ , перекрытие должно плавно возрастать от нуля.

На рис. 5 сведены графики для всех трех значений параметра загрузки. Теоретическая характеристика  $m_c^{(1)}(\tau)$  показана штриховой линией, результаты компьютерного эксперимента даны сплошной линией с маркерами. Для значений  $\alpha = 0.12$  и  $\alpha = 0.38$  на экспериментальных кривых явно наблюдается ожидаемый резкий скачок среднего значения перекрытия  $\langle m \rangle$ . Скачок происходит как раз в районе критических значений весового множителя  $\tau(\alpha) \approx 0.944$  и  $\tau(\alpha) \approx 1.501$  соответственно. Тот факт, что скачок происходит не от нулевого значения, может быть связан с недостаточно большой размерностью задачи. (Наши уравнения справедливы в термодинамическом пределе  $N \rightarrow \infty$ , а в экспериментах использована хотя и большая, но конечная размерность  $N$ .) Заметим также, что теория хорошо описывает ситуацию, когда среднее значение перекрытия близко к 1 (а не к нулю).

Для третьего значения параметра загрузки,  $\alpha = 3.0$ , ожидалось плавное возрастание среднего перекрытия  $\langle m \rangle$  от 0 до 1. Действительно, крайняя правая сплошная кривая на рис.5 возрастает плавно, без скачков. Однако, согласно теории, это возрастание должно начинаться с  $\tau \approx 3.1$ , а экспериментальная кривая отличается от нуля гораздо раньше. Это расхо-

Согласно теории, для  $\alpha = 0.12$  «срыв» перекрытия  $\langle m \rangle$  должен происходить при значении параметра  $\tau \approx 17.1$ . На рис.6 это место отмечено правой вертикальной пунктирной прямой с пометкой « $M \rightarrow \infty$ »; если бы  $N$  было бесконечно большим, срыв  $\langle m \rangle$  происходил бы именно здесь. Реальная зависимость  $\langle m \rangle$  от  $\tau$ , которая наблюдалась в эксперименте, показана на рис.6 тремя сплошными кривыми, отвечающими различным значениям размерности  $N$ .

Заметное отличие теории от эксперимента не должно нас смущать. По-видимому, различия между теорией и экспериментом обусловлены конечной размерностью матрицы связей. Ранние компьютерные эксперименты [9], [10] сталкивались в точности с теми же проблемами. В качестве выхода из положения, например, экстраполировали результаты экспериментов в область очень больших размерностей  $N$ . Отметим, что с ростом  $N$  экспериментальная кривая на рис. 6 стремится к «теоретической ступеньке», которую мы обозначили на рисунке вертикальным пунктиром. Можно учесть поправку на конечную размерность  $N$ , если ввести в формулу (13) явное выражение для множителя  $\varepsilon = 1/M$ : при  $N = 30000$  имеем  $M = \alpha N = 3600$ . Подставляя соответствующий множитель в уравнение (13),

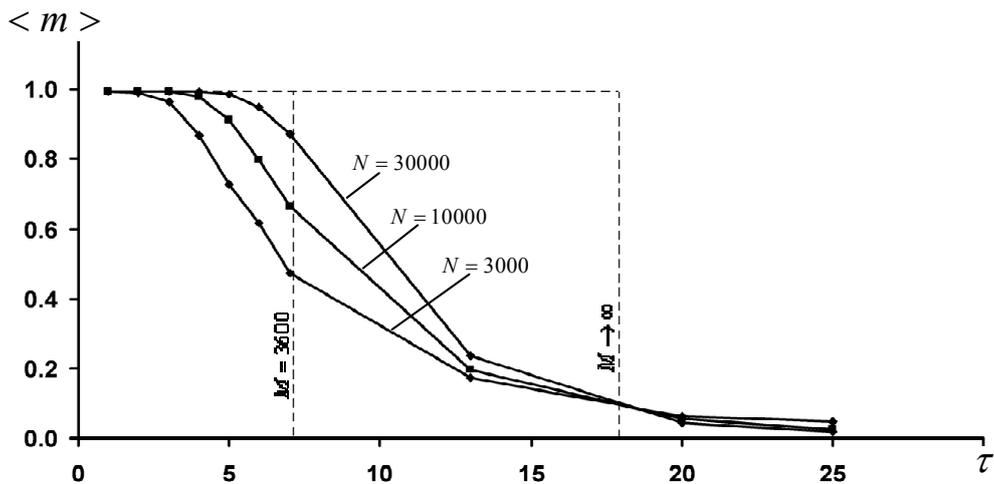


Рис. 6. Теория и эксперимент для паттернов с многократно вырожденным весом  $r_\mu \equiv 1$ ,  $\mu \geq 2$  при  $\alpha = 0.12$ . По оси ординат – среднее значение перекрытия  $\langle m \rangle$ , по оси абсцисс – вес  $\tau$ . Сплошные линии – результаты экспериментов для различных размерностей  $N$ . Штриховые вертикальные прямые – теоретические места «срыва» перекрытия  $m_c^{(2)}(\tau)$ : для бесконечной размерности  $N$  (правая вертикаль) и для  $N = 30000$  (левая вертикаль)

ждение теории с экспериментом мы объясняем теми же соображениями, что и выше.

**Б)** Для проверки теории, относящейся к паттернам с вырожденным весом  $r_\mu \equiv 1$ ,  $\mu \geq 2$ , были проведены следующие эксперименты. Для загрузки  $\alpha = 0.12$  и нескольких значений размерности  $N = 3000, 10000$  и  $30000$ , при различных значениях весового множителя  $\tau$ , вычисляли среднее перекрытие  $\langle m \rangle$  локального минимума с ближайшим паттерном. Усреднение велось по  $M - 1$  паттерну данной матрицы и по ансамблю из 10 случайных матриц (отвечающих данному значению  $\tau$ ).

получаем, что «срыв» перекрытия  $\langle m \rangle$  должен происходить при  $\tau \approx 7.1$ . Соответствующая пунктирная прямая с пометкой « $M = 3600$ » показана на рис.6. Ее положение значительно лучше коррелирует с поведением экспериментальных кривых.

#### 4. Обсуждение и выводы

**Распознавание паттерна с индивидуальным весом.** Как и следовало ожидать, при фиксированном значении параметра  $\alpha$  чем  $\tau$  больше, тем паттерн распознается лучше – тем больше его перекрытие с локальным минимумом. Критическая загрузка  $\alpha_c^{(1)}(\tau)$

как функция  $\tau$  монотонно растет и может значительно превосходить классическое значение  $\alpha_c = 0.138$ . Однако возрастание  $\alpha_c^{(1)}(\tau)$  сопровождается монотонным уменьшением перекрытия  $m_c^{(1)}(\tau)$  в критической точке. При  $\tau$ , стремящемся к первому критическому значению  $\tau_c^{(1)} = 3$ , перекрытие  $m_c^{(1)}(\tau)$  стремится к нулю, каковым и остается для  $\tau > 3$ . Отрицательная связь между характером изменения критической загрузки и поведением перекрытия в критической точке является неожиданной. Необычно также исчезновение фазового перехода первого рода при  $\tau = 3$ .

**Распознавание паттернов с вырожденным весом:**  $r_\mu \equiv 1, \mu > 1$ . Пока  $\tau$  меньше второго критического значения  $\tau_c^{(2)} = \varphi(y_c) \approx 5.568$ , условия распознавания паттернов с вырожденным весом никак не зависят от  $\tau$ , и в точности совпадают с условиями распознавания паттернов для стандартной модели Хопфилда. Критическая загрузка здесь равна  $\alpha_c = 0.138$  и не зависит от  $\tau$ . Для любого  $\alpha$ , меньшего  $\alpha_c$ , решение основного уравнения в точности совпадает с решением для стандартной модели Хопфилда. Это совпадение со стандартной моделью Хопфилда имеет место и для значений  $\tau > \tau_c^{(2)}$ , однако критическая загрузка  $\alpha_c^{(2)}(\tau)$  теперь зависит от  $\tau$ , оставаясь меньше  $\alpha_c = 0.138$  - см. (16). При  $\tau \rightarrow \infty$  критическая загрузка  $\alpha_c^{(2)}(\tau) \rightarrow 0$ , хотя величина перекрытия в критической точке стремится к 1 - см. правую панель рис.4b.

Обратим внимание на следующее обстоятельство. Для каждого значения параметра загрузки  $\alpha \leq 0.138$  существует такое критическое значение  $\tau(\alpha) > 5.568$ , что как только величина веса  $\tau$  превзойдет это критическое значение, паттерны с вырожденным весом перестанут распознаваться. Поскольку их число очень велико, уместно говорить о катастрофическом разрушении памяти наподобие того, что имеет место в случае стандартной модели Хопфилда. В обоих случаях разрушение памяти обусловлено одной и той же причиной: паттерны с одинаковыми весами полностью равноправны, и все вместе либо одновременно распознаются, либо одновременно не распознаются. Чтобы

устранить катастрофическое разрушение памяти, необходимо рассмотреть модель, в которой все веса при паттернах различны.

Работа выполнялась в рамках программы Российской Академии Наук «Информационные технологии и анализ сложных систем» (проект 1.7) при поддержке грантом Российского Фонда Фундаментальных Исследований №09-07-00159.

## Литература

1. J. Hertz, A. Krogh, R. Palmer. Introduction to the Theory of Neural Computation. - NY :Addison-Wesley, 1991.
2. D. Amit, H. Gutfreund and H. Sompolinsky. *Storing Infinite Numbers of Patterns in a Spin-Glass Model of Neural Networks* // Phys. Rev. Letters, 55 (1985), 1530-1533.
3. D. Amit, H. Gutfreund and H. Sompolinsky. *Statistical Mechanics of Neural Networks Near Saturation* // Annals of Physics, 173 (1987), 30-67.
4. G. Parisi. A memory which forgets // Journal of Physics A19 (1986) pp. L617-L620.
5. J.L. van Hemmen, G. Keller and R. Kuhn. Forgetful Memories // *Europhysics Letters*, vol. 5, pp. 663-668, 1988.
6. J.P. Nadal, G. Toulouse, J.P. Changeux, S. Dehaene. Networks of Formal Neurons and Memory Palimpsests // *Europhysics Letters*, v.1 (10), pp. 535-542 (1986).
7. J.L. van Hemmen, R. Kuhn. *Collective Phenomena in Neural Networks*. In: "Models of Neural Networks", E. Domany, J.L. van Hemmen and K. Shulten (Eds.), pp. 1-105, Berlin: Springer-Verlag, 1992.
8. Р. Бэкстер. Точно решаемые модели статистической физики. - М.: Мир, 1985.
9. G.A. Kohring. *A High Precision Study of the Hopfield Model in the Phase of Broken Replica Symmetry* // *Journal of Statistical Physics*, 59, 1077 (1990).
10. A.A. Frolov, D. Husek, I.P. Muraviev. *Informational efficiency of sparsely encoded Hopfield-like autoassociative memory* // *Optical Memory & Neural Networks (Information Optic)* (2004) v.12, #3, pp.177 - 197. Allerton Press, Inc., NY.

## Associative memory with quasyhebbian couplings

I.M. Karandashev, B.V. Kryzhanovsky, L.B. Litinskii

**Abstract.** Hopfield model is a common used model of associative memory. The main drawback it has is the catastrophic memory destruction due to overflow: if the number of patterns written down into the interneuron couplings is larger than the critical value, the memory is completely destroyed. We show that this drawback can be eliminated by providing patterns with different weights. Using methods of statistical physics, in general case we obtain the main equation, which solution defines the recognition abilities of the network. In the paper we solve the equation for model type of weights distribution. The consideration of the general case is the subject of another publication.

# Модели автономных адаптивных агентов

Г.А. Бесхлебнова<sup>1</sup>, В.Г. Редько<sup>2</sup>

1 – кандидат технических наук, 2 – доктор физико-математических наук

В работе сделан обзор наших компьютерных моделей адаптивного поведения автономных агентов. В первой модели исследованы автономные агенты, которые путем самообучения формируют свое поведение в двумерной клеточной среде. Показано, что агенты в процессе обучения способны самостоятельно формировать последовательные цепочки действий, а также понятия, обобщающие сенсорную информацию. Во второй модели продемонстрировано формирование достаточно естественного поведения агентов, обладающих потребностями питания, размножения, безопасности. Показано, что при эволюционной оптимизации систем управления агентов важную роль играет размножение.

## 1. Введение

Одно из новых и интересных направлений, которое развивается в последние годы в вычислительном интеллекте (Computational Intelligence), – исследование и применение автономных адаптивных агентов [5, 9]. Такие агенты, подобно живым организмам, могут обладать собственными целями, собственными знаниями, формировать собственную политику поведения, выполнять те или иные действия, а также взаимодействовать с другими агентами. В связи с этим важно и интересно исследовать свойства автономных адаптивных агентов.

Также исследование автономных агентов может составлять начальный этап исследований когнитивной эволюции – эволюции познавательных способностей биологических организмов, приведшей к возникновению способностей научного познания [2].

В настоящей статье излагаются результаты выполненных в последние годы в ЦОНТ НИИСИ РАН исследований адаптивных свойств автономных агентов. Излагаются две модели автономных агентов: модель формирования адаптивного поведения автономных агентов в двумерной клеточной среде (раздел 2) и модель автономных агентов, обладающих естественными потребностями (раздел 3).

## 2. Модель формирования адаптивного поведения автономных агентов в двумерной клеточной среде

В данном разделе излагается модель поведения автономных агентов в двумерной клеточной среде (мире) [1,3]. Предполагается, что в любой клетке мира может находиться только один агент. У каждого агента задано свое направление «вперед». В некоторых клетках, число которых фиксировано, расположена пища агентов, величина порции пищи в каждой из этих клеток тоже фиксирована. Агент обладает ресурсом  $R(t)$ , где  $t$  – текущий момент времени. Ресурс агента увеличивается при питании агента, при выполнении агентом других действий ресурс уменьшается. Если ресурс агента  $R(t)$  в результате его действий становится меньше определенного порога  $R_{\min}$ , то данный агент умирает. Агенты функционируют в дискретном времени,  $t = 0, 1, \dots$

Агенты обладают простыми когнитивными способностями: они запоминают закономерности взаимодействия с внешней средой в системе логических правил вида «Если имеет место ситуация  $S(t)$ , то следует выполнить действие  $A(t)$ ».

Каждый такт времени агент выполняет одно из следующих семи действий: деление, питание, перемещение на одну клетку вперед, поворот направо или налево, нанесение удара по агенту, находящемуся впереди данного, отдых. Система управления агента основана на классифицирующих системах [6], представляющих собой набор логических правил, формируемых как в процессе эволюции популяции, так и путем самообучения агентов. Этот набор правил составляет геном агента. Каждый такт времени агент осуществляет выбор действия и обучается.

Действие «деление» происходит следующим образом: в одной из соседних клеток, случайно выбираемой, рождается потомок агента; если все соседние клетки данного агента заняты, то потомок не рождается; геном рождающегося потомка отличается от генома родителя случайными мутациями. При делении агента ресурс родителя делится пополам между родителем и потомком. Логические правила потомка отличаются от правил родителя малыми мутациями.

При выполнении действия «питание» агент съедает всю порцию пищи в той клетке, в которой он находится. После этого новая порция пищи помещается в случайную клетку.

Если агент ударяет находящегося впереди него другого агента, то нападающий агент отнимает у удараемого определенную величину ресурса. Если оба агента нападают друг на друга, то ресурс обоих уменьшается на величину, расходуемую на действие «ударить».

Размер двумерного мира равен  $N_x N_y$  клеток (координаты клеток равны  $x = 1, \dots, N_x$ ;  $y = 1, \dots, N_y$ ). Клеточный мир замкнут: если агент, находящийся в клетке с координатой  $x = N_x$ , движется вправо, т.е. пересекает «границу мира», то он перемещается в клетку с координатой  $x = 1$ , аналогично происходит движение агента при пересечении других границ мира.

Выбор действий агента обеспечивается имеющейся у него системой управления. Система

управления агента представляет собой набор правил вида:

$$S_k(t) \rightarrow A_k(t), \quad (1)$$

где  $S_k(t)$  – текущая ситуация,  $A_k(t)$  – действие, соответствующее этому правилу,  $k$  – номер правила. Каждое правило имеет свой вес  $W_k$ , веса правил модифицируются при обучении агента.  $S_k(t)$  есть вектор, компоненты которого принимают значения 0 либо 1. Значения 0 и 1 соответствуют наличию или отсутствию порции пищи или другого агента в определенной клетке в «поле зрения» агента. Поле зрения включает в себя четыре клетки: ту клетку, в которой агент находится, клетку впереди агента и клетки справа и слева от агента.

Обозначим  $A^*$  намечаемое к выполнению действие. Это действие может быть выбрано либо в соответствии с имеющимися у агента правилами, либо случайным образом. Выбор действия агентом осуществляется следующим образом. Определяется текущая ситуация  $S(t)$  и формируется множество выделенных правил  $\{R_S\}$ , в это множество включаются те правила агента, для которых все компоненты вектора  $S_k(t)$  совпадают с компонентами вектора  $S(t)$ , т.е.  $S_k(t) = S(t)$ . Из правил, входящих в  $\{R_S\}$ , выбирается правило, для которого вес правила  $W_k$  максимален, и с вероятностью  $1-\varepsilon$  намечается для выполнения действие  $A^* = A_k(t)$ , входящее в это правило, а с вероятностью  $\varepsilon$  для выполнения намечается случайное действие  $A^*$ . Если правил, для которых  $S_k(t) = S(t)$ , у данного агента нет, т.е. множество  $\{R_S\}$  оказывается пустым, то намечается для выполнения случайное действие  $A^*$ . Если при случайном выборе действия у рассматриваемого агента правило  $S(t) \rightarrow A^*$  отсутствует, то это новое правило добавляется к имеющимся, вес его полагается равным 0. В результате для выполнения намечается действие  $A^*$  и формируется новое правило (если у агента не было правила, соответствующего текущей ситуации  $S(t)$  и намеченному действию  $A^*$ ). Далее намеченное действие  $A^*$  выполняется.

При моделировании часто использовался «метод отжига»: на начальных тактах моделирования, когда логические правила агентов еще не сформированы, полагалось  $\varepsilon \sim 1$ , т.е. в любом случае была большая вероятность случайного выбора действий, со временем величина  $\varepsilon$  по экспоненте уменьшалась до нуля, характерное время уменьшения  $\varepsilon$  составляло 1000 тактов времени. После этого выбор действия осуществлялся в соответствии с правилами и их весами.

При обучении веса правил  $W_k$  модифицировались методом обучения с подкреплением [8], т.е. путем самообучения агента на основе изменения его ресурса. Изменение весов  $W_k$  при обучении происходило следующим образом. Менялся вес того правила, которое использовал агент в предыдущий такт времени  $t-1$ , этот вес изменялся в соответствии с изменением ресурса агента при переходе к такту  $t$  и весом правила, применяемого в такт  $t$ . Пусть вес правила, примененного в такт  $t-1$ , равен  $W(t-1)$ , вес правила, применяемого в такт  $t$ , равен  $W(t)$ , ресурс агента в эти такты времени равен  $R(t-1)$  и  $R(t)$ , соответственно. Тогда изменение веса  $W(t-1)$  равно [8]:

$$\Delta W(t-1) = \alpha [R(t) - R(t-1) + \gamma W(t) - W(t-1)], \quad (2)$$

где  $\alpha$  – параметр скорости обучения,  $\gamma$  – дисконтный фактор;  $0 < \alpha \ll 1$ ,  $0 < \gamma < 1$ ,  $1-\gamma \ll 1$ . В результате обучения увеличивались веса правил, применение которых приводило к росту ресурса агента.

Моделирование проводилось в рамках полной описанной модели и в рамках упрощенной версии. В последнем случае изучалось обучение одного агента. Изложим результаты моделирования.

В случае полной версии модели рассматривалась популяция, состоящая из  $n = 50$  агентов, помещенная в мир из 100 клеток ( $N_x = N_y = 10$ ), в котором в половине клеток была случайно распределена пища. В этом случае агент определял наличие/отсутствие пищи в 4-х клетках поля зрения и наличие/отсутствие другого агента в 3-х клетках поля зрения (впереди, справа, слева), т.е. каждая ситуация  $S(t)$  характеризовалась бинарным вектором, имеющим семь компонент. Следовательно, всего было 128 возможных ситуаций и 7 возможных действий; итого, имелось 896 возможных правил. Было продемонстрировано, что в полной модели в процессе эволюции и обучения агентов формировалось естественное их поведение: агенты преимущественно питались и часто отнимали ресурс друг у друга, изредка они выполняли и другие действия.

Прирост ресурса агента при съедании пищи был равен 1 (считаем ресурс безразмерным). Расход ресурса на каждое из действий, кроме удара, был равен 0.01, расход на удар составлял 0.02, при ударе нападающий агент отнимал у удараемого ресурс, равный 0.05. Параметры обучения с подкреплением были следующими:  $\alpha = 0.1$ ,  $\gamma = 0.9$ . Применялся метод отжига. Интенсивность мутаций была равна 0. Исходный ресурс агента (при  $t = 0$ ) составлял  $R = 1$ . Минимальный ресурс агента  $R_{\min}$  (при  $R < R_{\min}$  агент умирал) был равен 0.

На рис. 1 представлена зависимость среднего по популяции ресурса агента  $\langle R \rangle$  от номера такта времени  $t$ . Видно, что сначала ( $t < 2000$ ) скорость роста  $\langle R \rangle$  мала, так как логические правила еще не сформированы, и веса имеющихся правил еще не настроены. При  $t > 5000$  скорость роста  $\langle R \rangle$  практически постоянна; стохастичность изменения  $\langle R \rangle$  на этом участке обусловлена случайным перемещением агентов по клеткам мира, а также случайным размещением новых порций пищи в ячейках мира после выполнения агентами действия «питание».

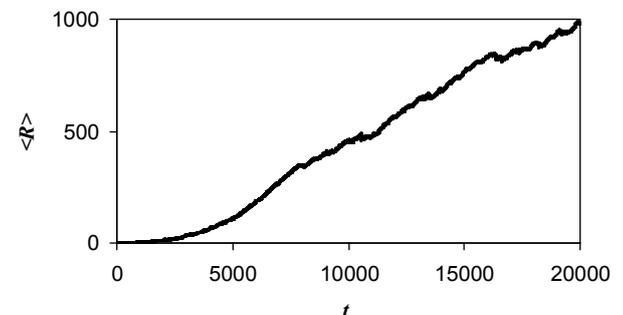


Рис. 1. Зависимость среднего по популяции ресурса агента  $\langle R \rangle$  от номера такта времени  $t$  в случае полной модели

На рис. 2 представлена зависимость числа агентов  $N_e$ , выполняющих действие «питание», от номера такта времени  $t$ . Видно, что при больших значениях  $t$  примерно 30% агентов (из общего числа агентов популяции, равного 50) выполняет каждый такт это действие. Наблюдаются сильные стохастические колебания числа  $N_e$  во времени. Примерно такая же зависимость от времени наблюдается и для числа агентов, выполняющих действие «нанесение удара»; число таких агентов при больших  $t$  равно примерно 15-20. При больших  $t$  число агентов, выполняющих действие «деление», мало и составляет около 1, а число агентов, выполняющих каждое из остальных действий (движение вперед, повороты направо/налево, отдых), равно примерно 3-5.

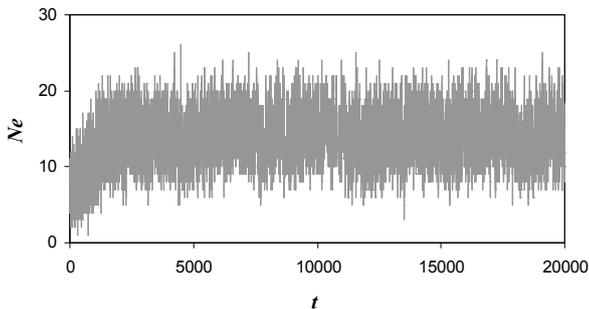


Рис. 2. Зависимость числа агентов  $N_e$ , выполняющих действие «питание», от номера такта времени  $t$  в случае полной модели

Таким образом, в изложенной полной модели агенты обучились выполнять преимущественно действия «питание» и «нанесение удара», которые приводили к увеличению ресурса агента, и научились уклоняться от выполнения действия «деление», которое приводило к уменьшению ресурса (ресурс делящегося агента уменьшался в 2 раза). Каждое из остальных действий выполнялось с небольшой частотой. Это позволяет говорить о том, что в модели эволюции популяции самообучающихся агентов формируется естественное поведение.

В упрощенной версии модели в клеточном мире оставался один самообучающийся агент. Изучался вопрос: может ли агент формировать цепочки действий? Для обучения такого агента использовался метод обучения с подкреплением. Рассматривалось два варианта формирования цепочек. В первом варианте агент мог выполнять только 4 действия: питаться, двигаться вперед и поворачиваться направо либо налево. Считалось, что имелась только одна расположенная в определенной клетке порция пищи. Агенту необходимо было сформировать заданную цепочку из одного, двух или трех действий. Например, трехзвенная цепочка включала следующие действия: 1) «поворот направо», 2) «перемещение вперед», 3) «питание»; при этом порция пищи исходно располагалась в клетке справа от той клетки, в которую исходно помещался агент. Основные параметры расчета были такими же, как и для полной модели. Метод отжига в этом варианте не использовался. Величина  $\varepsilon$ , регулирующая случайный выбор действия агентом, была постоянной и составляла  $\varepsilon = 0.2$ . Расчеты показали, что простые одно-, двух-,

трехзвенные цепочки действий достаточно легко формировались в процессе самообучения агента.

Во втором варианте упрощенной версии к указанным 4-м действиям добавлялось еще действие «отдых». Как и в полной модели, в половине клеток была случайно распределена пища. Применялся метод отжига (характерное время уменьшения  $\varepsilon$  составляло 1000 тактов времени). Основные параметры расчета были такими же, как в полной модели. Расчеты показали, что и в этом случае формировались заранее неизвестные цепочки действий из нескольких звеньев, приводящие к нахождению пищи. Пример зависимости ресурса  $R$  агента от времени для данного случая показан на рис. 3.

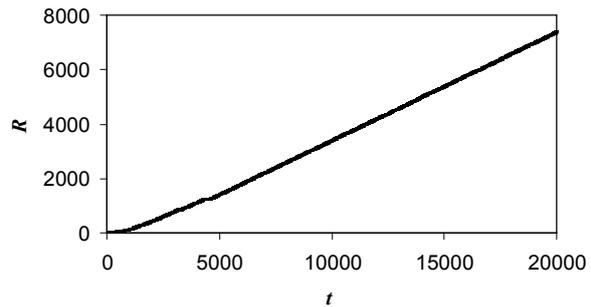


Рис. 3. Зависимость ресурса  $R$  отдельного самообучающегося агента от номера такта времени  $t$  в случае упрощенной версии модели

Поскольку агент был один, то каждая ситуация  $S(t)$  определялась только наличием/отсутствием пищи в 4-х клетках поля зрения и характеризовалась бинарным вектором, имеющим 4 компоненты. Всего было 16 возможных ситуаций и 5 возможных действий; итого, имелось 80 возможных правил. Интересно, во всех расчетах общее число правил, сформированных каждым агентом, было равно 80. В начале расчета, когда вероятность случайного выбора действия была высока, агент путем случайного поиска формировал все возможные правила. Однако веса этих правил менялись в процессе обучения, и к концу расчета преимущественно использовались только 16 правил из 80 возможных.

В конце расчета были выделены логические правила, имеющие достаточно большой вес (превышающий 1). Оказалось, что для типичного расчета число таких выделенных правил с большими весами было равно 16, каждое из правил соответствовало одной из возможных ситуаций и выполняемому в этой ситуации действию. Именно эти правила применялись агентом. Этот набор правил можно рассматривать как обобщающие эвристики, формируемые агентом в процессе самообучения. Эти эвристики сводятся к следующему: 1) если порция пищи расположена в той же клетке, в которой находится агент, то нужно выполнить действие «питание» (таких правил было 8); 2) если порции пищи нет в той клетке, в которой находится агент, и пища находится в клетке впереди или справа/слева от агента, то нужно выполнить действие «перемещение вперед» или «поворот направо/налево», соответственно; если вообще не было пищи в поле зрения агента, то агент предпочитал действие «перемещение вперед».

Перемещение вперед имело предпочтение перед поворотами, это можно объяснить тем, в первом случае образуется двухзвенная цепочка действий, а во втором – трехзвенная. Интересно, что когда агент попадал в ситуацию «буриданова осла», т.е. наблюдал пищу в двух клетках: справа и слева, то в одних расчетах он предпочитал поворачиваться направо, а в других – налево. Отметим, что действие «отдых» игнорировалось во всех ситуациях. В некоторых расчетах было небольшое число и других правил с весами, большими 1, тем не менее, свойства применяемых правил только изредка незначительно отличались от вышеописанных. Представленная на рис. 3 зависимость  $R(t)$  соответствовала 16 выделенным правилам с большими весами: для каждой из возможных 16 ситуаций было свое правило, характер этих правил изложен выше. Следовательно, в процессе обучения агент самостоятельно формировал вполне естественные правила, определяющие «разумную» стратегию поведения.

Одно из важных когнитивных свойств живых организмов – свойство формирования обобщенных понятий. Использование понятий приводит к сокращению требуемой памяти и времени обработки информации. Но как происходит формирование понятий, можно ли представить процессы формирования понятий с помощью компьютерного моделирования? В изложенной выше модели продемонстрировано, что в процессе обучения агент выбирает определенные правила, использование которых можно рассматривать как поведение в соответствии с обобщающими эвристиками. Однако эти эвристики были обнаружены путем наблюдения за работой компьютерной программы, у самих же агентов эти эвристики в явном виде не формировались. Для того чтобы продемонстрировать способность агента самостоятельно проводить обобщения и формировать понятия, в компьютерную программу дополнительно вводилась процедура усреднения. Агент для каждого действия проводил усреднение по времени, а именно, вычислялось среднее число применений данного действия по всему времени расчета для той или иной текущей ситуации  $S(t)$ . Это позволяло агенту производить обобщение ситуаций и формировать понятия, характеризующие внешнюю среду. Причем эти понятия важны для агента, так как они связаны с его действиями и с приростом его ресурса.

Проведенное усреднение показало, что оцененные в конце расчета средние по времени частоты действий определяют следующие преимущественные действия агента. Действие *питание* выполняется, если имеется пища в той клетке, в которой находится агент (независимо от того, имеется ли пища в других клетках поля зрения агента). Действие *перемещение на одну клетку вперед* выполняется, если нет пищи в той клетке, в которой находится агент, и имеется пища в клетке впереди агента. Действие *поворот направо/налево* выполняется, если нет пищи в той клетке, в которой находится агент, и в клетке впереди агента, но имеется пища в клетке справа/слева от агента. Частота действия *отдых* пренебрежимо мала. Таким образом, формировались цепочки действий, приводящие к нахождению пищи и увеличению ресурса агента.

Можно говорить о том, что агент формирует внутренние понятия «*имеется пища в моей клетке*»,

«*имеется пища в клетке впереди меня*», «*имеется пища в клетке справа/слева от меня*». Наблюдая за ситуациями и выполняемыми действиями, агент способен самостоятельно формировать понятия, обобщающие сенсорную информацию.

### 3. Модель автономных агентов, обладающих естественными потребностями

Современные исследования адаптивного поведения и интеллектуальных систем включают активные работы по изучению автономных адаптивных агентов и их интеллектуальных и когнитивных свойств (см., например, [9]). Тем не менее, фактически отсутствуют работы по моделированию процессов формирования адаптивного поведения агентов с естественными потребностями. В настоящем разделе излагается модель адаптивного поведения автономных агентов, обладающих потребностями, аналогичными основным потребностям биологических организмов: питание, размножение, безопасность [4].

В модели предполагается, что мир состоит из двух клеток: опасной и безопасной. С периодом  $T_D$  тактов времени статус клеток меняется: опасная клетка становится безопасной, и, наоборот, клетка, бывшая безопасной, становится опасной. Агент, находящийся в опасной клетке, каждый такт времени теряет ресурс  $r_D$ . Сенсорная система агента определяет ситуацию  $S(t)$ , характеризующую внешнюю и внутреннюю среду агента. Вектор  $S(t)$  состоит из 3 компонент, принимающих значения 0 либо 1 и определяющих следующее: 1) имеется ли в мире достаточное количество пищи, превышающее определенный порог  $f_{th}$ , 2) превышает ли собственный ресурс агента  $R(t)$  заданный порог  $r_{th}$ , 3) опасна ли клетка, в которой находится агент. Таким образом, имеется 8 различных ситуаций  $S(t)$ .

Каждый такт времени агент выполняет одно из следующих 4-х действий: деление, питание, перемещение в другую (альтернативную из двух) клетку, отдых.

Выбор действий агента обеспечивается имеющейся у него системой управления. Система управления агента представляет собой набор правил вида (1). Веса правил  $W_k$  модифицируются при обучении агента методом обучения с подкреплением. Так как общее число различных ситуаций равно 8, а число действий равно 4, то всего имеется 32 различных правила. Начальный набор весов этих правил  $\{W_{0k}\}$ , получаемый агентом от родителя (с небольшими мутациями), представляет собой геном агента. В противоположность геному текущие веса правил  $\{W_k\}$ , которые использует агент при выборе действия, модифицируются при обучении агента. Таким образом, каждый агент имеет два набора весов правил: начальные веса  $\{W_{0k}\}$ , составляющие геном агента и не меняющиеся в течение его жизни, и текущие используемые веса  $\{W_k\}$ , модифицируемые при жизни агента путем обучения. В момент рождения агента текущие веса равны начальным:  $\{W_k\} = \{W_{0k}\}$ .

Чтобы учесть ограничения на возраст агентов, считается, что агент с определенной вероятностью  $P_d$  ( $P_d \ll 1$ ) может погибнуть каждый такт времени (от случайных факторов), это соответствует средней про-

должительности жизни агентов порядка  $1/P_d$  тактов времени.

Опишем действия агента. Действие «деление» происходит следующим образом: рождается потомок данного агента, ресурс родителя делится пополам между родителем и потомком; геном  $\{W_{0k}\}$  рождающегося потомка отличается от генома родителя случайными мутациями.

При выполнении действия «питание» агент съедает определенную часть  $r_{eat}$  пищи, если такое количество пищи имеется в данный такт времени в мире. Ресурс агента увеличивается на величину  $r_{eat}$ .

При выполнении одного из действий «деление», «питание», «перемещение» и «отдых» ресурс агента уменьшается на величину  $r_d, r_e, r_t, r_r$ , соответственно. Действия «деление» и «питание» соответствуют потребностям размножения и питания. Действие «перемещение» соответствует потребности безопасности, так как оно может обеспечить движение агента из опасной клетки в безопасную; моделирование показывает, что такое обеспечение действительно происходит.

Каждый такт времени агент осуществляет выбор действия и обучается. При выборе действия агента определяется текущая ситуация  $S(t)$  и выделяются 4 правила, для которых  $S_k = S(t)$ . Далее используется  $\varepsilon$ -жадный метод: с вероятностью  $1-\varepsilon$  из этих выделенных правил выбирается то, для которого вес  $W_k$  максимален, а с вероятностью  $\varepsilon$  – произвольное из этих правил ( $1 \gg \varepsilon > 0$ ). Действие  $A_k$ , соответствующее выбранному правилу, выполняется.

Основные параметры расчета были следующими. Максимальная численность популяции составляла  $N_{max} = 100$  (если численность популяции достигала величины  $N_{max}$ , то новые агенты не рождались). Расход ресурса на каждое из действий ( $r_d, r_e, r_t, r_r$ ) был равен 0.01. Период смены статуса клеток (опасная  $\leftrightarrow$  не-

лением:  $\alpha = 0.1, \gamma = 0.9$ . Параметр  $\varepsilon$ -жадного метода при случайном выборе правила составлял  $\varepsilon = 0.1$ . Изменение порогов  $f_{th}, r_{th}$  не сильно влияло на поведение агентов; в типичных расчетах эти величины составляли: порог значимого количества пищи в мире  $f_{th} = 10$ , порог значимого собственного ресурса агента  $r_{th} = 1$ . Система управления каждого агента состояла из всех 32-х возможных правил, в начале расчета веса правил  $W_{0k}$ , составляющие геном агента, были случайными и малыми по сравнению с последующими значениями  $W_{0k}$ . При мутациях к начальным весам правил рождающихся агентов  $W_{0k}$  добавлялась случайная величина, равномерно распределенная в интервале  $[-0.5P_m, 0.5P_m]$ ;  $P_m = 0.1$  – интенсивность мутаций. В каждый такт времени при выборе действия каждого агента с вероятностью 0.5 в мир добавлялась порция пищи, равная 10.

Специальным выбором параметров задавались следующие случаи:

- Случай L (чистое обучение); в этом случае интенсивность мутаций полагалась нулевой:  $P_m = 0$ .
- Случай E (чистая эволюция), в этом случае интенсивность обучения была нулевой, вероятность выбора случайного правила также обнулялась:  $\alpha = 0$  и  $\varepsilon = 0$ .
- Случай LE (обучение + эволюция), т.е. полная модель, с приведенными выше параметрами.

На рис. 4 представлены зависимости среднего по популяции ресурса агента  $\langle R \rangle$  от номера такта времени  $t$  для случаев чистого обучения L и чистой эволюции E. На рис. 5 приведена зависимость  $\langle R \rangle(t)$  для случая E при больших временах. Зависимости усреднены по 100 различным расчетам, выполненным для разных используемых последовательностей случайных чисел.

Согласно рис. 4 и 5 в случае эволюционной оптимизации при больших значениях  $t$  средний ресурс по-

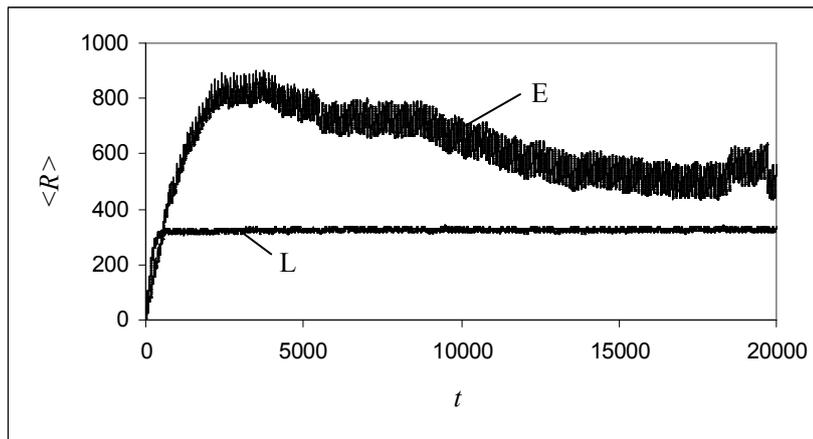


Рис. 4. Зависимости  $\langle R \rangle(t)$  для случаев чистого обучения L и чистой эволюции E. Усреднено по 100 различным расчетам

опасная) составлял  $T_D = 100$  тактов времени. Уменьшение ресурса агента за один такт времени при нахождении его в опасной клетке было равно  $r_D = 10$ . Увеличение ресурса агента при питании составляло  $r_{eat} = 10$ . Вероятность гибели агента от случайных факторов составляла  $P_d = 0.001$ . Параметры обучения с подкреп-

степенно уменьшается, а в случае обучения  $\langle R \rangle$  при больших  $t$  становится постоянным. Только при  $t > 100000$  (случай E) наблюдается выход на асимптотическое значение  $\langle R \rangle$ , однако меньшее, чем асимптотическое значение для случая L. Анализ кривых  $\langle R \rangle(t)$  при  $t < 1000$  показывает, что в случае L рост величины  $\langle R \rangle$

происходит примерно в два раза быстрее, чем в случае Е.

В случае полной модели LE зависимость  $\langle R \rangle(t)$  близка к таковой в случае чистого обучения L.

Таким образом, анализ зависимостей  $\langle R \rangle(t)$  показывает, что за исключением времени локального увеличения величины  $\langle R \rangle$  при  $100000 > t > 1000$  чистое обучение имеет преимущество перед эволюционной оптимизацией.

Объяснение полученным зависимостям состоит в том, что при чистой эволюции (случай Е) важную роль

При обучении (случай L) поведение агентов выходило на стационарный режим уже при  $t \approx 5000$ . В этом случае действия агентов распределялись следующим образом. Действие «отдых» осуществляли примерно 25% агентов популяции, действие «питание» – 70% агентов, действие «деление» – 3% агентов. При этом в моменты, непосредственно следующие за сменой статуса опасности клеток, частота действия «деление» практически не менялась, а частота выполнения агентами действий «отдых» и «питание» уменьшалась до 5% и 30%, соответственно. Частота действия «пере-

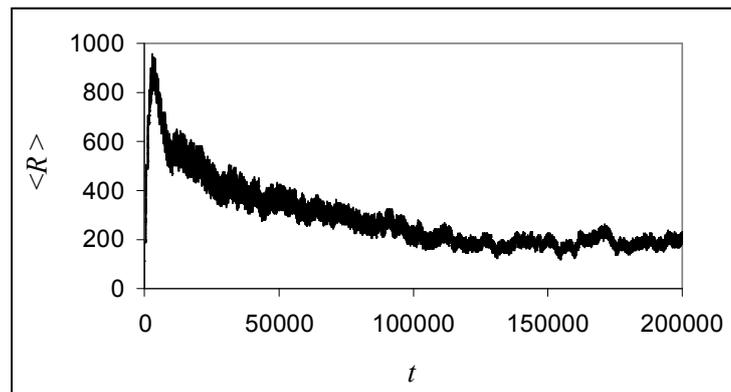


Рис. 5. Зависимость  $\langle R \rangle(t)$  для случая чистой эволюции Е. Усреднено по 100 различным расчетам

играет размножение агентов (именно при размножении происходят отбор и мутации агентов, обеспечивающие оптимизацию их поведения), которое в расчетах становится достаточно частым не с самого начала эволюции популяции, а спустя некоторое время, при  $t > 100000$ . При этих временах агенты выполняют действие «деление» примерно в 40% тактов времени. При размножении агенты-родители отдают половину своего ресурса потомкам, поэтому средний ресурс агентов популяции  $\langle R \rangle$  уменьшается. Если в компьютерной программе искусственно исключить деление ресурса  $R(t)$  пополам между родителями и потомками при рождении новых агентов, то в случае Е максимум в кривых  $\langle R \rangle(t)$  исчезает. При обучении роль размножения невелика (агенты выполняют это действие всего в 3% тактов времени) и соответствующего уменьшения ресурса не происходит, поэтому в случаях L и LE установившийся средний ресурс агентов выше, чем в случае Е.

При эволюционной оптимизации при  $t \approx 200000$  (когда поведение агентов уже практически не менялось) действия агентов распределялись следующим образом. Действие «отдых» осуществляло небольшое число агентов (примерно 5% агентов популяции), действие «питание» – 55% агентов, действие «деление» – 40% агентов. При этом в моменты, непосредственно следующие за сменой статуса опасности клеток (5-10 тактов времени), доля агентов, выполнявших действие «деление», резко уменьшалась до 5%, доля агентов, выполнявших действия «отдых» и «питание», также уменьшалась, но всего на величину 2-5% от общего числа агентов популяции. В эти же моменты средняя по популяции частота действия «перемещение» (обеспечивающего перемещение агента в безопасную клетку) возрастала от почти нулевого значения до 40%.

мещение» сразу после смены статуса опасности клеток возрастала от 5% до 60%. Таким образом, динамика действий агентов в случаях Е и L была сходна между собой. Отличие в основном состояло в том, что при эволюционной оптимизации существенно возрастала частота действия «деление» за счет других действий. В случае полной модели LE (обучение + эволюция) динамика частоты действий агентов только немного отличалась от таковой в случае чистого обучения L.

В изложенной модели не наблюдался эффект Болдуина (генетическая ассимиляция приобретаемых навыков), который был продемонстрирован в [7]. Это отличие связано с тем, что в данной модели при рождении потомка ресурс агента-родителя уменьшался, а в модели работы [7] при рождении новых агентов передачи ресурса от родителя к потомку не было. Можно ожидать, что эффект Болдуина должен наблюдаться или не наблюдаться в зависимости от величины ресурса, передаваемой от родителей к потомкам.

## 4. Выводы

Таким образом, построены и исследованы две модели автономных адаптивных агентов. В первой модели исследованы автономные агенты в двумерной клеточной среде, которые путем самообучения формируют свое поведение. Показано, что агенты в процессе обучения способны самостоятельно формировать последовательные цепочки действий, приводящие к росту ресурса агентов. Кроме того, если агент, наблюдая за ситуациями и выполняемыми действиями, самостоятельно оценивает усредненные частоты выполнения действий, то он способен самостоятельно формировать понятия, обобщающие сенсорную информацию.

Во второй модели продемонстрировано формирование достаточно естественного поведения агентов, обладающих потребностями питания, размножения, безопасности. Показано, что при эволюционной оптимизации систем управления агентов важную роль играет размножение. При этом, эволюционная оптимизация происходит медленней, чем при обучении. При объединении обучения с эволюционным поиском именно обучение играет основную роль, и результаты моделирования в случае объединенной модели близки к таковым в случае одного обучения.

## Литература

1. Бесхлебнова Г.А., Редько В.Г. Модель формирования обобщенных понятий автономными агентами. – Четвертая международная конференция по когнитивной науке. – Томск, 22-26 июня 2010 г.: Тез. докл. в 2 томах: Томск: изд-во ТГУ, 2010. Т. 1. С. 174 – 175.
2. Редько В.Г. Моделирование когнитивной эволюции – перспективное направление исследований на стыке биологии и математики // Математическая биология и биоинформатика (электронный журнал). – Т. 5. № 2, 2010. С. 215 – 229.
3. Редько В.Г., Бесхлебнова Г.А. Модель формирования адаптивного поведения автономных агентов – // Интегрированные модели и мягкие вычисления в

искусственном интеллекте: V Международная научно-практическая конференция. – Коломна, 28-30 мая 2009 г. Сборник научных трудов в 2-х томах. М.: Физматлит, 2009. Т.1. С. 70 – 79.

4. Редько В.Г., Бесхлебнова Г.А. Моделирование адаптивного поведения автономных агентов // Нейрокомпьютеры: разработка, применение. – № 3, 2010. С. 33 – 38.

5. Тарасов В.Б. От многоагентных систем к интеллектуальным организациям: философия, психология, информатика. – М.: Эдиториал УРСС, 2002.

6. Holland J.H., Holyoak K.J., Nisbett R.E., Thagard P. Induction: Processes of Inference, Learning, and Discovery. – Cambridge: MIT Press, 1986.

7. Red'ko V.G., Mosalov O.P., Prokhorov D.V. A model of evolution and learning // Neural Networks. – V. 18. No. 5-6, 2005. PP. 738 – 745.

8. Sutton R.S., Barto A.G. Reinforcement Learning: An Introduction. – Cambridge: MIT Press, 1998.

9. Vernon D., Metta G., Sandini G. A survey of artificial cognitive systems: Implications for the autonomous development of mental capabilities in computational agents // IEEE Transactions on Evolutionary Computation, special issue on Autonomous Mental Development. – V. 11. No. 2, 2007. PP. 151 – 180.

## Models of autonomous adaptive agents

G.A. Beskhlebnova, V.G. Red'ko

**Abstract.** The paper overviews authors' computer models of adaptive behavior of autonomous agents. The first model investigates autonomous self-learning agents that form their behavior in two-dimensional cellular environment. It is shown that the agents during learning are able to form the sequential chains of actions and the notions summarizing the sensory information. The second model demonstrates the formation of natural behavior of agents that have needs of feeding, reproduction, and safety. It is shown that reproduction plays an important role at evolutionary optimization of control systems of agents.

# Компьютерная визуализация линий уровня двумерных скалярных полей на регулярной сетке

П.И. Кандалов

В статье представлен метод построения и визуализации линий уровня и ее реализация по алгоритму Marching Squares на программном языке Pascal. Описывается метод заливки областей на основе выходных данных алгоритма Marching Squares.

## 1. Введение

Моделирование и анализ сложных трехмерных/двумерных скалярных полей различной физической природы, в частности, температурных полей, существенным образом опирается на необходимость проведения визуализации расчетных массивов данных полей. Компьютерная визуализация линий уровня может быть как с черно-белой так и цветовой заливкой областей между линиями уровня.

Алгоритмы компьютерной визуализации, используемые в зарубежных прикладных программах, не могут быть применены в отечественных программных комплексах, поскольку алгоритмы их реализации недоступны программисту и отсутствует возможность масштабирования области визуализации в пропорциях адекватных реальным.

Среди существующих алгоритмов визуализации скалярных полей в виде линий уровня, наиболее пригодным для наших целей, является алгоритм обработки полигональной сетки изоповерхности трехмерных скалярных полей Marching Cubes. Данный алгоритм, получивший название Marching Cubes, был впервые предложен в 1987 году Вильямом Лоренсенем и Харви Клайном на конференции SIGGRAPH [1]. Он позволяет обрабатывать полигональные сетки изоповерхности трехмерного скалярного поля, называемого еще сеткой вокселей. Аналогом данного алгоритма для двумерного скалярного поля стал алгоритм Marching Squares. Описанию применения данного алгоритма для визуализации скалярных двумерных полей в виде изолиний, и встраиванию его в программный комплекс для моделирования температурных полей электронных модулей [2], посвящена данная статья.

## 2. Marching Squares алгоритм

Введем следующие понятия и обозначения:

– линия уровня ( $D$ ) - множество точек  $P$  на плос-

кости, в которых функция  $U(P)$  принимает одинаковые значения,  $U(P) = \text{const}$ .

– битовая маска - двумерная матрица  $M_{i,j}$  ( $i = 1..N, j = 1..M$ ), принимающая значение в каждой ячейке 0 или 1;

– матрица значений - двумерная матрица  $I_{i,j}$  ( $i = 1..N, j = 1..M$ ), содержащая исходную регулярную сетку;

–  $I_{\max}$  - максимальное значение в матрице значений  $I_{i,j}$ ;

–  $I_{\min}$  - минимальное значение в матрице значений  $I_{i,j}$ ;

Входными данными для алгоритма является регулярная сетка представленная матрицей значений размерностью  $N \times M$ , для которой строится битовая маска, согласно следующему правилу:

$$M_{i,j} = \begin{cases} 0, & \text{при } I_{i,j} \leq L \\ 1, & \text{при } I_{i,j} > L \end{cases}$$

где  $L$  – уровень контура расположенный в диапазоне от  $I_{\min}$  до  $I_{\max}$ .

Затем битовая маска покрывается контурной сеткой, состоящей из контурных ячеек (рис 1). Каждая контурная ячейка представляет прямоугольник, охватывающий блок битовой сетки размером  $2 \times 2$ . Отметим так же, что размер контурной сетки на одну ячейку меньше в каждом направлении.

Просматривая последовательно контурную сетку, вершины каждой контурной ячейки, лежащие ниже линии уровня, помечаются «-», а лежащие выше «+». Таким образом, для каждой контурной ячейки может быть составлено 16 комбинаций расположения вершин относительно линии уровня (рис. 2).

Для обеспечения быстрого нахождения нужной комбинации контурной ячейки, применяется бинарная индексация вершин. Для этого каждую вершину нуме-



Рис 1. Матрица значений, ее битовая маска ( $L=1$ ) и контурная сетка (пример)

руют двоичными числами 0001(1), 0010 (2), 0100 (4) и 1000 (8) (рис 2). После этого, обходя все вершины по

мо в месте ее разрыва использовать границы контурной сетки. Тогда разомкнутая изолиния будет замкну-

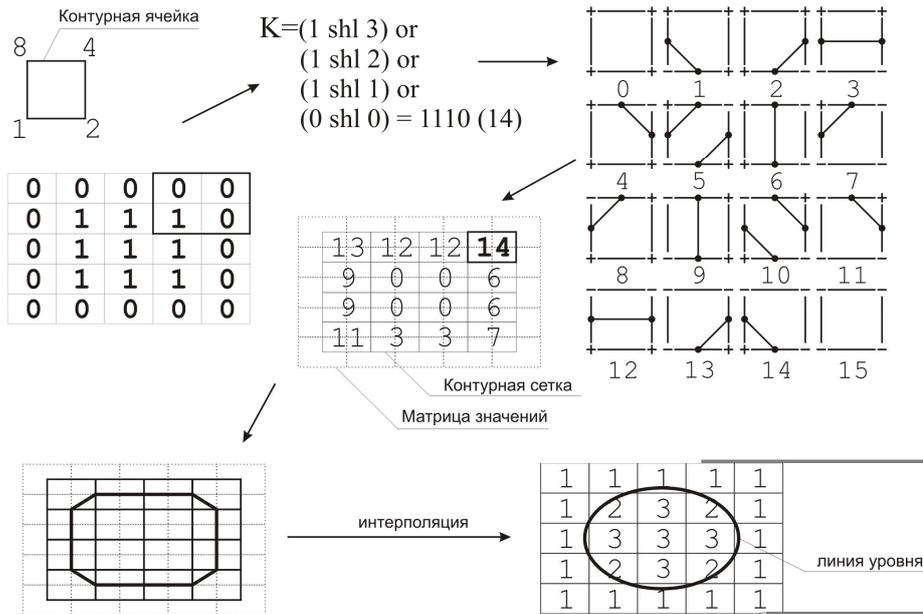


Рис 2. Различные комбинации контурной ячейки и метод их определения

часовой стрелке, начиная с наиболее значащего бита в левом верхнем углу, и применяя побитовую операцию «ИЛИ» и сдвиг влево, находят индекс искомой комбинации  $K$  по следующей формуле:

$$K = (\overline{V_8} \text{ shl } 3) \vee (\overline{V_4} \text{ shl } 2) \vee (\overline{V_2} \text{ shl } 1) \vee (\overline{V_1} \text{ shl } 0),$$

где  $V_8, V_4, V_2, V_1$  значения битовой маски при соответствующих вершинах контурной ячейки.

Для полученной комбинации контурной ячейки применяется линейная интерполяция, чтобы найти точное положение контурной линии относительно края ячейки (рис 2).

### 3. Компьютерная реализация алгоритма Marching Squares на языке Pascal

Описанный выше алгоритм Marching Squares позволяет для заданного уровня контура строить линии уровня, последовательно обходя все ячейки контурной сетки. На уровне контура могут быть найдены несколько линий уровня. При последовательном обходе всех ячеек контурной сетки среди найденных точек линий уровня невозможно однозначно сопоставить точку и соответствующую ей линию уровня. Чтобы устранить этот недостаток необходимо выполнить следующие действия:

- просмотрев контурную сетку найти контурную ячейку  $V_{ij}$ , в которой проходит линия уровня  $D_i$ ;
- определить следующую контурную ячейку, в которой линия  $D_i$  имеет продолжение;
- последовательно обойти по часовой стрелке контурные ячейки, в которых проходит линия уровня  $D_i$ , пока не будет найдена контурная ячейка  $V_{ij}$ .

Предложенный метод нахождения линии уровня требует, чтобы контурная линия была замкнутой. Для корректного поиска разомкнутой изолинии необходи-

той.

На основании вышесказанного, приведем описание класса, реализующего алгоритм Marching Squares:

```
TDouble1DArray = array of Double;
TDouble2DArray = array of array of Double;
TBit2DArray = array of array of Boolean;
```

```
TAlgorithm = class(TObject)
private
    Data: TDouble2DArray; // массив
                        // входных данных
    X_Size, Y_Size : integer; // размеры
                        // массива входных данных
    IsolineArray: TIsolineArray; // спи
                        // сок линий уровня
    Mask: TBit2DArray; // битовая маска
    BitField: TBit2DArray;
    Section: Double;
    Contours : TDouble1DArray;
    Direction: TPoint;
    N, W, S, E : TPoint;
    Origin : TPoint
    SectionIndex : integer;
    Xnode, Ynode : Integer;
    CountSection: Integer;
    W, H: Integer;
    procedure SearchIsolines;
    procedure Check(x, y: integer);
    function GetDirection (index:
                        // integer; var Isoline:
                        // TIsoline): TPoint;
public
    procedure CalculateIsoline(const aData:
                        // TDouble2DArray;
                        // aW, aH: Integer);
end;
```

Для хранения матрицы значений и её размеров используются переменные Data, X\_Size и Y\_Size соответственно. Переменная Mask хранит битовую маску, битовое поле BitField необходимо, чтобы

отмечать ячейки контурной сетки, которые были просмотрены, `SectionIndex`, `Section` и `CountSection` хранят номер уровня контура, значение уровня контура и количество уровней соответственно. Переменная `Direction` определяет в каком направлении был закончен обход контурной линии, переменные `N`, `W`, `S`, `E` означают направления, в которых можно двигаться при обходе контурной линии, `Origin` хранит координаты первой найденной контурной ячейки, в которой проходит линия уровня, `XNode`, `YNode` – координаты текущей просматриваемой контурной ячейки по осям `X` и `Y` соответственно. Переменная `IsolineArray` определяется типом данных `TIsolineArray = array of TList`, представляющий собой одномерный массив, каждый элемент которого хранит список линий уровня. Для хранения одной линии уровня введем класс `TIsoline`, который будет хранить список точек линии уровня, значение линии уровня, направление градиента и обеспечивать возможность добавления новой точки в список точек линии. Направление градиента принимает «истинное» значение, если градиент направлен во внутреннюю область образуемую линией уровня. Функция `CalculateIsoline` вычисляет точки линий уровня. На вход функции подается массив данных, длина и высота области вывода изображения. Функции `SearchIsolines`, `Check`, `GetDirection` являются вспомогательными и обеспечивают нахождение линий уровня для заданного значения уровня контура. Алгоритм реализован на языке `Pascal` и встраивается в программный пакет [2].

#### 4. Метод заливки областей между линиями уровня

Опишем метод заливки областей между линиями уровня. Для этого введем следующие обозначения: тип данных `Node` – описывает узел дерева со следующими переменными: `Parent` – ссылка на узел-предок; `Children` – список всех узлов-потомков; `Isoline` – ссылку на линию уровня, связанную с текущим узлом; `Region` – регион, границей которого являются линия уровня `Isoline`. Переменная `RootList` – список, содержащий ссылки на корни `root` для всех деревьев.

В классе `TAlgorithm` описываются найденные линии уровня, содержащиеся в массиве `IsolineArray`, для каждого элемента которого, хранящего список линий уровня, создается дерево линий уровня, состоящее из единственного узла – корня (`root`), который добавляется в список всех корней деревьев (`RootList`). Далее для каждой линии уровня из списка линий уровня создаются узел `Node` и регион `Region`, хранящийся внутри этого узла. Созданные узлы вставляются в дерево по вхождению регионов таким образом, что все узлы-потомки, идущие от некоторого узла-предка `N` вниз, имеют регионы, входящие в регион этого узла-предка `N`. На рис. 3 изображено дерево, в котором регион узла `N5` лежит внутри региона узла `N4`, при этом регионы узлов `N3`, `N4` входят в состав региона узла `N0`.

Вставка узла в дерево проводится следующим образом. `Parent` инициализируется значением ссылки на корень дерева `Root`. Затем для каждого дочернего узла

(`child`) производятся следующие проверки. Если регион вставляемого узла `node` не пересекается ни с одним из регионов дочерних узлов, то это означает, что данный узел является дочерним для `parent`. Если регион `node`

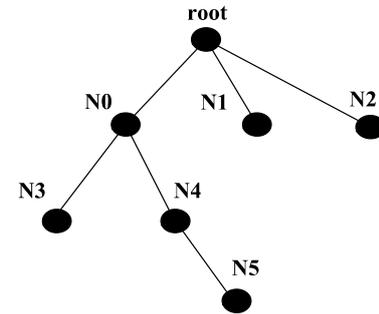


Рис. 3. Пример дерева регионов

пересекает один из регионов `child`, то происходит проверка, является ли регион дочернего узла внутренним для региона узла `node`. Если это так, то это означает, что регион вставляемого узла содержит внутри себя регион узла `child`. Следовательно, узел `node` должен быть расположен между ним и узлом `parent`, являясь новым родительским узлом для `child` (рис. 4). Если же регион `node` расположен внутри региона `child`, то значение `parent` принимается равным `child` и проверки повторяются.

После того, как все узлы во всех деревьях `RootList` упорядочены, вычисляется регион для корневого узла в каждом дереве. Для этого совершается обход дерева от его узлов к корню по следующему правилу: регион текущего узла объединяется с регионами дочерних узлов, если градиент линии уровня для текущего узла направлен внутрь региона или вычитается – в противном случае.

Таким образом, после обхода всех узлов корневой узел дерева содержит в себе область, в которой значения скалярной величины больше значения уровня контура (`Section`) для данного дерева. Для того чтобы получить регион со значением, равным значению `section` из региона корневого узла списка `RootList` для индекса `I` необходимо вычитать регион корня с индексом `I+1`. В результате операций вычитания `RootList` будет содержать список, где каждый элемент, являясь корнем дерева с порядковым номером `N`, содержит регион областей со значением `step · N`.

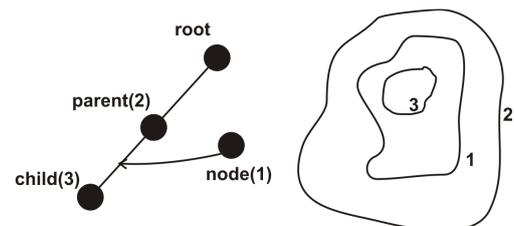


Рис. 4. Метод вставки нового узла в дерево регионов

## 5. Заключение

Предложенный в статье алгоритм для визуализации скалярных полей в виде линий уровня позволяет достаточно быстро обрабатывать большие массивы данных, может быть интегрирован в любой программный комплекс и показал высокую надежность при обработке больших массивов входных данных. Программная реализация алгоритма интегрирована в программный комплекс для моделирования трехмерных температурных полей электронных модулей [2].

## Литература

1. Lorensen W.E., Cline H.E. Marching Cubes: A high resolution 3D surface construction algorithm // Computer Graphics, Vol. 21, N. 4, July 1987
2. Мадера А.Г., Кандалов П.И. Моделирование трехмерных температурных полей в электронных модулях // Программные продукты и системы. №2 (90), 2010. С 29 – 33

## Computer visualization of isoline for 2-D scalar fields on regular grid

P.I. Kandalov

**Abstract.** This paper presents method for building and visualization of isolines and its realization by Marching Squares algorithm on program language Pascal. The method of the filling areas on base output data Marching Squares algorithm are described.

# Перенос информации между базами данных, существующими в средах с разными операционными системами

Г.Л. Левченкова, А.Г. Прилипко

Зачастую обмен информацией между системами учета в различных подразделениях одного предприятия осуществляется вручную, что создает излишнюю работу и повышает вероятность ошибок. В статье рассматривается пример автоматизации организации переноса информации из бухгалтерской системы учета в базу данных складской системы.

## 1. Введение

Одна из приоритетных задач для организаций, стремящихся оптимизировать свои затраты без снижения уровня качества обслуживания - автоматизация деятельности предприятия. Одним из видов такой автоматизации является организация на программном уровне обмена данными между различными учетными системами. Автоматизированный обмен информацией также является важным этапом создания единого информационного пространства предприятия, преследующего цели повышения эффективности работы сотрудников и структурных подразделений.

Рассмотрим пример переноса данных из системы «1С:Бухгалтерия 7.7», функционирующую в ОС Windows, в складскую систему учета, работающую в среде типа ОС Unix.

### 1.1. Возможности автоматизации переноса информации

В настоящее время неизбежно мирное сосуществование двух операционных систем Unix и Windows; ряд критически важных задач по-прежнему остаются в сфере влияния Unix, поэтому естественно обеспечить их совместную работу и облегчить процессы переноса информации между базами данных, существующими в средах с этими ОС. Однако обе операционные системы имеют существенные различия как на уровне приложений, оборудования, так и менталитета работающего с ними персонала. Нередко ситуация разрешается посредством создания промежуточного ПО, ориентированного, в частности, на организацию обмена информацией и данными между системами, функционирующими в различных ОС.

Благодаря тому, что платформа «1С» предоставляет разнообразные инструменты для обмена данными и интеграции прикладных решений, экспорт-импорт данных может быть осуществлен посредством комбинаций использования обработок, созданных специально либо типовых, поставляемых в комплекте «1С:Бухгалтерия 7.7», и прикладных программ, функционирующих как в среде ОС Windows, так и в среде ОС Unix.

ОС Unix позволяет пользователю достаточно быстро создавать простые программные комплексы, выполняющие повторяющиеся действия как по команде

пользователя, так и в автономном режиме. Этому способствуют такие основные особенности системы, как: универсальная форма представления информации - текстовый файл, понимаемый как последовательность символов, некоторые из которых имеют специальный смысл (разделяют строки (записи), поля и слова); возможность переназначения ввода-вывода и использования регулярных выражения - формальный, достаточно гибкий и более-менее интуитивный способ указать программе, что следует искать в потоке данных, стандартные средства текстовой обработки опираются именно на этот механизм.

### 1.2. Необходимость автоматизации переноса информации

Несмотря на то, что уже существуют системы, позволяющие используя одну базу данных вести бухгалтерский и складской учеты, многие предприятия в силу своей специфики, не имеют возможности сконфигурировать «складскую» составляющую «покупной» системы таким образом, чтобы она удовлетворяла всем необходимым требованиям. Поэтому зачастую организация предпочитает иметь базу данных, созданную «своими силами» и заточенную под конкретные нужды предприятия. Занесение информации в такие складские системы производится вручную, в связи с чем наименования материалов, фигурирующие в системах учета склада, нередко отличаются от наименований ТМЦ (товарно-материальных ценностей), числящихся в бухгалтерских базах данных.

Современные системы учета и базы данных имеют возможность экспорта содержащихся в них сведений, а также почти всегда сопровождаются прикладными процедурами, осуществляющими импорт информации. Вполне естественно, что в целях уменьшения ручного ввода и, как следствие, уменьшения ошибок, опечаток и неточностей, для реализации ведения корректного учета и сопровождения перемещения материальных ценностей внутри предприятия целесообразно автоматизировать занесение данных путем переноса из одной системы в другую посредством программных процессов.

Из широко распространенной программной системы «1С:Бухгалтерия 7.7», в которой учитывается в том числе и поступление материальных ценностей, можно организовать перенос информации в приклад-

ную складскую систему учета наличия и распределения изделий, даже если она функционирует в программной среде, отличной от той, в которой существует «1С:Бухгалтерия 7.7». При этом уменьшаются временные затраты на ввод информации и на обнаружение возникающих при этом ошибок, а также более стройно будет выглядеть список приходящих изделий. Ведь наименования материалов будут поступать в складскую систему из базы данных, и, значит, не будут различаться «лишними пробелами» и т.п. Незамысловатая идея — «не хочешь общаться с программой сам — заставь это делать другую программу». При таком подходе выигрывают все, и работники, которые тратят меньше времени на обработку данных, и базы данных, которые не «расползаются», а хранят «узаконенно-структурированную» информацию, и структуры предприятия, которые более оперативно могут получить сводки по интересующим их материалам.

ОС Unix — довольно старая система, стандартный внешний интерфейс которой ориентирован на использование алфавитно-цифровых строчных дисплеев. ОС Unix с самого начала обладает развитым набором средств для обработки текстовой информации, который легко расширяется и дополняется. Кроме того, использование командной строки, позволяет при работе с ним обойтись алфавитно-цифровыми терминалами. Даже когда стали реально доступными более развитые средства ввода и отображения данных, терминальный интерфейс продолжает активно использоваться. Во многих организациях сохранился «консервативный подход» к обеспечению оборудованием сотрудников, при котором цветные картинки и графические изображения считаются излишеством. Сохраняя единый подход к принципам работы, организации используют пусть и «устаревшие», но хорошо отлаженные и настроенные на особенности работы в конкретных условиях работы системы и базы данных и, соответственно, зачастую имеют весьма ограниченные возможности в изменении программного обеспечения своих рабочих мест.

В складской системе учета (которая в рассматриваемом нами примере функционирует в среде ОС Unix) имеется четкая иерархия сведений достаточно разветвленной структуры, учитывающая особенности партий товара, их месторасположение, ценообразование и другие особенности. С другой стороны, каждое предприятие заинтересовано в связях между бухгалтерскими документами, подтверждающими приход изделий, и учитывающимися на складе наименованиями товаров. Поэтому в отсутствие единой базы данных, распространяющейся на учет «бухгалтерии» и на «складской учет», необходимо уменьшить риск «ручного» ввода и путем автоматизации максимально синхронизировать данные, хранящиеся в различных системах.

## 2. Перенос данных между информационными базами

Перейдем непосредственно к рассмотрению процесса ввода данных в базу складской системы — переводу данных, имеющих в бумажном или компьютерном виде, в структурированный электронный вид —

документ базы данных. Перед нами стоит задача корректного «полу»-автоматического переноса информации, при этом конфигурации информационных баз, между которыми следует настроить обмен данными, существенно различаются. Несмотря на то, что появляется необходимость в процессе переноса превратить документы одного вида в документы совершенно другого вида, процесс не так трудоемок, как кажется на первый взгляд.

Работы по конвертации можно разбить на несколько технологических этапов, трудозатраты по которым зависят от объема и сложности переносимой информации:

- 1) анализ состава и структуры переносимой информации;
- 2) выявление типовых ошибок ввода данных и настройка автоматической фильтрации некорректной информации;
- 3) обработка зависимостей и выбор варианта более полного переноса информации;
- 4) тестовые выгрузки-загрузки и отбор записей, не удовлетворяющих условиям.

В связи с этим, для корректного переноса данных нужен промежуточный этап визуализации собранной информации с целью анализа корректности переносимых данных, до непосредственной записи этих данных в базу-приемник. Технологически промежуточный этап состоит в заполнении первичными данными таблиц значений, допускающих анализ, правку и сохранение в виде временных текстовых файлов.

### 2.1. Какая информация хранится в компьютерных системах учета

Опишем в общих чертах задачу.

*Имеется:*

1) База данных «1С:Бухгалтерия 7.7» (функционирующая в среде ОС Windows), в которую заносится информация о приобретении организацией материальных ценностей. При этом создается некий электронный документ, содержащий в том числе информацию о фирме-поставщике, наименовании и количестве товара, данные о документе передачи на предприятие, а также стоимости материальной ценности для предприятия и, может быть, некоего кода, под которым материал будет принят на учет в организации. В базе данных «1С:Бухгалтерия 7.7» налажен механизм формирования документов передачи оприходованных материальных ценностей в подразделение, осуществляющее хранение и учет поступивших изделий — на склад. При этом создается электронный документ — накладная, имеющая номер, дату, содержащая информацию о наименовании и количестве товара, присвоенном товару номенклатурным номером, стоимости материальной ценности для предприятия и, справочно, номера записи по складской картотеке (фактически — признака предполагаемого места хранения данной материальной ценности). Накладная распечатывается в двух экземплярах, оформляется установленным порядком, и один экземпляр поступает вместе с материальными ценностями на склад.

2) Система поступлений в «складскую систему учета» (функционирующая в среде ОС Unix). Каждая

переданная на склад накладная заносится в эту электронную систему. Заметим, что в основном сведения «наследуются» из п. 1). Кроме того, могут заноситься некоторые дополнительные сведения: например, информация о сотруднике, осуществившем прием и регистрацию МЦ (материальных ценностей), сведения о гарантийных сроках хранения (дата), может быть откорректирован номер записи по складской картотеке, поскольку товар может быть разбит на партии в зависимости от размещения на стеллажах либо по другим признакам, и т.д.

3) Система хранения в «складской системе учета» (функционирующая в среде ОС Unix). Каждое поступление в «складскую систему учета» преобразуется в сводную постоянно подлежащую обновлению структуру, в которой содержится полная информация о находящихся или когда-либо находившихся на складе товарах. Система хранения обычно подразделяется на «текущую» и «архивную» части, в которых соответственно содержатся сведения о наличествующих и ушедших со склада изделиях. Система хранения регулярно изменяется за счет ввода новой информации о поступлениях (преобразование из системы поступлений), а также корректируется сотрудниками предприятия, осуществляющими выдачу материалов со склада (эта «расходная» часть сопровождения МЦ далее в статье не рассматривается).

**Требуется:** организовать передачу информации в электронном виде из системы «1С:Бухгалтерия 7.7» в систему поступлений в «складскую систему учета» и в систему хранения в «складской системе учета».

В учетной системе «1С:Бухгалтерия 7.7» хранится и обрабатывается множество данных, требуемых для организации бухгалтерского учета, при этом она имеет разветвленную структуру и содержит (применительно к нашей задаче) исчерпывающий объем необходимой для переноса в «складскую систему учета» информации. Учет товаров на складе предполагает совокупность последовательно выполняемых операций: подготовку к приемке и приемку материальной ценности; размещение и организацию хранения продукции; подготовку к отпуску/передаче и отпуск/передача товаров. Для того, чтобы четко представлять, какие данные необходимо вывести из базы данных «1С:Бухгалтерия 7.7», опишем файлы «складской системы учета».

Поскольку «входным документом» для складских работников является накладная с перечнем поступающих на склад изделий, то естественно предположить, что должен существовать как минимум файл-оглавление, содержащий наряду с «регистрационным порядковым номером записи» также информацию о поступившем документе, дату занесения в «систему учета» этой накладной, фамилию лица, ответственного за прием МЦ, и, вероятно, какие-то комментарии, например, вида «признак обработки» (степень проведения документа). При этом поля формы, которые относятся к поступившему документу, могут быть заполнены данными, извлеченными из электронного вида поступившей накладной, то есть заносятся автоматически, «текущая дата» записи также может быть занесена программно.

Складская система учета разработана с таким расчетом, чтобы максимально облегчить поиск и занесе-

ние информации, в том числе важно удобство перехода между файлами данных. Поэтому «регистрационный порядковый номер поступления», указываемый в оглавлении, реализован таким образом, что кроме текстовой информационной нагрузки (номер поступления и год) несет смысловую «физическую» составляющую – он является именем файла (в файле-оглавлении он представлен ссылкой на файл), в который заносится информация из накладной поступления. Фактически, поступивший на склад документ вводится в электронном виде в файл с «регистрационным порядковым номером поступления». Этот процесс как раз и нужно максимально автоматизировать. Рассмотрим, какие данные содержатся в таком файле, для удобства назовем его «файлом поступления».

В примере, приведенном на рис.1, ширина полей показана условно. Значимой является только первая строка, в ней располагаются основные данные. Символы, расположенные на строках, в которых не указан «регистрационный порядковый номер поступления», считаются комментариями к вышерасположенному тексту поля. Поскольку длина строки не ограничена, то ширина «полей» может быть сколь угодно большой. Это очень удобно - располагать всю информацию в одной строке. Но если все же количество символов поля превышает «заданное разумными пределами» число знаков, то можно «прицепить» к каждой значащей строке любое количество строк-комментариев с «не уместившейся» информацией (на рис. 1 поля, которые могут иметь продолжение, отмечены «звездочкой» в заголовке таблицы).

Следует обратить внимание на то, что из 16-ти полей лишь два значения подлежат ручному вводу – «Примечание» и «признак обработки», Признак обработки - степень проведения позиции документа. При создании «файла поступления» в это поле автоматически проставляется признак 1 (наличие информации в Системе поступлений в «складскую систему учета»). При занесении данных текущей позиции в Систему хранения в «складской системе учета» в этом поле проставляется имя\_файла\_сводку\_приходов\_за\_месяц, в который попали эти сведения. Так, у второй позиции документа (Стул 5В) проставлен признак 1, что означает, что сведения о стуле еще не переданы в систему хранения. Информацию же из первой позиции рассматриваемой накладной уже занесли в сводку с именем s\_08\_2011. И в данной форме s\_08\_2011 есть ни что иное, как ссылка на файл\_сводку\_приходов\_за\_месяц.

Система хранения в «складской системе учета» организована в виде файлов\_сводок\_приходов\_за\_месяц. В файлах накапливается информация, извлекающаяся из «файлов поступления», зарегистрированных (или датированных) определенным месяцем. Сводки по наименованиям или другим признакам средствами ОС Unix из таким образом сгруппированной информации делаются достаточно просто. Зато «пофайловая» разбивка данных уменьшает время операций по работе с файлами и повышает качество информированности работников, делающих отчеты и выборки посредством использования поисковых программ или средствами редактора.

Информация в «файле хранения» (ссылка на имя этого файла присутствует на рис.1 - s\_08\_2011) в «складской системе учета» также имеет строчную структуру. Рекомендуется «наследовать» из предыдущих учетных файлов-форм как можно больше значимых полей, это не трудоемкий процесс, зато впоследствии «извлекая строку» для анализа мы сразу получим исчерпывающую информацию об интересующем нас изделии. Первоначальное заполнение строк в «файле

мы (редактора текстов), используемой в ОС Unix при ведении рассматриваемой складской системы, следует иметь данные в формате КОИ8-R. Значит, на каком-то этапе преобразования информации следует учесть неизбежный процесс перекодировки. Сразу отметим, что эту операцию можно провести с данными как в ОС Windows, так и в ОС Unix.

В Internet можно найти множество программ, перекодировывающих кириллические тексты. Каждая из них

№	Регистр. пор. номер поступления	Наименование *	Кол-во	Ед. измерения	Цена (без НДС)	Сумма (без НДС)	Ячейка по складу	Основание передачи	Примечание *	Признак обработки	НДС	Сумма с НДС	Номер накладной	Дата накладной	Номер накладной по мер
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1	521_2011	Кеп-67 тумблер	3	шт.	1.20	3.60	25633		PM	s_08_2011		3.60	874	02.08.11	51
2	521_2011	Стул 5В	1	шт.	22221.10	22221.10			OC	1		22221.10	874	02.08.11	03

Рис. 1. Форма «файла поступления» в «складскую систему учета» (имя файла: 521\_2011)

хранения», естественно, производится копированием информации, уже содержащейся в «файле прихода», то есть может быть выполнено автоматическим образом. Дополнительных «немедленных» действий может потребовать, пожалуй, только работа по уточнению «бывшего» поля 8 (см. рис.1) – ячейка по складу. (Ячейка по складу - значение поля наследуется из приходной накладной. Это код предполагаемого места хранения данного материала. В случае отсутствия этой информации в приходной накладной поле остается пустым. Может быть откорректировано в момент размещения на складе.) Остальные данные могут изменяться, корректироваться и дополняться уже в процессе хранения по мере необходимости.

## 2.2. Особенности переноса информации

Основной отличительной чертой ОС Unix, которая с одной стороны облегчает, а с другой, наоборот, затрудняет передачу данных между базами данных Windows и Unix, является построчная организация файлов и строковая обработка содержимого файлов программами и процессами, функционирующими в Unix-среде. Таким образом, чтобы организовать процесс переноса информации между базами данных, существующими в этих ОС, можно использовать комбинацию процедур «выгрузки» сведений из базы, конвертации выходной информации, результатом которой будет построчная организация данных, и, затем, преобразование полученных сведений в строчный формат, который «понимается» интерфейсными программами Unix.

В процессе переноса информации придется столкнуться с преодолением некоторых проблем. Самая очевидная из них – перекодировка данных. В ОС Unix сложились свои форматы файлов, и при переносе их на компьютеры из работающих под управлением Windows программ возникает проблема, которая, как правило, не решается путем поиска соответствующих программ просмотра, а требует дополнительной обработки файлов. В Windows (и в системе «1С:Бухгалтерия 7.7» в том числе) по умолчанию используется кодировка символов CP1251. Для програм-

имеет какую-то особенность и отличается степенью поддержки кириллицы. Под ОС Windows можно использовать программу iconv, которая служит для конвертации текстовых файлов из одной кодировки в другую. Отметим, что данная программа имеется также в ОС Unix, а учитывая, что Unix располагает гибким механизмом исполнения команд посредством организации каналов и комбинаций shell-процедур, то, видимо, целесообразнее выполнять перекодировку в процессе дальнейшего преобразования файла, уже перемещенного в среду ОС Unix.

Еще одна особенность, которую необходимо будет учесть при переносе данных из системы «1С:Бухгалтерия 7.7» в систему учета под ОС Unix, это формат данных, точнее – длина «полей». Дело в том, что «построчность» обработки файлов в ОС Unix имеет единственное неудобство: «табличные» поля организуются посредством использования в текстах специальных символов (например, псевдографических). Строка файла не должна быть длиннее определенного количества символов, чтобы её можно было распечатать или увидеть на экране в приемлемом виде. Таким образом, длинное содержимое поля, которое будет импортироваться из «1С:Бухгалтерия 7.7», следует «разрезать» на несколько «строк», первая из которых будет фигурировать в значащей строке «таблицы учета», а остальные будут зрительно располагаться ниже, в строках «комментариях», оформленные в виде кусочков текста, окруженных пробелами и псевдографическими символами-разделителями таблицы Unix-файла.

Так, например, три поля таблицы «1С:Бухгалтерия 7.7», которые выглядели как

АСМИТ 3.487-Л 10КПН преобразователь напряжения	2	шт
--	---	----

после выгрузки в файл-Unix будут выглядеть, как 2 строки вида:

I	АСМИТ 3.487-Л 10КПН	I	2	I	шт	I
I	преобразователь напряжения	I		I		I

где символ «I» является разделителем полей Unix-таблицы, первая строка - значащая, а все пустоты яв-

ляются на самом деле «пробелами», иначе «таблица» будет нечитаемой:

IASMIT 3.487-Л 10КПНІ2 ІштІ  
ІПреобразователь напряженияІІІ

### 2.3. Реализация вывода информации из «1С:Бухгалтерия 7.7»

подавляющее большинство информации, которая должна быть занесена в «складскую систему учета», содержится в базе данных «1С:Бухгалтерия 7.7». Причем «извлечению из системы» подлежат значения полей «как есть» - то есть «без изменений».

Платформа «1С:Предприятие 7.7», являющаяся частью системы «1С:Бухгалтерия 7.7», предоставляет разнообразные инструменты для обмена данными и интеграции прикладных решений. Часто появляется необходимость не просто перенести данные, а отфильтровать их по какому-либо признаку. Иногда при этом нужно автоматически формировать документы. Перенос данных из «1С:Бухгалтерия 7.7» в другие системы учета – частое явление. Необходимость в этом возникает в том случае, если «сторонняя база данных» способна обрабатывать на входе данные в форматах, которые автоматически генерируются обработками «1С:Бухгалтерия 7.7». Для наших целей выберем метод переноса данных через файл, который может быть различных форматов. На сегодняшний день общепринятым (и общепризнанным) является формат XML, но и формат TXT не утрачивает своей значимости. Перенос (выгрузка) информации из базы данных, может быть осуществлен посредством написания обработок «1С:Бухгалтерия 7.7» или использования типовых обработок, поставляемых в комплекте с программой «1С:Бухгалтерия 7.7». Преимуществом переноса данных через файл является то, что не зависимо от того, где находится база, небольшой файл переноса данных можно отправить по электронной почте либо перенести на флэшке.

Однако далеко не всех «программистов Unix» устраивает результат «типовой» выгрузки из «1С:Бухгалтерия 7.7». В результате «стандартной» обработки по выгрузке, например, счетов-фактур, мы, конечно, получим в файле формата XML все необхо-

димые данные, однако файл получится слишком громоздким и последующая его обработка программными способами может занять длительное время, да и на исследование такого вывода потребуются определенные «силы». Также возможны случаи, когда требования к переносу данных из «1С:Бухгалтерия 7.7» более специфичны, чем функционально заложенные в наборе типовых обработок, входящих в комплект поставки типовых конфигураций. В этих случаях необходимо обратиться к программистам 1С, для написания дополнительных обработок по выгрузке данных.

Экспорт данных из «1С:Бухгалтерия 7.7» условно можно разделить на два этапа: Шаг 1. Запуск системы с указанием информационной базы, из которой требуется загрузить данные. Шаг 2. Указание параметров в обработке (период выгрузки, типы переносимых документов и справочников, каталог – место выгрузки) и запуск самой обработки. Остальное программа сделает автоматически.

Выберем как вариант средство обмена данными в формате XML. То есть будем стремиться получить файл в формате XML, который впоследствии после соответствующих преобразований станет «входным» файлом, содержащим информацию для занесения в базу «складской системы учета». Рассмотрим основные приемлемые для нашего примера методы переноса данных из «1С:Бухгалтерия 7.7». Первый из них – запуск типовой обработки по выгрузке данных, содержащих информацию об уже сгенерированной накладной передачи на склад. В этом случае нам впоследствии придется «выцепить» из многообразия выгруженных данных только ту информацию, которая требуется для занесения в «складскую систему учета». Второй метод – привлечь специалиста 1С, который напишет специфическую обработку по выгрузке данных, сразу удовлетворяющую всем требованиям. В любом случае, на «выходе» в нашем распоряжении окажется XML-файл содержащий интересующие нас сведения в приблизительно такой форме как показано на рис. 2.

Таким образом, получен файл в кодировке windows-1251, в котором содержатся необходимые данные, которые теперь следует «автоматически» (или полуавтоматически, но максимально «программным способом») загрузить в «складскую систему учета».

```
<xml version="1.0" encoding="windows-1251">
<НакладниеНаСклад>
<Накладная NomerDocumenta="874" DataDocumenta="02.08.11"
  SupplierName="ЗАО КРЕДО" SupplierInn="7725047210/772511041"
  Organization="ЗАО КРЕДО"
  Osnovanie="дог. Нек-001/11 от 11.01.11г. (передача на склад для хранения)">
<StrokaDocumenta NomerStroki="1" Subschet="10.2"
  KodUcheta="" MaterialNaimenovanie="Кеп-67 тумблер"
  MaterialNomenklaturniyNomer="51"
  EdinicaIzmereniyaKod="796" EdinicaIzmereniyaNaimenovanie="шт."
  KolichestvoOtpuscheno="3" Cena="1.20" SummaBezNDS="3.60"
  SummaNDS="0" Vsego="3.60"
  PozPoSkladu="25633" NomerInventarniy="" NomerPasporta=""
/>
<StrokaDocumenta NomerStroki="2" Subschet="10.2"
  KodUcheta="" MaterialNaimenovanie="Стул 5В"
  MaterialNomenklaturniyNomer="03"
  EdinicaIzmereniyaKod="796" EdinicaIzmereniyaNaimenovanie="шт."
  KolichestvoOtpuscheno="1" Cena="22221.10" SummaBezNDS="22221.10"
  SummaNDS="0" Vsego="22221.10"
  PozPoSkladu="" NomerInventarniy="" NomerPasporta=""
/>
ItogoBezNDS="22224.70" NDSpoNakladnoj="0" VsegoPoNakladnoj="22224.70"
PozicijPoNakladnoj="2"
</Накладная>
</НакладниеНаСклад>
```

Рис. 2. Результат выгрузки данных из «1С:Бухгалтерия 7.7»

Поскольку для процедур и программ ОС Unix, редактора, работающего под управлением ОС Unix, и системы, в которой реализована база данных складского учета, требуется информация в кодировке KOI8-R, то нужно не забыть запустить «волшебную» программу-перекодировщик. Как уже описывалось выше, можно воспользоваться командой `iconv` из-под Windows, и пересылать в Unix-машину уже перекодированный, подготовленный к дальнейшей обработке файл.

## 2.4. Реализация формирования файлов баз данных склада

Когда создавались первые варианты ОС UNIX, единственным практически доступным (и сравнительно удобным) аппаратным средством интерактивного взаимодействия с вычислительной системой являлись алфавитно-цифровые терминалы, способные вводить и выводить строки символов. Поэтому исторические базовым средством взаимодействия системы с пользователем является строчный интерфейс: пользователь вводит со своего терминала некоторую строку символов, и если система понимает смысл этой строки, то она выполняет соответствующие действия и выдает на экран пользователя соответствующие результаты.

Рассматриваемая в настоящей статье в качестве примера «складская система учета» функционирует в среде ОС Unix и имеет построчную структуру учета данных. Как уже отмечалось, разделение информации на «поля форм» реализовано посредством применения в строках псевдографических символов, а для «поддержания» соответствующих формам таблиц длин полей в качестве заполнения пустот вставляются символы «пробел».

### 2.4.1. Первоначальная обработка

Наша задача – преобразовать извлеченную из «1С:Бухгалтерия 7.7» информацию в «построчные таблицы» для последующего пополнения этими данными форм «складской системы учета».

Для начала, если перекодировка файла, полученного в результате вывода обработки «1С:Бухгалтерия 7.7», еще не была произведена, следует преобразовать данные из windows-1251 в KOI8-R. Для этого применим (уже в ОС Unix) описанную выше команду `iconv`. Теперь мы имеем файл с данными в нужной кодировке, и можно приступить к извлечению данных, их сортировке, обработке с целью размещения в полях-строках должным образом и к формированию строк-заготовок для операторов, которые будут заносить подготовленные строки в файлы «складской системы учета».

Любой командный язык семейства shell (оболочки ОС Unix) фактически состоит из трех частей: служебных конструкций, позволяющих манипулировать с текстовыми строками и строить сложные команды на основе простых команд; встроенных команд, выполняемых непосредственно интерпретатором командного языка; команд, представляемых отдельными выполняемыми файлами. В свою очередь, набор команд последнего вида включает стандартные команды (системные утилиты, такие как `ls`, `cat`, `awk`, `sed`, `echo` и т.д.)

и команды, созданные пользователями системы. Все утилиты имеют интерфейс командной строки и могут работать в пакетном режиме. Кроме того, благодаря возможности передачи вывода одной команды непосредственно на вход следующей команды (механизм каналов) скорость и удобство обработки улучшаются, ведь отпадает необходимость создавать временные промежуточные файлы.

С целью упрощения запуска процесса преобразования необходимой информации в нужный формат следует создать специальный скрипт, в который поместить все необходимые действия, включая команду перекодировки из windows-1251 в KOI8-R, если таковая не была проделана в ОС Windows непосредственно перед переносом файла в Unix машину.

Отметим, что после «выгрузки» информации из «1С:Бухгалтерия 7.7» мы можем иметь:

а) один файл со всеми необходимыми данными - в случае если используется типовая обработка по экспорту, например, счетов-фактур из «1С:Бухгалтерия 7.7» за определенный период, либо специально созданная обработка по выгрузке группы документов одним массивом информации;

б) несколько файлов - если обработка по экспорту запускалась неоднократно, например, в разные дни, или документы передачи выгружались не массивом, а по одному документу.

В любом случае, на вход специально создаваемой процедуре можно будет передать содержание любого количества файлов, например, применив стандартную команду Unix:

```
cat список_имен_файлов | procedura
```

Команда «`cat`» по очереди читает указанные файлы и выдает их содержимое на стандартный вывод. Знак «|» есть ни что иное, как создание канала – стандартный вывод команды «`cat`» таким образом передается на вход команде-скрипту «`procedura`». Поскольку оболочка shell имеет мощное средство указания шаблонов имен файлов вместо перечисления таковых, то строка запуска создаваемой обработки может иметь, например, такой вид:

```
cat export*_1c | procedura
```

где шаблон «`export*_1c`» при «раскрытии» символа «\*» примет вид строки, в которой перечислены имена файлов вида `export_n21_1c`, `export_1a3_1c`, `export_76_1c`, `export_874_1c`, ..., `export_september_1c`, ... - то есть все файлы текущего каталога, содержащие в начале имени символы «`export`», а в конце имени «`_1c`».

Конечно, можно еще упростить запуск «выгрузки» информации из нескольких файлов, если написать процедуру «`procedura`» таким образом, чтобы она последовательно обрабатывала файлы, указанные в качестве аргументов в командной строке:

```
procedura export{37}??_1c
```

В этом примере будут обработаны только накладные с трехсимвольными номерами, начинающимися на 3 или 4 (трехсотые и семисотые, а также документы с номерами вида 30а, 74с, 3м1, 7\_2, 3-9, ...).

Что же должен делать скрипт «`procedura`»? Очевидно, следует запрограммировать следующие действия:

1. Перекодировка (при необходимости).

2. Извлечение информации из полей «формы 1С». Например, из поля `MaterialNaimeovanie` (см. рис.2) группы данных, относящихся к первой строке документа, нас интересует словосочетание «**Кеп-67 тумблер**», которое нужно будет впоследствии разместить в поле 3 «файла поступления» (см. рис.1) и, затем, в соответствующее поле «файла хранения».

3. Проверка корректности извлекаемой информации. В процессе считывания следует, например, проверить, чтобы основные значения полей не оказались нулевыми (такие, например, как наименование, единица измерения, количество,...).

4. Формирование строк для заготовок «файла-оглавления», «файлов поступления» (см. рис.1) и «файла хранения». В том числе формирование строкомментариев к значащим позициям (в случаях, когда наименование, например, не умещается в одну строку, и следует создать неотрывную строчку ниже для указания продолжения наименования), а также заполнение «пробелами» строковых данных полей, чтобы ширина каждого поля в «символах» была постоянной (для корректного вида полученных строковых таблиц).

5. Создание файлов-заготовок вида `874_prih`, `874_hran`, `875_prih`, `875_hran`, ... и `spisok`, где `874`, `875`, ... – номера накладных, из которых извлекается информация; `spisok` – заготовка строк для файла-оглавления, `prih`-файлы – заготовки для файла прихода, `hran`-файлы – заготовки для файла хранения.

Основной проблемой при переносе данных является несоответствие структур базы-источника и базы-приемника, что возможно приведет к необходимости проведения также следующих операций:

- дробления (разделения данных), находящихся в одном поле на несколько фрагментов;
- преобразования данных (замена запятой в числовых значениях на точку, например);
- фильтрации по различным критериям;
- конкатенации строк при объединении полей;
- сбора и анализа данных по связанным таблицам.

Следует отметить, что для специалиста, владеющего знанием процедур и умеющим обращаться с набором команд ОС Unix, не составит труда в течение максимум 2-х дней написать скрипт, отвечающий всем требованиям подобного извлечения и форматирования необходимой для ввода в складскую систему информации.

На выходе работы команды «`procedura`» мы получаем набор файлов, в котором «отправной точкой», для дальнейшей работы является файл «`spisok`», созданный в формате файла-оглавления. Конечно, можно на входе команде «`procedura`» дать номер «следующего порядкового регистрационного номера», чтобы автоматически заполнить соответствующее поле файла-оглавления, но поскольку в общем случае в извлеченных сведениях могут наряду с новыми документами фигурировать уже извлеченные ранее из базы накладные, то в присвоении автоматических регистрационных номеров получением нет необходимости. Если же обработке подвергается одна накладная, то, конечно, целесообразно сразу задать «следующий порядковый регистрационный номер», для более полного заполнения строки оглавления.

Следующим этапом в процессе заполнения базы данных склада является ввод строк-заготовок из файла «`spisok`» в файл-оглавление системы поступлений в «складскую систему учета». Это делает сотрудник склада путем копирования строк из одного файла в другой, попутно заполняя поля формы, которые не могут быть занесены автоматически.

#### 2.4.2. Заполнение «файлов прихода»

После присвоения регистрационного порядкового номера поступлению возможной становится следующая обработка информации, которая заключается в корректировке имени файла прихода (из, например, файла «`874_prih`» будет создан файл `521_2011`). Этот процесс также может быть автоматизирован. Следует написать скрипт («`imena`»), проставляющий в значащих строках файла прихода `874_prih` регистрационный номер `521_2011` и создающий файл, который размещается в каталоге с остальными файлами приходов; одновременно «повторной» обработке подвергается и файл с соответствующим именем для сводки хранения (`874_hran`), в нем также следует проставить этот регистрационный номер; в файл-оглавление же заносится значение поля «признак обработки», равное «1», что означает, что файл прихода лежит в положенном месте. Команду «`imena`» будет выполнять сотрудник, отвечающий за учет поступления МЦ на склад:

```
imena 874_prih -n521_2011
```

Отметим, что процесс присвоения регистрационных номеров файлам прихода можно также запрограммировать в процедуре «`imena`», например, запуском команды:

```
imena имена_файлов_приходов -nпервый_свободный_номер конкретнее:
```

```
imena 87?_prih -n521_2011
```

где вместо шаблона `87?_prih` будут подставлены имена существующих файлов, начинающиеся с трех символов, первые два из которых `87`, и заканчивающиеся символами «`_prih`». В этом случае процедура «`imena`» должна также заполнить поле «регистрационный порядковый номер поступления» в файле -оглавлении.

#### 2.4.3. Наполнение «файлов хранения»

После размещения в положенном месте файла прихода сотрудникам останется лишь занести подготовленные заранее и находящиеся в файле вида `874_hran` строки в «файл хранения». Команду «`prihod`» (естественно, опять элементарный скрипт) будет выполнять сотрудник, отвечающий за размещение МЦ на складе. Перечисленные после ключа «`-s`» номера, являются номерами обрабатываемых позиций (записей о МЦ) по накладной:

```
prihod -s1 874_hran -f's_08_2011"
```

Эта команда также должна заносить в файл прихода (см. рис.1 для первого наименования из накладной) значение поля «признак обработки», равное «`s_08_2011`», что означает, что факт прихода занесен в сводку, и МЦ размещена на складе; а в файле-оглавлении значение поля «признак обработки» должно быть теперь равно «2» - признак частичной обработки накладной по учету на складе. Когда все изделия из накладной будут учтены в файле хранения, тогда этот признак в оглавлении вручную следует заменить

на значение «3». В случае запуска этого скрипта в виде:

```
prihod 8[0-9][0-9]_hran -f's_08_2011"
```

будут обработаны все позиции из выгруженных из «1С» накладных с 800-тыми номерами.

Одновременно с занесением строки позиции в «файл хранения» сотрудник корректирует (при необходимости) поле записи, в котором указана «ячейка по складу», чтобы окончательно зафиксировать («по факту») месторасположение поступившего изделия, а также вводит значения в поля, которые не предназначены для автоматического заполнения.

#### 2.4.4. Дополнительные процедуры

На этом «первоначальный ввод» сведений в базу данных склада можно считать завершённым. Остальные действия производятся сотрудниками склада без участия программистов. Однако следует предусмотреть, может быть, еще несколько дополнительных программ-проверок. Дело в том, что имея на руках приходные накладные, согласно которым сотрудники склада осуществляют прием МЦ и делают записи в складской системе учета, есть вероятность, что данный документ поступил на склад «повторно» - в результате изменения каких-либо данных в документе, либо «дубликат». Поэтому перед процедурами занесения в систему учета следует произвести элементарную проверку на повтор – а вдруг, такая накладная уже была введена в базу данных склада? Кроме того, «глазами» не всегда можно обнаружить разницу в документах, здесь в помощь сотрудникам следует дать инструмент проверки. Например, поскольку в выгруженных ранее данных у нас было соответствие между номером накладной, датой, количеством передаваемых позиций, суммой по накладной и т.д., то

1) при выгрузке документов: при создании файла с номером 874\_prih, например, можно программным образом проверить, был ли уже такой файл (выгружался ли);

2) получив «обновленные файлы выгрузки» следует оценить значения «значащих полей», которые

15 «файла поступления». Одновременно откорректированные данные заносятся и в остальные два файла – в файл-оглавление и в «файл хранения», в случае, если содержимое этих полей накладной в них учитывается.

Предположим, что сотрудники уже составили для себя список наиболее часто применяемых в процессе работы команд по вводу данных. Тогда действия по импорту или корректировке будут сводиться к запуску той или иной программы с последующими дополнениями или уточнениями, вносимыми вручную в уже созданные строки файлов «складской системы учета». Так, например, ввод в базу данных накладных с 300 по 499 номер сотрудником «Горлов П.П.» займет несколько минут (а, может, и секунд), если командная строка будет иметь вид (см. рис.3).

После выполнения такой команды останется только лишь:

- проставить в файле-оглавлении у соответствующих строк признак 3 “занесение всех данных из накладной в систему хранения в «складской системе учета»”. Это тоже может быть сделано автоматически, путем выполнения, например, команды: `priznak [34][0-9][0-9]_prih -ini"3"`

- внести необходимые комментарии и уточнения (которые, кстати, не требуют немедленного занесения в базу данных, а могут заполняться позднее).

Таким образом, длительность обработки информации будет определяться скоростью работы прикладных программ, а «трудозатраты сотрудника» будут выражаться всего в запуске двух процедур.

### 3. Заключение

Залог достоверности информации о фактическом наличии товарно-материальных ценностей в местах хранения и на всех этапах их движения в организации - высококачественная складская система учета и хорошо обученный и квалифицированный рабочий персонал. Развитие компьютерных технологий позволяет должным образом автоматизировать учет и передачу информации о находящихся в ведении организации материальных ценностях между компьютерными системами

```
procedura export[34][0-9][0-9]_1c; imena -i"Горлов П.П." [34][0-9][0-9]_prih -n521_2011; prihod [34][0-9][0-9]_hran -f's_08_2011"
```

Рис. 3. Пример командной строки для загрузки сведений в базу данных склада

важны при занесении в складскую систему учета: сделать сравнительный файл-сводку по предыдущей и текущей версии файлов.

Если изменения существенные, то на выбор сотрудникам можно предложить несколько вариантов дальнейших действий. Либо автоматически удалить все «некорректные» записи, касающиеся данной накладной, а потом занести «новое поступление», либо вручную выборочно откорректировать сведения по конкретным позициям накладной (по всем файлам). Можно написать скрипт, который будет корректировать уже существующие записи во всех файлах «складской системы учета», но только в той части, которую укажет сотрудник, производящий изменения. Например, команда:

```
корг -s1 874_prih 6 7 13 15
```

задает проведение изменений у позиции 1 из накладной 874 в части корректировки значений полей 6, 7, 13,

ми учета структур предприятия. Компьютер позволяет хранить информацию по каждому товару о количестве, размере, весе, цене, месте нахождения всех товаров, проходящих через фирму, описание и другую необходимую информацию об отдельной ассортиментной позиции. Возможна интеграция компьютерных систем, позволяющая комбинировать данные из различных, но взаимосвязанных между собой по типу информации, баз данных. Так, например, в базе данных складского учета могут использоваться данные бухгалтерии. Это снижает риск введения недостоверной информации и позволяет устанавливать внутренние взаимосвязи между потоками данных, поступающих из различных подразделений организации.

В зависимости от выполняемых складом функций, на предприятии разрабатываются и применяются свои системы учета товаров. Известно, что пользовате-

ли чрезвычайно редко и весьма неохотно меняют любимый текстовый редактор, а подразделения предприятия активно сопротивляются внедрению новых компьютерных систем учета. Этот факт можно объяснить тем, что для любого сотрудника текстовый редактор является непосредственной средой обитания, где готовятся тексты программ и документация, откуда осуществляется взаимодействие с различными компонентами операционной системы (файловой системой, интерпретатором команд, процессами и т. п.). Пользователь настраивает эту среду в соответствии со своими требованиями и вкусами, со временем у него вырабатывается определенный стиль работы в редакторе, многие действия доводятся до полного автоматизма. Поэтому любая перемена означает изменение привычек, а это никогда не проходит безболезненно. Системы учета, уже давно «прижившиеся» на предприятиях, как правило, доработаны с учетом особенностей работы организации, и подобрать удовлетворяющую всем этим требованиям новую систему очень проблематично, а в некоторых случаях - невозможно. Но очевидно, что интеграция между базами данных разных подразделений организации просто необходима, поэтому следует озадачиться процессами миграции данных из одной системы в другую и максимально их автоматизировать.

ОС Unix разрабатывалась инженерами и для инженеров, поэтому при создании софта и встроенных утилит не делались универсальные программы, каждая из которых выполняла бы внутри себя все необходимые пользователю действия, а для каждой небольшой задачи создавалась своя утилита, которая выполняла свою задачу, только одну, но делала это хорошо. Дело пользователя - при помощи набора этих утилит выполнить операции, которые ему нужно сделать. И оболочка shell, входящая в состав Unix, поддерживает развитые языки сценариев, которые часто оказываются наиболее эффективным средством автоматизации сложных задач по обработке информации. Интерфейс командной строки Unix настолько удачен, что практически полностью отсутствует барьер между использованием системы и программированием в ней, процедуры обработки информации просты, быстро создаются и элементарны в использовании. Возможности программирования в ОС Unix обеспечивают гибкость при создании своих собственных схем обмена. Из набора утилит можно составлять цепочки и последовательности действий, что позволяет автоматизировать рутинные, часто повторяющиеся операции. Выгрузка же данных из «1С:Бухгалтерия 7.7» осуществима с мини-

мальными трудозатратами и без потерь данных. То есть имеются все предпосылки для организации переноса информации между базами данных, существующими в средах ОС Windows и Unix.

Преимущества:

- повышается производительность и качество труда складских работников. Использование специальных программ обеспечивает максимальную точность и скорость работы, помогает избежать ошибок при вводе данных в базу;

- изменение программ доступно пользователям. Скрипты являются полноценными программами на языке shell, которые можно записать в файл, объявить этот файл исполняемым и пользоваться наряду с прочими командами;

- конфигурационные файлы полностью текстовые, их можно править привычным текстовым редактором и редактировать в любой операционной системе.

Время, затрачиваемое на внедрение и поддержку соответствующих правил обработки информации в процессе сопровождения и модернизации сложных программных комплексов, невелико, и процесс переноса данных между базами данных значительно упрощается.

## 4 Литература

1. Кэти Айвенс. Windows Server 2003. Полное руководство. – М.: Эком, 2004
2. 1С:Предприятие Версия 7.7. Конфигурирование и администрирование Часть 1. - М.: Фирма «1С», 1996-1999
3. 1С:Предприятие Версия 7.7. Руководство пользователя. - М.: Фирма «1С», 1996-1999
4. Д. Пик, Т. О'Райли, М. Лукидис, Т. О'Райли. Unix: инструментальные средства. 2-е издание. : БНУ-Киев, 1999
5. Виктор Вагнер. True Unix GUI. : LinuxRSP, 1999-2011
6. Левченкова Г.Л. Система "ЗАКУПКА И РАСПРЕДЕЛЕНИЕ". Обеспечение потребностей предприятия в комплектующих, материалах и готовых изделиях // под редакцией академика РАН В.Б.Бетелина, Москва, НИИСИ РАН, 2006, С. 76-234
7. Давыдов В.Н., Левченкова Г.Л. Особенности проведения ревизии склада при смене информационной системы учета // Сборник статей под редакцией академика РАН В.Б.Бетелина, Москва, НИИСИ РАН, 2008, С.93-114

## Information transfer between the databases existing in the environments with different operating systems

G.L. Levchenkova, A.G. Prilipko

**Abstract.** It is a widespread practice according to which the exchange of information between the registration systems in different departments of one and the same enterprise is implemented in manual manner. The result is a lot of unnecessary work and a high risk of mistakes. In this article, an example on automatic transfer of information from the book-keeping registration system to the storehouse data base system is considered.