

Учреждение Российской академии наук
Научно-исследовательский институт системных исследований РАН

ТРУДЫ НИИСИ РАН

ТОМ 1 N 2

**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>Амирханов А.В., Волков С.И., Гладких А.А., Демин С.В., Родионов И.А., Столяров А.А., Пшеничников А.Г.</i> Модификация топологии СБИС с учетом технологических ограничений операции химико-механической планаризации	4
<i>Глушко А.А., Демин С.В.</i> Калибровка моделей технологических операций в системах конструктивно-технологического моделирования	11
<i>Масальский Н.В.</i> Метод активной защиты речевой информации по акусто-оптоволоконному каналу на основе КНИ технологии	16
<i>Горячев В.А.</i> Масштабирование соединений КМОП СБИС при переходе к новым технологическим нормам	21
<i>Дёмин А.С.</i> Моделирование современных высокоскоростных умножителей	27
<i>Рогаткин Ю.Б.</i> Компьютерное моделирование сложно-функциональных блоков аналого-цифрового преобразования	32

Математическое и компьютерное моделирование

<i>Цельковский А.А., Данилов И.А., Зебрев Г.И.</i> Разработка компактной модели графенового полевого транзистора на языке Verilog-A	35
<i>Юдкин Ф.А.</i> Моделирование чувствительности газовых плазмонных сенсоров при изменении параметров буферного диэлектрического слоя	41
<i>Акжолов М.Ж., Лебо И.Г., Кандалов П.И., Мадера А.Г.</i> Компьютерное моделирование конвективных процессов в воздушной среде вблизи электронных устройств	44
<i>Морозов С.А., Соколов С.А.</i> Радиационные эффекты при воздействии тяжелых заряженных частиц КНИ СБИС и способы их моделирования	47
<i>Мадера А.Г.</i> Расчет «поворотного» теплового сопротивления элементов электронных устройств	52

Информационные технологии – моделирование и приложения

<i>Осипенко П.Н., Базаева С.Е., Мещерякова О.В., Игошев А.С.</i> Методы оптимизации процесса выполнения НИОКР	54
<i>Торгашев М.А.</i> Реализация режимов записи и воспроизведения тренировок в имитационно-тренажерных комплексах моделирования сложных динамических систем	59

Модификация топологии СБИС с учетом технологических ограничений операции химико-механической планаризации

А.В. Амирханов¹, С.И. Волков², А.А. Гладких,
С.В. Демин, И.А. Родионов³, А.А. Столяров, А.Г. Пшенников

1 – кандидат физико-математических наук, 2 – кандидат технических наук, старший научный сотрудник,
3 – кандидат технических наук

В статье рассмотрен метод модификации топологии СБИС, который позволяет формировать оптимальное заполнение топологических слоев СБИС фиктивными структурами заполнения на основе моделирования операции ХМП.

Введение

Химико-механическая планаризация (ХМП) важная операция в цикле производства субмикронных СБИС. Эта операция выполняется как при получении многоуровневой металлизации (Back-End Of Line, BEOL), так и при получении боковой изоляции транзисторов (Front-End Of Line, FEOL). Во время формирования многоуровневой металлизации результат ХМП диоксида кремния в значительной степени зависит от плотности заполнения (далее ПЗ) нижележащего слоя межсоединений [1]. Откуда следует, что одним из основных конструктивных параметров схемы, с помощью которого можно повышать планарность межслойного диоксида – это топология схемы, а точнее не используемые в ней области. Путем вставки специальных элементов – структур заполнения (далее СЗ, dummy filling features) в эти области, меняется ПЗ межсоединений и соответственно изменяется и распределение толщины межслойного диоксида кремния. Однако СЗ должны быть распределены определенным образом в соответствии с используемыми параметрами операции ХМП. Для того чтобы определять необходимое и достаточное число СЗ в каждой области топологии кристалла требуется иметь возможность «предсказывать» результат обработки каждой из проектируемых топологий кристаллов СБИС. Наиболее часто используемым методом получения результата технологической операции до ее проведения в области производства интегральных схем является моделирование.

1. Модель операции ХМП

Для расчета распределения толщины слоя диоксида кремния после операции ХМП всего кристалла существуют различные модели. В работах [1] и [2] приведены некоторые из них. Однако, как показывает сопоставление результатов моделирования экспериментальным данным, наиболее точной моделью является полиномиальная модель, кратко описанная в работе [3].

Как было показано в [1] операция ХМП в наибольшей степени чувствительна к ПЗ. Локальная ПЗ

(далее ЛПЗ) определяется по следующему алгоритму: весь слой разобьем на квадраты со стороной a , имеющие равные площади $S_{кв} = a^2$. Вычислив суммарную площадь топологических элементов $S_{эл}$, лежащих внутри каждого из квадратов, определим ЛПЗ слоя каждого квадрата как: $d_{ij} = S_{ij\ эл}/S_{кв}$. Тогда матрица ЛПЗ (далее МЛПЗ) D имеет вид:

$$D = \begin{pmatrix} d_{11} & \dots & d_{1N} \\ \vdots & d_{ij} & \vdots \\ d_{M1} & \dots & d_{MN} \end{pmatrix}.$$

Модель же представляет собой описание операции ХМП с помощью полиномиальных зависимостей, а также двумерной свертки. Предполагается, что распределение толщины после планаризации является функцией от времени и эффективной ПЗ (далее ЭПЗ). При этом остальные параметры операции определяются матрицей коэффициентов и вычисляются эмпирическим путем с помощью специального набора тестовых структур. Тогда общий вид модели записывается следующим образом:

$$z(t, u_{ij}) = z_0 - z_1 \left(1 - \sum_{r=1}^{M_s} a_{0,r} u_{ij}^r \right) + \sum_{k=1}^{N_s} \left[\sum_{r=1}^{M_s} a_{k,r} u_{ij}^r \right] \cdot t^k,$$

где $a_{k,r}$ – коэффициенты полинома, φ_{ij} – ЭПЗ квадрата, z – толщина диоксида кремния, отсчитываемая от некоторой базовой точки.

$$u_{ij} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N d(m,n) \cdot w(i-m, j-n),$$

где $w(i,j)$ – элементы матрицы ядра свертки W . Их расчет осуществляется с помощью выражения из теории упругости [4], определяющего прогиб эластичного материала подушки установки ХМП, в зависимости от приложенной нагрузки (1), где $k_2 = q(1 - \nu^2)/pE$, E – модуль Юнга материала подушки, q – приложенное давление, ν – коэффициент упругости материала подушки, PL – длина планаризации (*planarization length*).

Каждый из элементов МЭП зависит от значений МЛПЗ, которые лежат на расстоянии, не превышающем максимального радиуса r_{max} ядра свертки. Причем на некотором расстоянии меньшем PL проявляется мак-

симальное влияние близлежащих топологических элементов друг на друга.

2. Калибровка и верификация модели ХМП

При калибровке модели определяются приведенные в предыдущем разделе параметры. Калибровка проводится с использованием некоторого выбранного алгоритма оптимизации, обеспечивающего наилучшую

$$w(r, PL) = \begin{cases} 2k_2 PL \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - \frac{4r^2}{PL^2} \sin^2 \theta} d\theta & r \leq \frac{PL}{2} \\ 4k_2 r \left(\int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - \frac{4r^2}{PL^2} \sin^2 \theta} d\theta - \left(1 - \frac{4r^2}{PL^2}\right) \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - \frac{PL^2}{4r^2} \sin^2 \theta}} \right) & r > \frac{PL}{2} \end{cases} \quad (1)$$

сходимость поиска параметров. В качестве критерия оптимизации необходимо использовать такое значение, которое однозначным образом характеризует точность модели. В данной работе таким критерием была выбрана среднеквадратичная ошибка отклонения результатов моделирования от экспериментальных данных:

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_k^N (z_k^{(M)} - z_k^{(H)})^2}{N}},$$

где $z_k^{(M)}$ – смоделированные значения толщины диоксида кремния, а $z_k^{(H)}$ – значения толщины, полученные в результате измерений, N – общее число точек измерений.

нейшем моделировании они будут воспроизведены. Фильтрация проводилась путем удаления резко выделяющихся данных полученных в результате измерений. После фильтрации экспериментальных данных была проведена окончательная калибровка модели.

Вторым шагом при формировании адекватной модели операции ХМП является ее верификация, т.е. проверка модели предсказывать результаты технологической операции для структур, не входивших в набор для калибровки. Во время верификации использу-

ется тот же критерий оценки модели, что и при калибровке.

После калибровки и верификации модель можно использоваться для последующей модификации разрабатываемых топологий СБИС оптимальным образом в части ЛПЗ. Экспериментальные данные для калибровки и верификации модели были получены на структурах, сформированных с помощью специального тестового шаблона. Этот шаблон содержал необходимое и достаточное количество типов структур для характеристики операции ХМП с помощью полиномиальной модели. На шаблоне присутствовал набор структур с диапазоном ПЗ от 10% до 100%, сформированных с помощью повторяющейся структуры линия/зазор с различными размерами и расстояниями. Данный диа-

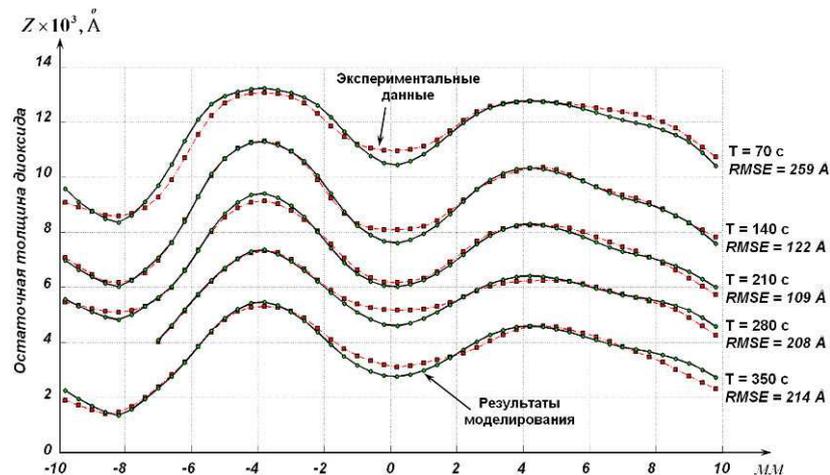


Рис. 1. Результат калибровки полиномиальной модели технологической операции ХМП

Для калибровки модели использовались данные полученные с области кристалла с резко изменяющейся ПЗ топологии. Так как во время эксперимента возможны случайные дефекты, а также проявляется влияние разброса измерительного оборудования, возникает необходимость фильтрации результатов эксперимента перед калибровкой. В противном случае в коэффициентах модели будут учтены эти ошибки и при даль-

пазон полностью покрывает требования для рабочих кристаллов СБИС.

Результаты калибровки модели приведены на рис. 1. В результате калибровки и верификации среднеквадратичная ошибка отклонения модели $RMSE$ по экспериментальным данным составила 191 Å и 404 Å соответственно.

3. Методы модификации топологии СБИС структурами заполнения

Структуры заполнения – это электрически нерабочие структуры, не влияющие на процесс литографии в части воспроизведения размеров. Данные структуры используются для изменения ПЗ топологии. Процесс добавления СЗ в топологии обычно называют «заполнением топологии», так как топология заполняется относительно небольшими элементами одинаковой формы (многоугольниками). Обычно СЗ представляют собой прямоугольники или квадраты с одинаковыми размерами, однако это могут быть и полигоны более сложной формы, такие СЗ в большинстве случаев применяются для заполнения слоя активной области при использовании технологии травления по обратной

антов заполнений, после, чего выбирать тот вариант, для которого разброс ПЗ по квадратам минимален. Так же расчет основан на простейших выражениях, которые не позволяют точно определить распределение толщины межслойного диэлектрика.

В сравнении с методом *RBDF*, метод *MBDF* основан на аналитических выражениях, которые содержат не просто прямую пропорциональность толщины межслойного диэлектрика МЛП, а более сложную зависимость. Поэтому метод *MBDF* позволяет формировать заполнение более эффективно, нежели *RBDF*.

СЗ должны быть размещены таким образом, чтобы они удовлетворяли требованиям правил проектирования по минимально-допустимым расстояниям их размещения. Задача размещения СЗ является оптимизационной.

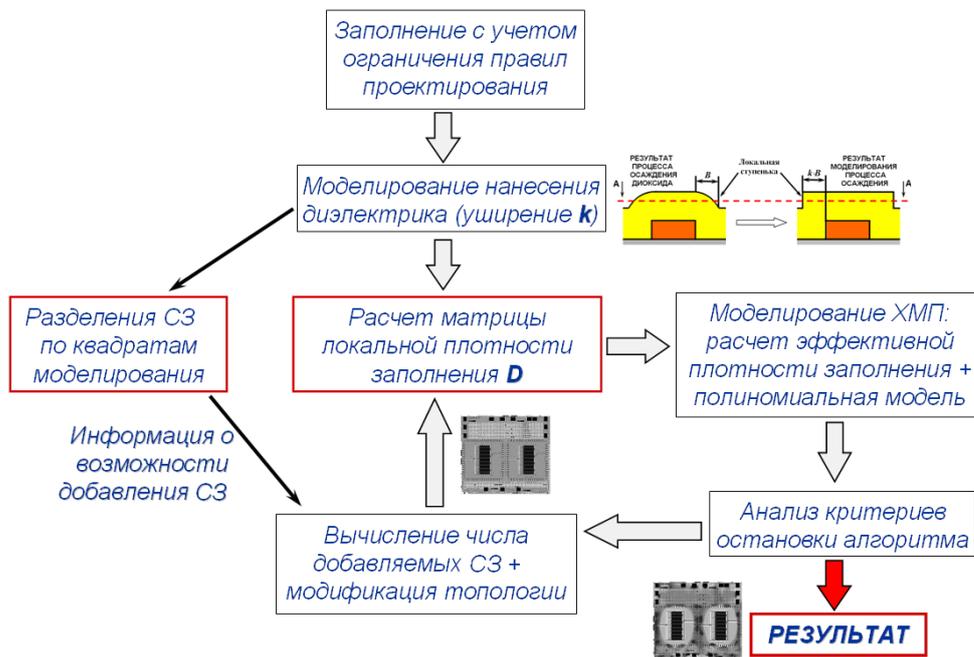


Рис. 2. Схема алгоритма *MBDF* топологического слоя СБИС

маске с последующей операцией ХМП во время формирования *FEOL*.

Методы заполнения могут быть разделены на две категории: с использованием описанных на специальном языке правил заполнения (далее *RBDF*, *Rule-based Dummy Fill*) и с использованием моделирования (далее *MBDF*, *Model-based Dummy Fill*). При использовании *RBDF* делается допущение, что толщина межслойного диэлектрика только прямо пропорциональная ЛПЗ – для региона величиной порядка $500 \times 500 \text{ мкм}^2$. После чего в каждый регион добавляется либо минимально-возможное число СЗ, позволяющее получить наиболее равномерное распределение ЛПЗ, либо максимально-возможное число СЗ, в результате которого будут удовлетворены лишь правила проектирования. Свободные области в топологии кристалла обычно находят с помощью булевых операций и затем проводят их заполнение.

При заполнении с помощью *RBDF* возникает следующий ряд проблем: за один расчет найти необходимое значение расстояний между СЗ и их размер невозможно, для этого требуется проводить несколько вари-

4. Реализация алгоритма *MBDF* топологии СБИС

Заполнение топологического слоя СБИС СЗ начинается с выделения областей доступных для заполнения. Для этого первоначально определяются области в топологии слоя СБИС с некоторым отступом от межсоединений топологии. Отступ задается правилами проектирования. Расстояние между СЗ и межсоединениями обычно больше, чем минимальное расстояние между проводниками межсоединений. Это объясняется тем, что наличие СЗ способно вызывать дополнительные емкостные связи [5].

Вторым шагом является предварительное заполнение для удовлетворения требований по минимальной и максимальной плотности заполнения для операции плазмохимического травления (ПХТ) слоя металлизации. В результате двух шагов остается некоторое число СЗ, которые либо могут быть добавлены в топологический слой, либо нет, в зависимости от результата

моделирования операции ХМП. Схема *MBDF* алгоритма добавления СЗ показана на рис. 2.

Описание алгоритма приведено ниже.

1. Моделирование операции нанесения диэлектрического слоя.
2. Вычисление максимального доступного числа фигур заполнения для каждого квадрата.

2.1. Разбиение слоя доступных для варьирования СЗ

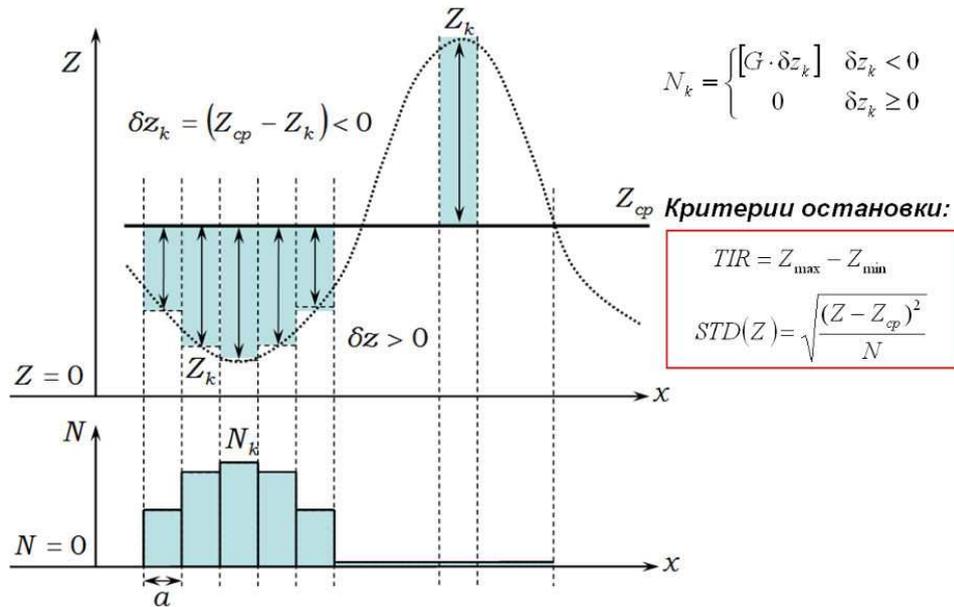


Рис. 3. Вычисление числа добавляемых СЗ

по квадратам с размерами квадратов аналогичным размерам квадратам локальной плотности заполнения.

- 2.2. Вычисление числа элементов полученных в каждом квадрате.
3. Итеративное повторение следующих шагов пока выполняется каждое из следующих условий:

$$k < v_1; Df = f_k - f_{k-1} > v_2; \sum N_{ij} > v_3,$$

где k – номер итерации, f_k – целевая функция алгоритма заполнения и N_{ij} – число СЗ, добавленных в ij квадрат, а v_1, v_2, v_3 – ограничения, задаваемые для завершения заполнения.

3.1. Моделирование операции ХМП.

- 3.1.1. Разбиения топологии слоя СБИС на квадраты.

3.1.2. Вычисление матрицы локальной плотности заполнения [6] и матрицы эффективной плотности заполнения.

3.1.3. Вычисление распределения толщины межслойного диэлектрика после операции ХМП.

3.2. Вычисление числа добавляемых СЗ для каждого квадрата (рис. 3).

3.2.1. Расчет средней толщины межслойного диэлектрика по кристаллу, с использованием распределения полученного при моделировании.

3.2.2. Расчет числа СЗ по следующей формуле:

$$N_{ij} = [G \cdot (z_{cp} - z_{ij})]$$

где G – коэффициент («скорость заполнения»), $[\circ]$ – оператор округления до ближайшего целого числа, z_{cp} – среднее значение толщины диоксида.

3.2.3. Преобразование полученного значения по следующему выражению:

$$N_{ij} = \begin{cases} \min(N_{ij}, N_{ij \max}) & N_{ij} \geq 0 \\ 0 & N_{ij} < 0 \end{cases}$$

где $N_{ij \max}$ – максимальное число СЗ для ij квадрата. Это преобразование необходимо, т.к. число добавляемых в квадрат СЗ не может быть большим числа доступных СЗ.

3.3. Добавления расчетного числа СЗ в каждый квадрат.

3.4. Обновление максимального доступного числа СЗ для каждого квадрата.

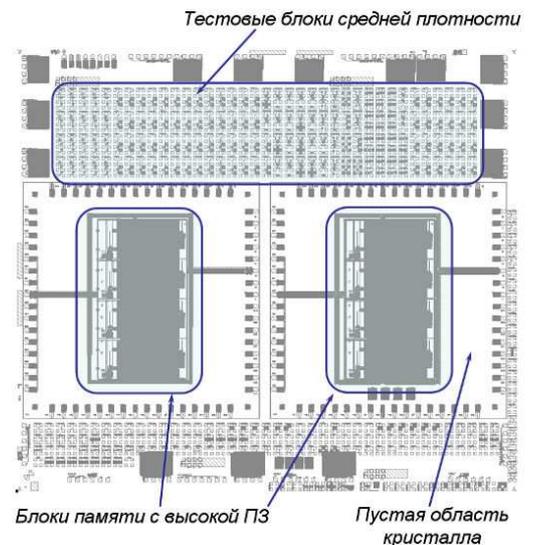


Рис. 4. Общий вид тестового кристалла

Целевой функцией для алгоритма заполнения *MBDF* [7, 8] необходимо задавать функцию характе-

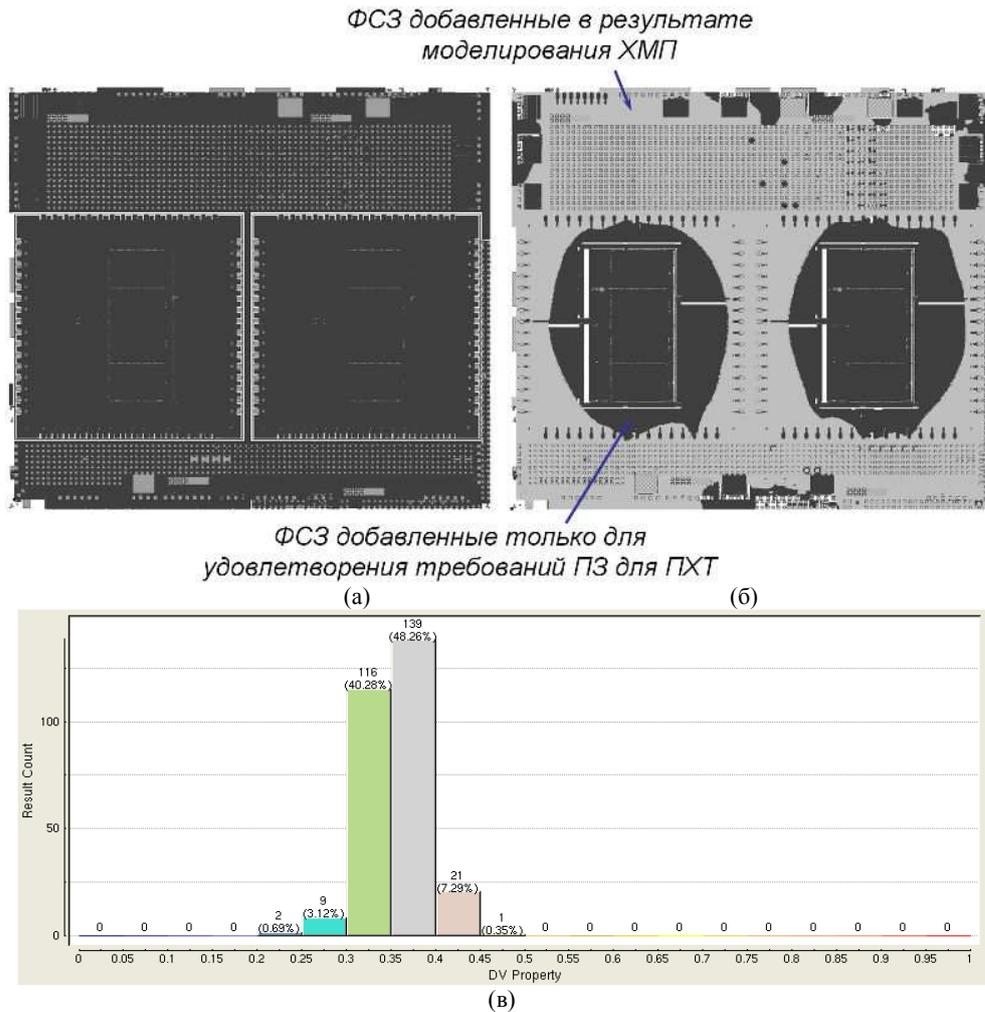


Рис. 5. Общий вид RDBF (а); Общий вид MBDF (б); Гистограмма распределения ПЗ после RDBF (в)

ризирующую качество планарности межслойного диэлектрика, такой функцией может быть среднее квадратичное отклонение толщины межслойного диэлектрика от его среднего значения.

5. Результаты применения различных алгоритмов заполнения

Далее рассмотрим пример модификации топологии СЗ при использовании метода *RDBF* и *MBDF* для

топологии первого уровня металлизации тестового кристалла содержащего два блока статической памяти (СОЗУ) с высокой ПЗ и набор тестовых блоков средней плотности. Общий вид топологии и «характерные» для заполнения области тестового кристалла приведены на рис. 4.

Заполнение *Rule-Based* осуществлялось с помощью системы автоматизированного проектирования (САПР), которая позволяет формировать заполнения

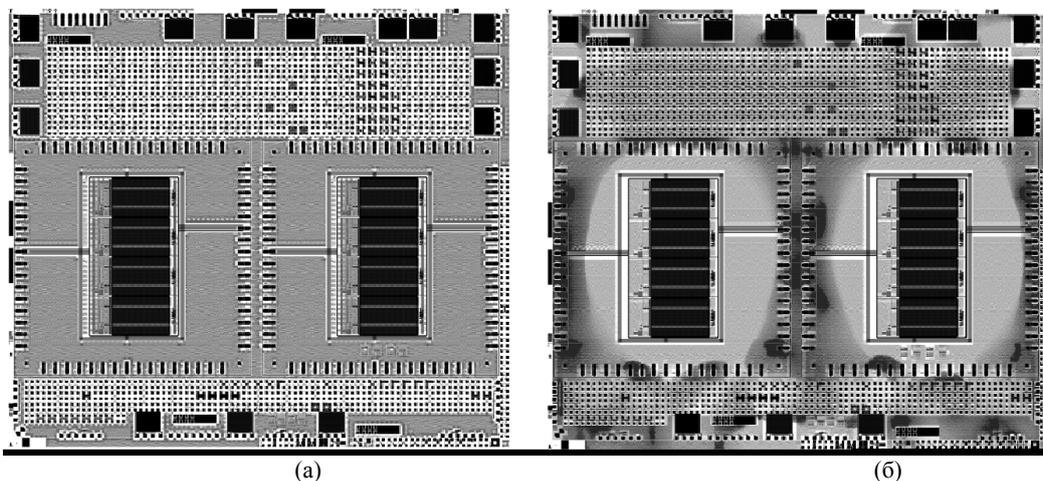


Рис. 6. Локальная плотность заполнения после RDBF (а) и MBDF (б)
(темное – высокая плотность, светлое – низкая плотность)

СЗ с учетом определенных ограничений. Такими ограничениями являются условия, задаваемые на локальной плотности заполнения в квадрате и градиент между квадратами.

Также возможно варьирование параметров самих

Модификация топологии алгоритмом *MBDF*, как было описано ранее, проводилась в несколько шагов. На первом этапе заполнялся весь кристалл с ограничениями на ПЗ от 30% до 70% для обеспечения необходимых требований по ПХТ металлизации. Вторым

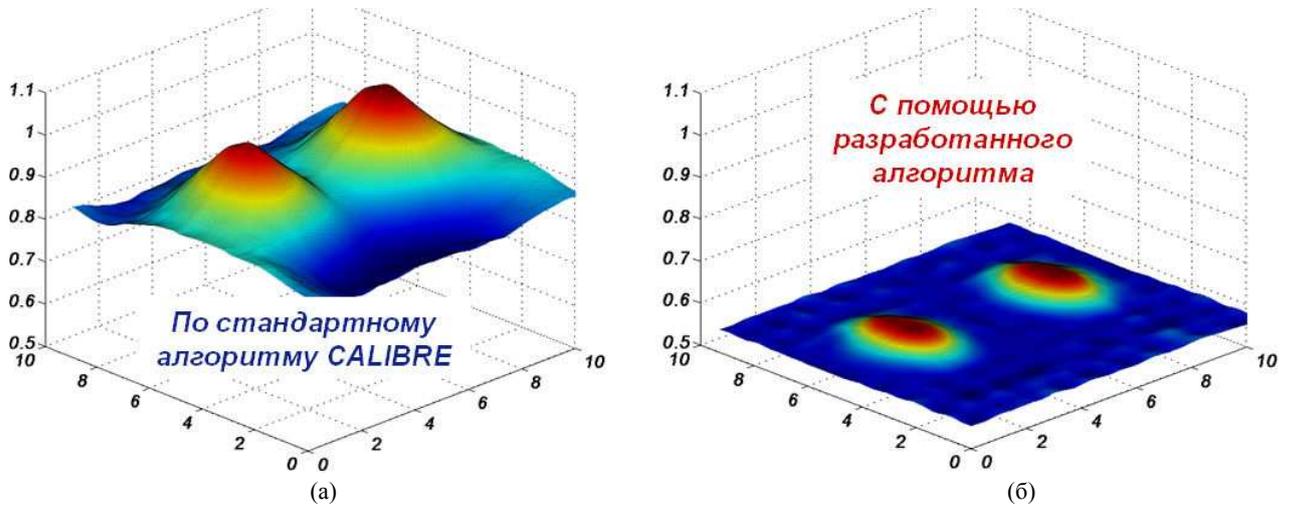


Рис. 7. Распределение толщины МСД после моделирования операции ХМП RBDP (а) и RBDP (б)

СЗ: размера (X_s, Y_s), расстояния между фигурами (X_{st}, Y_{st}) и смещения (X_{of}, Y_{of}) шага СЗ. Это позволяет при смещении в двух направлениях сформировать рисунок в шахматном порядке. В зависимости от смещения, можно получить как повышение ПЗ рисунка, так и ее снижение. Для получения после операции ХМП минимального разброса толщины методом *RBDF* необходимо, чтобы минимальными были и разброс по квадратам локальной плотности заполнения и градиент между квадратами.

Результат при *RBDF* показан на рис. 5 (а), из которого видно, что вся площадь кристалла заполнена равномерно, в данном случае заполнение осуществлялось квадратами 500×500 мкм². С целью оценки качества заполнения для метода *RBDF* используется гистограмма распределения ПЗ после заполнения, которая служит хорошим описанием равномерности заполнения. На рис. 5 (в) показана гистограмма для рассматриваемого примера, из которой видно, что около 88% квадратов имеют ПЗ 30-40%, соответственно разброс ПЗ не превышает 10%.

этапом было создание слоя заполнения, в котором содержались все доступные СЗ. Последним этапом была выборка требуемого числа СЗ из слоя заполнения, которая осуществлялась по алгоритму *MBDF*. Результат выборки СЗ показан на рис. 5 (б).

Далее рассмотрим распределение полученной ЛПЗ после заполнения различными методами (рис. 6). В данном случае расчет ЛПЗ проводился квадратами с размером, который использовался при моделировании ХМП, то есть равно 20×20 мкм². Из рисунка 6а и 6б видно, что в случае *MBDF* плотность заполнения не равномерна, а при *RBDF* плотность заполнения самих СЗ равномерна, однако видны высокоплотные блоки памяти, в то время как при *MBDF* блоки памяти окружены редкими СЗ (заполнение низкой плотности).

Полученные в результате заполнения распределения толщин межслойного диэлектрика для *RBDF* и *MBDF* показаны на рис. 7 (а) и (б), соответственно. Из распределения толщины видно, что число разброс при заполнении на основе моделирования ХМП значительно меньше, нежели при заполнении на основе задан-

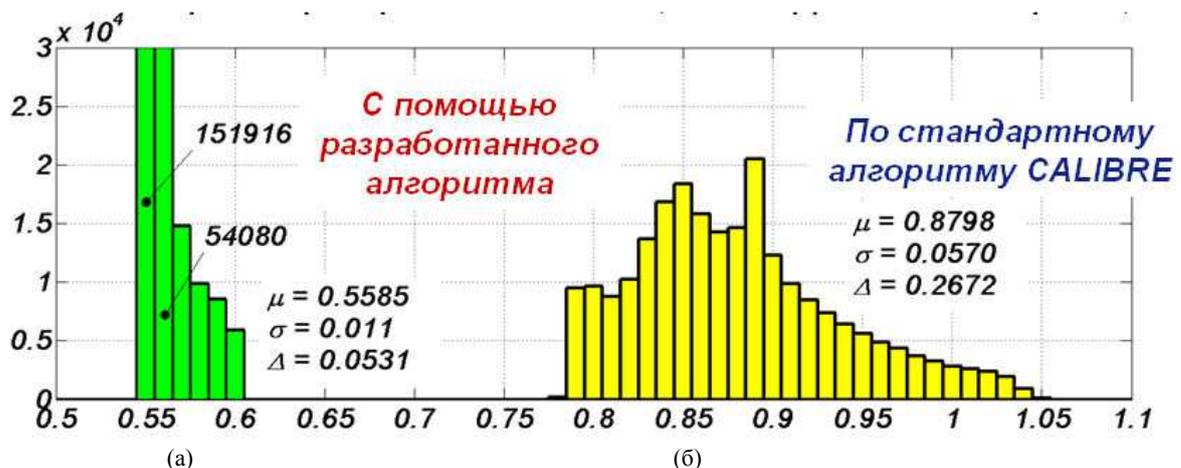


Рис. 8. Гистограмма распределения толщины диоксида кремния после моделирования операции ХМП для RBDF (а) и MBDF (б)

ных правил, что показывает снижение разброса толщин, то есть повышения качества планарности поверхности.

Количественное описание распределения более наглядно представляется в виде гистограммы (рис. 8 (а) и 8 (б)). По гистограммам видно, что при заполнении по результатам моделирования распределение по толщинам уменьшилось.

Выводы

С помощью модельных исследований на примере тестового кристалла показаны преимущества предложенного в работе способа заполнения перед стандартным способом на основе правил проектирования. Представлен результат заполнения топологии тестового кристалла, из которого видно существенно снижение общего разброса толщины.

Литература

1. Ouma D. O. Modeling of Chemical Mechanical Polishing for Dielectric Planarization. Dis. PhD in Electrical Engineering and Computer Science / Dennis Okumu Ouma; Massachusetts Institute of Technology – Massachusetts, 1998. – 228p.

2. Smith T. H. Device Independent Process Control of Dielectric Chemical Mechanical Polishing. – Massachusetts Institute of Technology, 1999. – 162 стр.

3. Гладких А.А. Анализ повторяемости и точности моделирования операции химико-механической планаризации слоя двуокиси кремния. – М.: Издательство МГТУ им. Баумана, 13-я Молодежная международная научно-техническая конференция «Научное развитие технологий и интеллектуальные системы 2011», 2011. – стр. 324-338

4. Timoshenko S. P. Theory of Elasticity, 3rd Int.Ed. [Text] / S. P. Timoshenko, J. N. Goodier – McGraw-Hill Book Company, Chap. 12, 1970.

5. Chiang C. C., Kawa J. Design For Manufacturability And Yield For Nano-Scale CMOS. – Springer, 2007. – 251 стр.

6. Гладких А.А. Алгоритм расчета локальной плотности заполнения топологии субмикронных СБИС для оптимального размещения dummy-структур. – М.: Издательство МГТУ им. Баумана, Сборник трудов Третьей Всероссийской Школы-семинара студентов, аспирантов и молодых ученых по направлению «Наноинженерия», 2010. – стр. 256-267. ISBN 978-5-7038-3453-4.

7. Kahng A., Robins G., Singh A., Zelikovsky A. Filling Algorithms and Analyses for Layout Density Control. IEEE Trans. CAD, 18(4):445-462, April 1999.

8. Boone, R., Wong, D. F., Tian, R. Model-Based Dummy Feature Placement for Oxide Chemical-Mechanical Polishing Manufacturability. Proc. 37th Conference on Design Automation (DAC'00), 2000.

VLSI Layout Transformation for Chemical-Mechanical Planarization Process Manufacturability

A. Amirkhanov, S. Volkov, A. Gladkikh, S. Demin, I. Rodionov, A. Stolyarov, A. Pshennikov

Abstract. Method of VLSI layout fill has been considered in this paper. This method allows generating optimal layout fill based on CMP process simulation for VLSI layer using dummy-structures.

Калибровка моделей технологических операций в системах конструктивно-технологического моделирования

А.А. Глушко, С.В. Демин

Рассмотрены принципы калибровки моделей, характеризующих процессы термического окисления кремния и ионной имплантации. Определены параметры моделей, дающие приемлемое (до 20%) расхождение экспериментальными данными.

Введение

Снижение проектных норм до нескольких сотен и даже десятков нанометров позволяет существенно повысить быстродействие и снизить энергопотребление СБИС. Однако движение в область наноразмеров – чрезвычайно сложная проблема. Во-первых, технологический процесс производства наноразмерных структур СБИС насчитывает несколько сотен технологических операций, каждая из которых требует точные дозирования легирующих материалов и определенных внешних условий: давления, температуры, влажности, чистоты среды, в которой осуществляется операция, уровня электрических и магнитных полей. При этом технологический процесс должен обеспечить получение наноразмерных структур, имеющих характеристики, находящиеся в пределах требуемых допусков.

Важнейшими технологическими параметрами СБИС, от которых в сильной степени зависят электрические характеристики элементов, являются толщины слоев нанесенных материалов, значения приповерхностной концентрации легирующих примесей. От толщин проводящих слоев зависит их удельное поверхностное сопротивление, которое важно учитывать при проектировании топологии элементов. Толщина подзатворного окисла влияет, в частности, на пороговое напряжение МОП-транзистора, его токи насыщения и крутизну. Электрическая проводимость областей полупроводника, а также пороговые напряжения МОП-транзисторов зависят от приповерхностной концентрации примеси [1].

Аналитические методы расчета основных параметров транзистора позволяют с погрешностью до 20% описать транзисторы с характерными размерами не менее 1 мкм. Проектирование субмикронных транзисторов и прогнозирование их электрических характеристик на основе приближенных аналитических формул становится невозможным [2]. Наиболее точно оценить физические процессы, происходящие в структуре прибора, возможно только путем непосредственного решения фундаментальных полупроводниковых уравнений для транзисторной структуры. Поскольку на сегодняшний день нет точного аналитического решения этих уравнений, их интегрирование возможно только с применением численных методов на ЭВМ. Именно эти методы используются в САПР конструктивно-технологического моделирования. Однако для

САПР, необходимо оценить точность заложенных в них моделей и, при необходимости, провести их калибровку. С другой стороны, калибровка моделей возможна только при наличии результатов измерений, погрешность которых не превышает 15%. Поэтому необходимо проанализировать существующие методы измерений.

Толщину подзатворного окисла МОП-транзистора, имеющую характерный размер, например, менее 120 Å, можно оценить лишь приближенно, поскольку (из-за высоких требований к его чистоте) на него сразу же наносится слой поликристаллического кремния. Поэтому измеряется толщина сразу двух слоев, причем толщина поликремния при этом более чем в 20 раз превосходит толщину подзатворного окисла. Погрешность измерения в таком случае становится сравнимой с толщиной подзатворного окисла, что абсолютно неприемлемо с точки зрения контроля.

В этом случае емкость окисла определяется по вольт-фарадной характеристике. Зная площадь конденсатора (она определяется топологией) и относительную диэлектрическую проницаемость окисла, можно оценить его толщину по формуле плоского конденсатора [3].

Контроль концентрации примеси в приповерхностном слое, а также контроль всего концентрационного профиля ионного легирования и последующей диффузии проводится с помощью метода вторичной ионной масс-спектрологии (ВИМС).

ВИМС-метод заключается в следующем. Легированную подложку подвергают бомбардировке ионами. В результате с поверхности подложки вылетают вторичные ионы, фиксируемые масс-спектрометром. По интенсивности этого потока судят о концентрации ионов в подложке. Далее стравливается поверхностный слой и вновь проводятся измерения. В результате измерений получают график профиля легирования [4].

В условиях производства важны значения технологических параметров, при которых электрические характеристики структур удовлетворяют заданным требованиям. В связи с этим актуальным становится исследование характеристик структур, предполагающее предварительное уточнение (калибровку) моделей, заложенных в САПР конструктивно-технологического моделирования.

Поскольку конструктивно-технологическое мо-

делирование включает два последовательных этапа (рис. 1), то калибровка также состоит из двух этапов: калибровки моделей технологических операций и калибровки моделей физических процессов, протекающих в исследуемой структуре.

Как известно, основными показателями, влияющими на электрические характеристики МОП-транзистора, являются толщина подзатворного окисла и распределение концентрации примесей в канале. По-

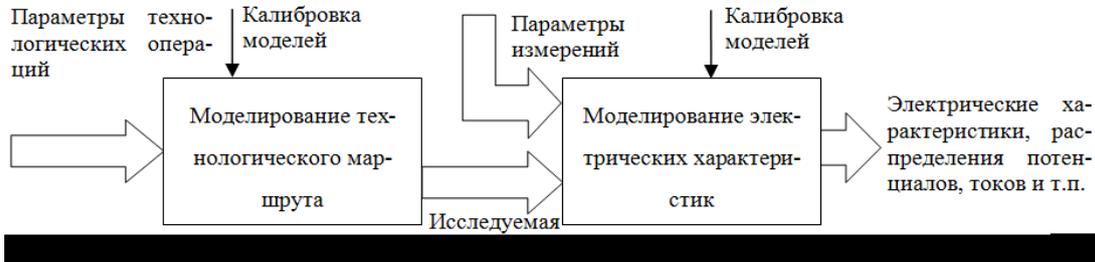


Рис. 1. Этапы конструктивно-технологического моделирования и калибровки моделей TCAD

этому корректность моделей термического окисления и легирования является одним из определяющих факторов точности расчета электрических характеристик МОП-транзистора.

Ниже рассмотрены приемы калибровки моделей технологических операций термического окисления кремния в сухом кислороде и ионного легирования.

1. Термическое окисление кремния

Термическое окисление является одним из важнейших процессов, применяемых в МОП-технологии. От точности расчета толщины подзатворного окисла зависит точность определения порогового напряжения, тока насыщения в транзисторе и других электрических параметров и характеристик.

Первой моделью, широко используемой для расчета кинетики термического окисления, была модель Дила-Гроува. Она нашла широкое применение в середине 60-х годов, когда толщины окисла составляли около 30 нм. Подробное описание модели Дила-Гроува изложено в [5].

Однако с уменьшением проектных норм уменьшались и толщины окисла. В 80-х годах появились МОП-транзисторы с тонким подзатворным окислом и задача точного расчета его толщины стала актуальной. Для ее решения американский исследователь Массоуд усовершенствовал концепцию Дила-Гроува. Полученная модель оказалась более точной для расчета тонких окисных слоев, не повлияв на точность расчета толстых слоев.

Массоудом было установлено [6], что рост окисла для различных условий проведения эксперимента, может быть описан дифференциальным уравнением:

$$\frac{dx_0}{dt} = \frac{B + K_1 \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right)}{2x_0 + A},$$

где A и B – константы скорости реакции термического окисления, зависящие от температуры парциального давления кислорода, при этом параметры K_1 , τ_1 подчиняются закону Аррениуса:

$$K_1 = K_{10} \exp\left(-\frac{E_{K1}}{kT}\right);$$

$$\tau_1 = \tau_{10} \exp\left(-\frac{E_{\tau 1}}{kT}\right);$$

Здесь K_{10} , τ_{10} – предэкспоненциальные множители в уравнении Аррениуса для эмпирических коэффициентов модели Массоуда, E_{K1} , $E_{\tau 1}$ – величины

энергии активации для оценки эмпирических параметров модели Массоуда в зависимости от температуры, k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, К.

В САПР конструктивно-технологического моделирования (TCAD) заложена модель Массоуда. Отладка параметров модели термического окисления проводилась в несколько этапов. Изначально был проведен расчет толщин подзатворного окисла с помощью параметров модели Массоуда, применяемых в TCAD по умолчанию, для разных технологических режимов, наиболее часто используемых на производстве. Результаты этого расчета сопоставлялись с экспериментальными (табл. 1). При расчете учитывались переходные процессы, связанные с ростом и спадом температуры в камере. Измерения проводились на основе вольтфарадных характеристик. Относительная погрешность измерений составила 10%.

Таблица 1.

Результаты расчетов толщины окисла для разных технологических режимов и их сравнение с результатами экспериментального измерения толщины окисла.

Технологический режим	Расчетная толщина окисла x_0 , Å	Результаты измерений (среднее значение), Å
$T=1000$ °C, $t=40$ с	34	43
$T=1100$ °C, $t=100$ с	139	140
$T=1000$ °C, $t=110$ с	61	70
$T=1100$ °C, $t=60$ с	107	114

Как видно из табл. 1, расчетные значения толщин окисла оказываются заниженными для всех четырех случаев. Это свидетельствует о наличии погрешности модели, которую можно снизить увеличением предэкспоненциального множителя K_{10} .

Подбор значений коэффициентов осуществлялся методом бинарного деления на основе данных о толщинах окисла в двух режимах, дающих наименьшую и наибольшую толщину окисла. Для остальных режимов

проводился проверочный расчет с данными значениями коэффициентов. В результате получено значение $K_{10} = 110 \times 10^{-15} \text{ см}^2/\text{сек}$, а толщины окислов для различных режимов сведены в табл. 2.

Анализ табл. 2 показывает, что толщины окисла, полученные после калибровки модели, попадают в интервал разброса экспериментальных данных, что и требовалось получить.

Таблица 2.

Оценка значения толщин окисла после калибровки модели Массоуда

Технологический режим	Расчетная толщина окисла x_0 , Å	Результаты измерений (среднее значение), Å
T=1000 °C, t=40 с	40	43
T=1100 °C, t=100 с	148	140
T=1000 °C, t=110 с	71	70
T=1100 °C, t=60 с	115	114

Кинетические кривые, отражающие процессы окисления после калибровки модели, представлены на рис. 2.

График на рис. 2 показывает, что окисление при температуре 1000°C (кривая 3) характеризуется зависимостью толщины окисла от времени, близкой к линейной. Кривая 4 представляет собой линейную аппроксимацию зависимости толщины окисла от времени процесса окисления при температуре 1000°C. Достоверность аппроксимации – 0,99. Планки погрешностей на рисунке – 5%.

Окисление при температуре 1100 °C характеризуется быстрым ростом окисла в первые десятки секунд и уменьшением скорости роста при образовании окисной пленки толщиной порядка 60–80 Å (кривая 1). Эта зависимость достаточно хорошо аппроксимируется степенной функцией $x_0 \approx 23 \times t^{0,37}$ (кривая 2). Достоверность аппроксимации – 0,998. Планки погрешностей на рисунке – 5%.

Полученные кинетические кривые использованы для трехмерного моделирования при определении толщины осаждения окисла при замене термического окисления осаждением по методике, описанной в предыдущей главе. Эти кинетические кривые могут быть использованы только при начальном уровне легирования подложки не более 10^{18} 1/см^3 .

2. Ионная имплантация

Процесс ионного легирования является основным процессом формирования заданного концентрационного профиля. Существующая тенденция создания мелких переходов (порядка 0,3 мкм) и применения в соответствии с этим в технологии СБИС термических обработок с более низкой температурой обусловила решающую роль расчета профилей концентрации имплантированных ионов. К тому же, из-за продолжающегося сокращения поперечных размеров структуры, становится все более значительным влияние двумерных эффектов вблизи края маски на выходные характеристики прибора.

Обычно ионную имплантацию в структуры с произвольной формой поверхности рассматривают, разде-

лив эти структуры на множество тонких вертикальных зон. Каждая зона достаточно узка, чтобы можно было считать ее поверхность между границами плоской. После этого определяется профиль концентрации примеси, полученный в результате имплантации в каждом сегменте, и путем суперпозиции находится общий профиль распределения.

Каждый сегмент может состоять из нескольких слоев. В зависимости от используемой модели функ-

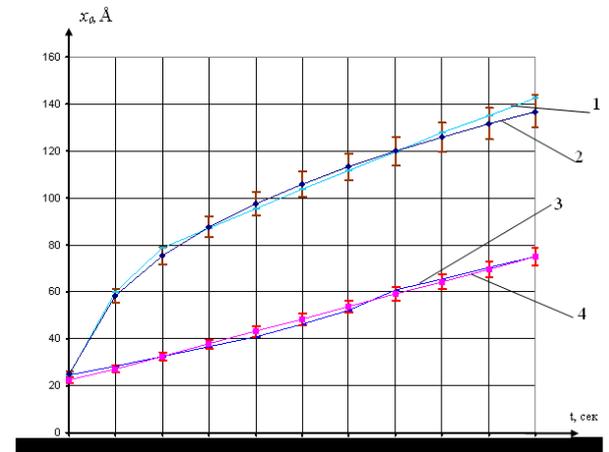


Рис. 2. Расчетные кинетические кривые термического окисления в сухом кислороде при температурах 1000°C и 1100°C

цией вертикального распределения в каждом слое могут быть распределения Гаусса или Пирсона IV.

Точность расчета концентрационного профиля определяет точность местоположения p-n-переходов, а значения концентрации в приповерхностных слоях активной области транзистора влияют, в конечном счете, на величину порогового напряжения и другие важные электрические характеристики.

В процессе ионной имплантации ионы примеси разгоняются в электрическом поле, а затем внедряются в кремниевую подложку. Движение внутри кремния затруднено двумя эффектами: электронным и ядерным торможением. Благодаря этим эффектам ионы «застревают» на вполне определенной глубине, определяемой той энергией, до которой были разогнаны ионы. Для увеличения этой энергии повышают разгоняющее электрическое напряжение или зарядность ионов.

Помимо энергии имплантации к основным параметрам процесса относятся также доза и угол рассовмещения (tilt). Доза ионной имплантации определяет максимальную концентрацию имплантируемых ионов. Угол рассовмещения равен углу отклонения ионного луча от нормали к пластине. Если угол рассовмещения равен нулю, имеет место каналирование ионов; иначе говоря, в кристаллической решетке часть ионов может достаточно глубоко проникнуть в подложку, образуя так называемый «хвост» на концентрационном профиле.

В системе TCAD возможно использование нескольких моделей ионной имплантации. Они описываются распределениями Гаусса и Пирсона и некоторыми их модификациями.

Распределение Пирсона IV наиболее точно описывает профиль концентрации бора, имплантированного в кремний. Это справедливо также и для бора,

имплантированного в SiO_2 и Si_3N_4 . Распределение Пирсона IV имеет следующий вид:

$$Y(y) = K \left[b_0 + b_1(y - R_p) + b_2(y - R_p)^2 \right]^{2b_2} \exp \left[- \frac{\frac{b_1}{b_2} + 2a}{\sqrt{4b_2b_0 - b_1^2}} \times \operatorname{arctg} \frac{2b_2(y - R_p) + b_1}{\sqrt{4b_2b_0 - b_1^2}} \right]$$

где для моментов третьего и четвертого порядков используются следующие соотношения:

$$\mu_i = \int_{-\infty}^{\infty} (y - R_p)^i Y(y) dy, \quad \gamma = \frac{\mu_3}{\Delta R_p^3}, \quad \beta = \frac{\mu_4}{\Delta R_p^4},$$

и далее

$$a = \frac{-\Delta R_p \gamma (\beta + 3)}{A}, \quad b_0 = \frac{-\Delta R_p^2 (4\beta - 3\gamma^2)}{A}, \quad b_1 = a,$$

$$b_2 = -\frac{2\beta - 3\gamma^2 - 6}{A}, \quad A = 10\beta - 12\gamma^2 - 18, \quad k = b_0^{-\frac{1}{2b_2}}.$$

Здесь R_p – средняя глубина проникновения ионов, ΔR_p – среднеквадратичное отклонение глубины проникновения ионов.

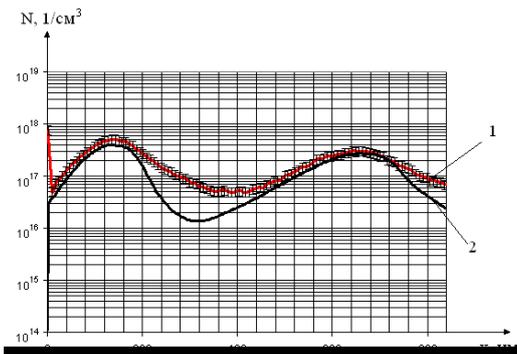


Рис. 3. К оценке расхождения между ВИМС-профилем и результатом моделирования при расчете двухступенчатой ионной имплантации: $E=240$ кЭв,

Расчет процесса ионной имплантации с помощью распределения Пирсона, применяемого в системе TCAD по умолчанию, показал расхождение между экспериментальными данными и результатами моделирования на области спада концентрации. Это связано с тем, что в технологическом процессе выбирают угол рассовещения, равный нулю, что приводит к

каналированию и образованию на профиле так называемых «хвостов».

На рис. 3 показаны два графика: ВИМС-профиль распределения бора и профиль, полученный с помощью моделирования в TCAD. Планками отмечена относительная погрешность на уровне 20%.

Наиболее точно описывает процесс ионной имплантации распределение Пирсона «с хвостом». «Хвост» в этом случае представляет собой добавку к графику функции, которая пропорциональна следующей величине [5]:

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi\Delta R_p}} \exp\left(-\frac{t - R_p}{l_{exp}}\right).$$

В этом дополнительном слагаемом величина l_{exp} – определяет протяженность «хвоста».

Варьируя длину «хвоста», можно получить профиль распределения бора, достаточно близкий к ВИМС-профилю на небольших глубинах (до 0,5 мкм). Подбор одного коэффициента, как и в случае подбора предэкспоненциального множителя в модели Массоуда целесообразно проводить методом бинарного деления.

Следует отметить, что точность ВИМС-метода уменьшается с увеличением глубины исследования подложки. Кроме того, поскольку глубины р-переходов в субмикронных технологиях не превосходят 0,3 мкм, а на электрические характеристики структур в большей степени влияют именно приповерхностные участки концентрационного профиля, интерес представляет лишь начальный участок модельной кривой [4].

На рис. 4 приведены графики распределения концентрации ионов бора по глубине подложки при использовании модели Пирсона «с хвостом». Подобрана длина «хвоста» $l_{exp}=0,08$ мкм.

Аналогично откалиброван профиль фосфорной примеси в подложку. На рис. 5 приведены графики распределения примеси фосфора по глубине подложки, полученные методом ВИМС и методом моделирования. Величина «хвоста» в распределении Пирсона

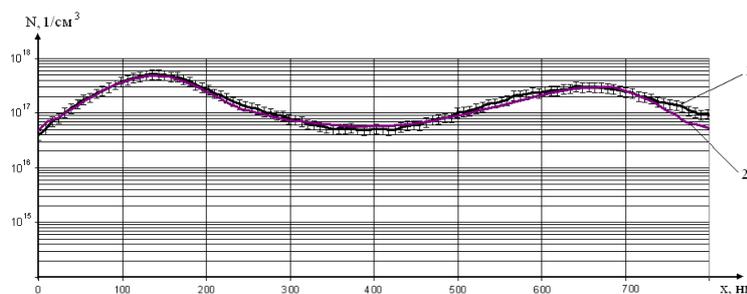


Рис. 4. Расчетный и экспериментальный концентрационные профили бора после калибровки двухступенчатой ионной имплантации с параметрами:

$$E=240 \text{ кЭв}, D=6 \times 10^{12} \text{ см}^{-2}, E=40 \text{ кЭв}, D=5 \times 10^{12} \text{ см}^{-2}.$$

1 – экспериментальные данные, 2 – результаты моделирования, планки погрешностей – 20%.

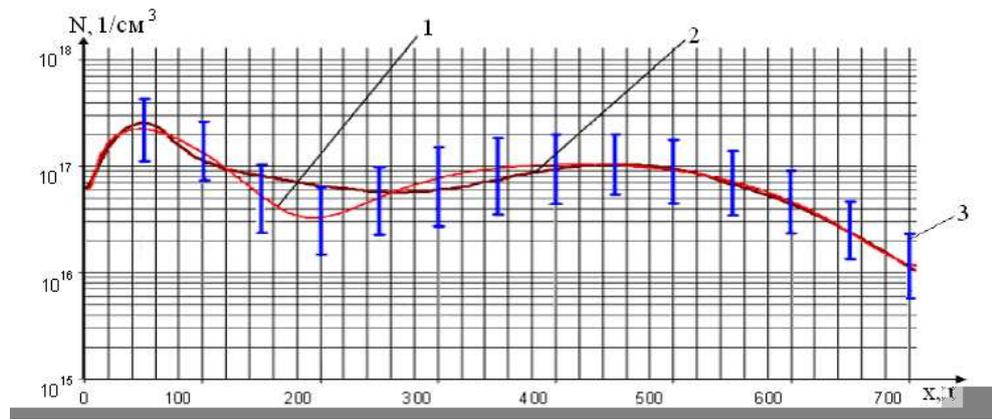


Рис. 5. Расчетный и экспериментальный концентрационные профили фосфора после калибровки двухступенчатой ионной имплантации с параметрами: $E=360$ кЭв, $D=6 \times 10^{12}$ см², $E=60$ кЭв, $D=2 \times 10^{12}$ см²: 1 – результат аппроксимации экспериментальных данных, 2 – результат моделирования, 3 – планки, показывающие разброс экспериментальных данных относительно усредненной кривой

равна 0,02 мкм. Поскольку для фосфора, имеющего близкую к кремнию массу атома, ВИМС-метод дает существенно большую по сравнению с бором погрешность (она может достигать 90%) в определении концентрации, на рисунке представлена усредненная зависимость концентрации фосфора от глубины в подложку с планками, указывающими разброс экспериментальных данных. Видно, что результат моделирования полностью попадает в интервал разброса экспериментальных данных.

Выводы

1. Моделирование процессов термического окисления позволило определить наиболее точную модель для расчета начального этапа окисления в сухом кислороде – модель Массоуда.

Незначительными корректировками коэффициентов этой модели удалось получить приемлемое расхождение между расчетными и экспериментальными данными, при котором результаты моделирования попадают примерно в середину интервала изменения параметров, полученных при измерении экспериментальных образцов.

2. Расчет процессов ионной имплантации показал необходимость учета эффекта каналирования в распределении легирующей примеси.

Подбор параметров каналирования позволил сблизить результаты моделирования и эксперимента.

Литература

1. Зеегер К. Физика полупроводников: Пер. с англ./Под ред. Ю.К. Пожелы. – М.: Мир, 1977. – 616 с.,
2. Денисенко. Особенности субмикронных МОП-транзисторов [Электронный ресурс] / Особенности субмикронных МОП-транзисторов. Chip News №7 2002, . – Режим доступа : <http://www.chipinfo.ru/literature/chipnews/200207/4.html>. – Загл. с экрана.
3. Зотов С.К. Моделирование МОП-конденсаторов с наноразмерными толщинами окисла// 12-ая молодежная международная научно-техническая конференция «Научные технологии и интеллектуальные системы 2010». – Москва, 28 апр. 2010г.: Тез. докл.: М.: изд МГТУ им.Н.Э. Баумана, 2010. С. 264 – 267.
4. Отчет по результатам выполнения программы работ по аттестации технологических процессов на установке Precision Implant xR120/ НИИСИ РАН. – М., 2002. – 79 с.
5. МОП СБИС. Моделирование элементов и технологических процессов/Под ред. П. Антонетти, Д. Антониадиса, Р. Даттона, У. Оулдхема: Пер. с англ.– М.: Радио и связь, 1988.– 496 с.: ил.
6. Christian Hollauer. Modeling of Thermal Oxidation and Stress Effects: Dissertation of Technical sciences PhD: / Christian Hollauer; Vienna University of technology. – Vienna, 2007. – Режим доступа: <http://www.iue.tuwien.ac.at/phd/hollauer/entwurf1.html>. – Загл. с экрана.

Technology operation model calibration at the technology computer aided design systems

A. Glushko, S. Demin

Abstract. Principles of the models calibration describing processes of silicon thermal oxidation and ionic implantation are considered. The parameters of models giving acceptable (up to 20%) a divergence with experimental data are determined.

Метод активной защиты речевой информации по акусто-оптоволоконному каналу на основе КНИ ТЕХНОЛОГИИ

Н.В. Масальский

кандидат физико-математических наук

Обсуждается перспективный подход для реализации эффективного подавления утечки речевой информации по акусто-оптоволоконному каналу. Анализируются характеристики прототипа мобильного устройства выполненного на основе интерферометра Маха-Цендера по стандартной КНИ технологии.

Введение

Защита конфиденциальной речевой информации – это актуальная проблема современного общества. С внедрением волоконно-оптических технологий передачи информации открываются новые угрозы информационной безопасности. Поскольку современные волоконно-оптические каналы связи широко используются в различных системах передачи информации от магистральных и региональных линий связи до локальных сетей, структурированных кабельных систем [1], то они могут располагаться вблизи/внутри выделенных помещений, в которых могут проводиться конфиденциальные переговоры. В связи с этим и возникают опасности формирования новых каналов утечки речевой информации. Акусто-оптоволоконный канал утечки [2] является новым способом несанкционированного съёма речевой информации через штатные волоконно-оптические коммуникации различного назначения. В канале утечки акустическое поле от носителя информации воздействует на волоконно-оптическое оборудование штатных информационных систем, вызывая модуляцию оптического сигнала. Такой модулированный сигнал по штатным волоконно-оптическим коммуникациям может выйти далеко за пределы места переговоров, где может быть обработан злоумышленником. Для подавления акусто-оптоволоконного канала утечки предлагается использовать ряд технических и организационных мер. Например, такие как звукоизоляция оптического кабеля; фильтрация от акустических наводок информационного сигнала; маскировка сигнала введением в канал связи специального маскирующего сигнала; зашумление среды канала передачи внешним воздействием. В настоящей работе рассматривается возможность активной защиты - путём зашумления модулятором света - любых проходящих через канал связи оптических излучений.

1. Особенности активной защиты речевой информации

Подавление акусто-оптоволоконного канала утечки информации через волоконно-оптические устройства реализуется постановкой активной помехи посредством физического воздействия на среду канала связи.

Например, это может быть вибрационное, акустическое, электрическое, магнитное и иные воздействия, изменяющиеся на акустических частотах с шумовым или другим специальным спектром, которые вызывают модуляцию оптического сигнала по одному или нескольким параметрам [3]. В результате происходит зашумление/маскировка любой речевой информации, которая может несанкционированно передаваться по ВОЛС. В практическом плане в волоконно-оптическом канале создаётся специальный участок, где осуществляется локальное воздействие на оптоволоконно, которое приводит к модуляции проходящих через него оптических сигналов. Это может быть специально изогнутый, зажатый кабель в случае акустической модуляции, или при электрической, магнитной и иной модуляции выбран участок с максимальной чувствительностью к полю.

При реализации задачи по нейтрализации канала утечки не требуется 100%-ная глубина модуляции, достаточно нескольких процентов, чтобы эффект был достигнут. Это связано с малой эффективностью реального канала утечки при правильном проектировании, монтаже и эксплуатации волоконно-оптической системы [2]. Штатный кабель, не имеющий закладок, слабо чувствителен к внешним акустическим полям, поэтому глубина модуляции составляет доли процента и, следовательно, искусственная помеха должна иметь такую же величину или чуть большую для перекрытия канала утечки. Глубина модуляции выбирается из возможных опасностей. В случае высокой опасности при слабом контроле состояния линии связи требуется максимальная глубина модуляции, исключающая любую возможность передать речевую информацию через волоконно-оптические коммуникации. Если есть опасность использования закладок, которые могут модулировать оптическое излучение в волоконно-оптическом канале с 100% глубиной модуляции, то необходимо применить форсированный режим работы, при котором зашумление создаётся также с 100% глубиной модуляции. В этом случае работа системы связи невозможна.

Постановка искусственной помехи может быть проведена сразу по нескольким эффектам, когда воздействуют сложным полем из комбинации нескольких исходных сигналов помехи. Сложное воздействие мо-

дулирует сразу по нескольким составляющим, что может значительно затруднить возможности систем шумочистки.

Активные методы защиты решают задачу подавления утечки речевой информации через штатные волоконно-оптические коммуникации путём установки специальных технических средств зашумления волоконно-оптического канала передачи информации. Установка устройства может быть осуществлена быстро и должна подавить каналы утечки речевой информации на время проведения переговоров или совещания.

2. Технические аспекты защитного устройства

Активная защита информации может быть осуществлена на основе стандартных или специально созданных элементов, в число которых входят модулятор с приспособлением присоединения к волоконно-оптическому кабелю, генератор, который синтезирует сигнал искусственной помехи в виде электрического сигнала и блок питания [2]. Существуют два различных подхода в постановке помех. Во-первых, специальные волоконно-оптические модули, устанавливаемые на временной или постоянной основе, оптически включаемые в штатные кабельные системы с помощью штатных разъёмных соединений или неразъёмных сварных соединений, широко используемые в структурированных кабельных системах для подключения активного оборудования. Во-вторых, устройства, воздействующие на штатные элементы структурированной кабельной системы без оптического включения в неё, путём внешнего воздействия физических полей, например, таких как акустическое поле. Эффективность модуляции устройств последнего типа мала, но с учётом малости и самой модуляции в канале утечки, они могут позволить быстро защитить помещение от подслушивания без каких-либо изменений в сети в результате простого физического контакта.

Волоконно-оптические модули могут быть как стандартными так и специально изготовленными модуляторами проходящего через них оптического сигнала, который модулируется по параметрам используемые для передачи акустической (речевой) информации: амплитуде, фазе, частоте или их комбинации. Это вызывает зашумление защищаемой информации, маскирует её, не позволяя нарушителю подслушать переговоры. Глубина модуляции, учитывая высокую эффективность волоконно-оптических модуляторов, должна изменяться от 0% до 100%. В последнем случае связь становится невозможной. Простой разрыв волоконно-оптической линии не исключает подслушивание путём регистрации отражённого сигнала от конца линии, поэтому включение модуля обязательно.

Технология изготовления устройства может быть основана на волоконно-оптических принципах, когда элементы модулятора собираются из специальных оптических волокон, чувствительных к модулирующему воздействию, или на интегрально-оптических принципах, когда всё устройство изготавливается с интегрированными электронными и оптическими элементами на единой подложке. Первая технология требует меньших экономических затрат при малых объёмах

производства, а устройство имеет большие размеры и более энергоёмко при эксплуатации, а вторая - требует больших затрат, но устройство имеет малые размеры (размер микросхем) и малое энергопотребление.

При правильном исполнении метода защиты, выключенные устройства не должны вносить каких-либо значительных изменений в работу систем связи, а при включении воздействие на проходящий сигнал может быть меньше или порядка естественных шумов системы при внешних акустических воздействиях.

3. Волноводный модуль на КНИ-структуре

Одним из перспективных устройств для подавления акусто-оптоволоконного канала утечки речевой информации, отвечающий вышеперечисленным требованиям можно рассматривать модуль, в состав которого входит модулятор, выполненный на основе интерференционной схемы Маха-Цендера, генератор шума и блок питания. Модулятор формируется по перспективной интенсивно развивающейся в настоящее время интегрально-оптической технологии, получившее название кремниевой фотоники [4, 5]. Эта область связана с разработкой оптоэлектронных устройств, совместимых с кремниевой технологией, в частности технологии КНИ (кремний на изоляторе), которая широко используется в микроэлектронике. Переход оптоэлектроники на кремниевую платформу позволяет в полной мере использовать достижения полупроводниковой индустрии и существенно сократит затраты на производство оптоэлектронных устройств. К настоящему времени значительный успех достигнут в создании целого ряда устройств, в частности, кремниевых интерферометров [5].

В волноводном интерферометре Маха-Цендера (см. рис. 1а) активная часть интерференционной схемы чувствительна к изменению разности оптических длин плеч, например, в результате изменения эффективного показателя преломления, и может быть выполнена по принципу опорного и сигнального плеча или по дифференциальному принципу, когда внешнее воздействие вызывает изменение длин плеч с разным знаком. Падающая оптическая волна (1) распространяется через каждое его плечо, которое (в зависимости от выполняемой функции) может содержать основной компонент - фазовращатель (2). Здесь приложенный к нему от генератора электрический сигнал вызывает изменение показателя преломления волноводного канала, что влечет небольшое изменение скорости света в волноводе, и в конечном итоге по длине активной области оптическая волна испытывает фазовую модуляцию. Скоростные различия приводят к разности фаз двух волн в модуляторе. В зависимости от их относительной фазы после прохождения через плечи восстановленная волна (3) будет испытывать модуляцию интенсивности.

Фазовращатель определяет основные характеристики устройства такие как глубина и полоса модуляции, потребляемая мощность, габариты и вес [5]. Структурная схема фазовращателя, выполненного на КНИ структуре, представлена на рис. 1б. На высоколегированной рабочей области (1) кристаллического

кремния p-типа с толщиной H_0 размещена в форме ребра с высотой h и шириной W область (4) поликристаллического кремния p-типа. Эти два элемента формируют гребенчатый оптический волновод (его максимальная высота $H=H_0+h$), по которому оптический пучок распространяется вдоль оси z . Между компонентами 1 и 4 расположен затвор (3) из тонкого слоя окиси кремния. Рабочая область отделена от подложки толстым слоем погруженного окисла (6). Окисные элементы (2) по обе стороны от ребра поддерживают го-

результатам [5]. В присутствии свободных зарядов оптические свойства кремниевого волновода модифицируются в результате дисперсионного эффекта связанного со свободными плазмонами [6]. Из соотношений, приведенных в работе [6], вытекают эмпирические выражения связывающие плотность свободных зарядов и реальную часть показателя преломления.

Для моделирования характеристик фазовращателя необходимо совместное решение с одной стороны связанных уравнений Пуассона и непрерывности для

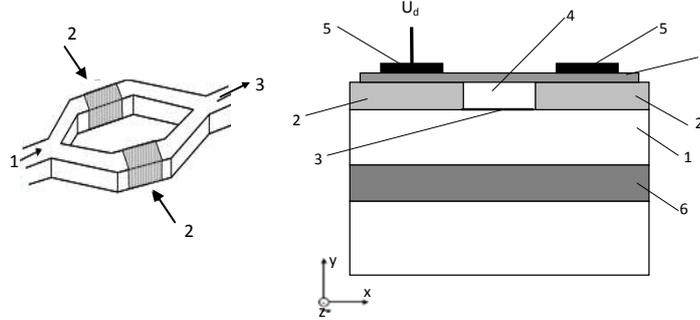


Рис. 1. Структурные схемы: а - (левый) интерферометр Маха-Цендера, б - (правый) фазовращатель.

ризонгальное оптическое ограничение и препятствуют тому, чтобы оптическое поле проникло в металлические контактные площадки (5). Вертикальное оптическое ограничение обеспечивается погруженным окислом и покрытием (7) из поликристаллического кремния.

В рассматриваемой конструкции фазовый сдвиг $\Delta\phi$, возникающий в результате изменения эффективного показателя преломления $\Delta N_{эфф}$ волноводной моды, аппроксимируется выражением [5]:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} L \Delta N_{эфф}, \quad (1)$$

где L - длина фазовращателя (в z -направлении), λ - длина волны света. В общем случае эффективный показатель преломления волноводной моды является комплексным. Его действительная часть применяется для того, чтобы вычислить фазовый сдвиг, и мнимая часть используется для моделирования оптических потерь интерферометра.

Изменение параметра $\Delta N_{эфф}$ происходит вследствие накопления заряда с обеих сторон затворного окисла, которое происходит из-за подачи положительного напряжения U_d на фазовращатель. Изменение плотности заряда ΔQ_e (для электронов), и ΔQ_h (для дырок) связано с напряжением U_d выражением:

$$\Delta Q_{\{e,p\}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{ox}}{q t_{ox} t} (U_d - U_{FB}), \quad (2)$$

где ϵ_0 и ϵ_{ox} - вакуумная диэлектрическая проницаемость, и низкочастотная диэлектрическая проницаемость окиси кремния, q - заряд электрона, t_{ox} - толщина окиси затвора, t - эффективная толщина зарядового слоя, и U_{FB} - напряжение плоских зон КНИ структуры. Соотношение (2) не противоречит экспериментальным

электронов и дырок, которые управляют транспортом заряда в полупроводниковой части устройства, а с другой стороны, уравнения Максвелла для гребенчатого волновода, которое описывает распространение оптического пучка через него. Для моделирования электрических характеристик использовался пакет моделирования Silvaco [7], оптические характеристики вычислялись методом распространяющихся пучков (beam propagation method (BPM)), реализованным в коммерческой программе VeamPROP [8].

В таблице приведены основные электрические и оптические параметры для моделирования характеристик фазовращателя.

Проанализируем эффективность фазовой модуляции в зависимости от геометрии волновода. Для этого моделируем фазовый сдвиг как функцию напряжения питания для трех различных размерностей поперечного сечения волновода с одинаковой продольной длиной $L=2.5$ мм. Образец 1 является экспериментально апробированным устройством, взятым из [5], размеры волновода которого $W=2.5$ мкм, $H=2.3$ мкм, $h=0.9$ мкм и $t_{ox}=12$ нм. Размеры волновода образца 2 $W=1.0$ мкм, $H=1.0$ мкм, $h=0.6$ мкм и $t_{ox}=12$ нм, образца 3 $W=0.8$ мкм, $H=0.8$ мкм, $h=0.45$ мкм и $t_{ox}=6$ нм. Результаты моделирования приведены на рис. 2. Как видно из рис. 2 масштабирование геометрии волновода значительно улучшает фазовый сдвиг для данной длины устройства и напряжения питания. Такой подход предоставляет дополнительную возможность варьирования конструкцией системы в целом, чтобы выбрать удобные напряжения питания и/или длины устройства для совместимости с выбранным приложением. На рис. 2 также приведены экспериментально измеренные значения фазового сдвига для образца 1, которые находятся в хорошем согласовании с результатами моделированиями.

Исследуем зависимость фазовой модуляции от толщины затвора t_{ox} . Из соотношения (2) следует, что с

уменьшением t_{ox} напряжение питания нужно снижать пропорционально, чтобы получить то же самое изменение плотности заряда. Сокращение U_d не только уп-

Таблица

Основные электрические и оптические параметры

Длина волны света, мкм	1.558
Температура, К	298
Показатель преломления кремния	3.47
Показатель преломления поликремния	3.45
Показатель преломления окиси кремния	1.44
Базовый уровень легирования кремния, 10^{15} см^{-3}	1
Подвижность электронов, $\text{см}^2 (\text{В с})^{-1}$	700
Подвижность дырок, $\text{см}^2 (\text{В с})^{-1}$	300
Напряжение плоских зон, В	1.25
Толщина погруженного окисла, мкм	0.4

рощает схему интерферометра, но также и уменьшает полное рассеяние мощности. Чтобы оценить влияние толщины окиси затвора на фазовую эффективность необходимо фиксировать изменение плотности индуцированного заряда. На рис. 3 приведены результаты моделирования параметра L_π (L_π - длина фазовращателя при которой $\Delta\phi = \pi$) как функция толщины затвора для образца 1. Мы выбрали значения $t_{ox} = 12$ нм и $U_d = 6$ В как отправную точку, и при уменьшении толщина окиси затвора снижали напряжение питания чтобы сохранить ΔQ_e и ΔQ_h фиксированными. Например, когда $t_{ox} = 6$ нм, напряжение питания составляет - $U_d = 3.25$ В. В случае фиксированной плотности зарядов, фазовая эффективность монотонно увеличивается с уменьшением толщины затвора.

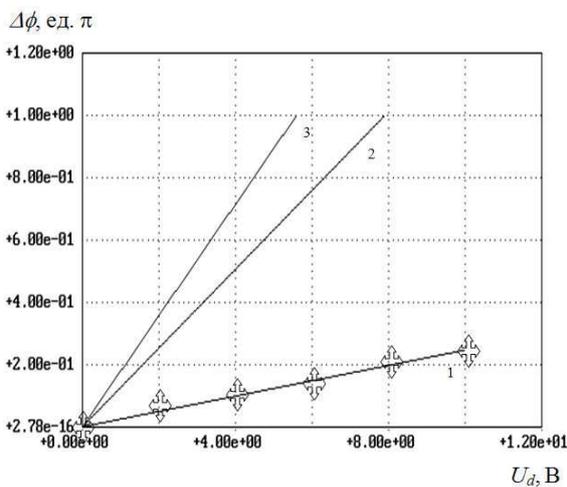


Рис. 2. Зависимость фазового сдвига от управляющего напряжения для разных устройств, где 1 – образец 1, 2 – образец 2, 3 – образец 3

С другой стороны напряжение пробоя затвора снижается с уменьшением толщины окисла. Следовательно, напряжение питания не может превысить напряжение пробоя. Из экспериментальных данных следует, что при напряженности поля 1 В/нм фазовращатель функционирует в обычном режиме [5]. На рис. 3 также приведены результаты моделирования параметра L_π как функцию толщины окиси затвора с фикси-

рованной напряженностью электрического поля $E=0.5$ В/нм. В случае фиксированной напряженности электрического поля первоначально увеличивается фазовая эффективность, когда окисная толщина уменьшается. Однако, оно меньше чем для случая фиксированной плотности зарядов. Начиная с некоторого значения толщины окисла (в рассматриваемом случае меньше 6 нм), эффективность фазовой модуляции уменьшается. Это вызвано тем, что соответствующий уровень напряжения питания сопоставим с напряжением плоских зон U_{FB} , что существенно снижает плотность индуцированного заряда. Следовательно, есть оптимальная толщина окисла затвора, дающая лучшую фазовую эффективность.

Один из главных параметров интерферометра - полоса пропускания определяется полосой пропускания фазовращателя, которая напрямую связана с его емкостью [5]. Уменьшение геометрических размеров и повышение уровня легирования волноводной структуры являются эффективным методом снижения емкости. Для расчета полосы пропускания моделируется переходной процесс в фазовращателе, где вычисляется временная зависимость плотности индуцированного заряда на границе раздела окис/кремний. Для образца с геометрией волновода 0.8 мкм, 0.8 мкм, 0.45 мкм и уровнем легирования $1.5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ рассчитана полоса пропускания, которая по уровню 3 дБ составляет более 30 ГГц. Пропускная способность может масштабироваться к еще более высоким значениям с более высокими концентрациями легирования.

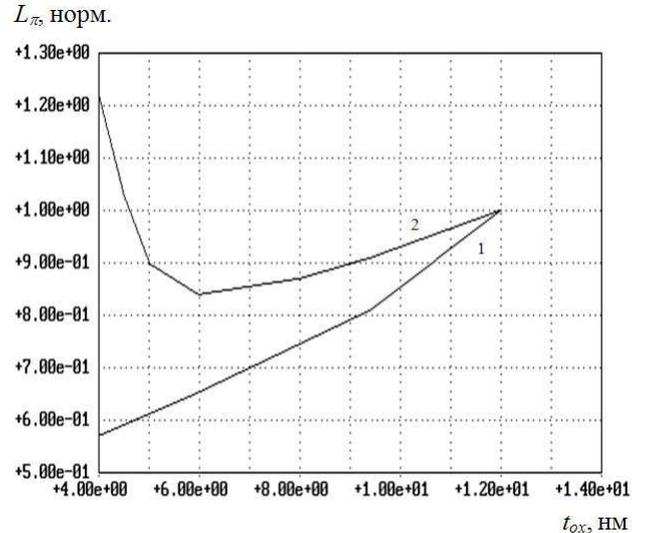


Рис. 3. Зависимость нормированной длины модуляции L_π (относительно L_π для образца 1) от толщины затвора t_{ox} , где 1 - $\Delta Q_{\{e;h\}} - \text{const}$, 2 - $E=0.5$ В/нм

Использование волноводного оптического интерферометра типа Маха-Цендера позволяет сделать всю схему устройства более компактной и более устойчивой к внешним воздействиям, например, к окружающей температуре и влажности. В устройстве отсутствуют вибрационные и акустические поля, что исключает его влияние на работу людей в защищаемом помещении. Обеспечивается низкое энергопотребление:

менее 100 мВт в обычном режиме и менее 1 Вт в форсированном. Максимальный габаритный размер не превышает 10 мм. Технологические требования при реализации волноводного модуля соответствуют требованиям стандартной КНИ технологии с топологическими нормами 0.5 мкм. Питание модуля зависит от его типа. Стационарное - от электросети через адаптер, мобильное - имеет свой электрический аккумулятор, что возможно для модульных устройств. Генератор шумов как один из вариантов - коммерчески доступное звуковоспроизводящее устройство, например, оптический плеер, плеер с жёстким диском или плеер с флэш-памятью, которое снабжено файлами с заранее записанными различными видами искусственных помех (например, белый, розовый шум и др.). Эти файлы можно запускать в зависимости от решаемых задач. А также использовать дистанционный способ запуска требуемого файла, что наиболее востребовано при необходимости скрытного запуска/остановки устройства для обеспечения защиты информации.

Заключение

В работе рассмотрен активный метод зашумления оптического излучения волоконно-оптического канала связи на основе стандартной КНИ технологии. Показана его высокая эффективность. Полученные результаты могут найти применение при практической реализации активных методов защиты речевой информации.

Литература

1. Бейли Д., Райт Э. Волоконная оптика: теория и практика. Пер. с англ. - М.; КУДИЦ-ПРЕСС, 2008
2. Гришачев В.В., Халяпин Д.Б., Шевченко Н.А. Анализ угроз утечки речевой информации через волоконно-оптические коммуникации // Вопросы защиты информации. - №4, 2008. С. 12-17
3. Кульчин Ю.Н. Распределённые волоконно-оптические измерительные системы - М.; Физматлит, 2001
4. Bogaerts W., Baets R., Dumon P., Wiaux V., Beckx S., Taillaert D., Luysaert B., Campenhout J., Bienstman P., Thourhout D. Nanophotonic waveguides in silicon-on-insulator fabricated with CMOS technology // *IEEE J. of Lightwave Technology*.- № 1(23), 2005. P. 401-412
5. Salib M., Liao L., Jones R., Morse M., Liu A., Samara-Rubio D., Alduino D., Paniccia M. Silicon Photonics // *Intel Technology Journal*. - №2(8) 2004. P. 143-160
6. Soref R., Bennett B. Electro optical effects in silicon // *IEEE J. Quantum Electron.*- № 1(23), 1987. P. 123-129
7. Silvaco International, 4701 Patrick Henry drive, Bldg 1, Santa Clara, CA 94054, <http://www.silvaco.com>
8. <http://www.rsoftinc.com>

Scaling of double gate SOI nanotransistor characteristics

N.V. Masalsky

Abstract. The perspective approach for implementation of effective suppression of leak of the voice information on the acousto-fibre-optical channel is considered. Characteristics of a mobile device prototype of the mobile device on the basis of an Mach-Tsendera interferometer on standard SOI technologies are analyzed.

Масштабирование соединений КМОП СБИС при переходе к новым технологическим нормам

В. А. Горячев

кандидат физико-математических наук

Рассмотрены преобразования физических параметров линий связи сверхбольших интегральных схем (СБИС) в различных вариантах масштабирования. Представлены закономерности поведения временных задержек, токов и энергетических величин при уменьшении размеров металлизации и разделительных диэлектриков. На модельном примере, характерном для неоднородности поверхности проводников в субмикронных технологиях, обсуждаются задержки и ограничения сетей проводников локальных и глобальных связей многоуровневых кристаллов. Отмечены условия увеличения быстродействия нанотранзисторных СБИС без потери надежности соединений.

Введение

На современном этапе отечественного проектирования быстродействующих цифровых интегральных схем (БИС) моделирование электрофизических характеристик конструкций проводится с использованием САПР с большим объемом функциональных библиотек. При совершенствовании технологии или создании новых систем обработки информации электрофизические параметры используемых элементов и материалов заметно меняются. В результате оптимизация конструкции может включать проведение дополнительных технологических и экспериментальных разработок, требующих привлечения новой метрологии и ресурсов. [1]

За последние 10 лет, несмотря на успехи ведущих корпораций микроэлектроники в технологии изготовления интегральных схем (ИС) с высокой степенью интеграции элементов, отчетливо проявляется тенденция ограничения роста числа транзисторных элементов на кристалле. В тоже время, с появлением на рынке микропроцессоров, выполненных по 0.045 мкм технологиям, в производстве микросхем широкого применения, включая оборудование военно-промышленного комплекса, крупнейшие производители не спешат осваивать даже «0.13 мкм технологические нормы». Причиной тому является заметное увеличение стоимости и снижение надежности выпускаемой продукции. В исследованиях актуальной темой остается теория масштабирования СБИС на основе МОП транзисторов при снижении их топологических размеров и энергоёмкости [2]. Преобразования физических величин и характеристик передачи сигналов в цифровых СБИС, связанные с подобным масштабированием, позволяют более отчетливо ориентироваться в тенденциях изменений параметров проводников и их топологии при проектировании и производстве КМОП схем субмикронных конструкций.

В данной работе, в соответствии с отечественными перспективами развития кремниевых (КНИ) технологий за пределы 0.1 мкм технологических размеров, анализируются различные процедуры масштабирования. Рассматриваются особенности поведения емкостных, токовых и энергетических величин линий связи

(ЛС), а также наметившиеся за последнее время изменения метрики проводников. Обсуждаются задержки и ограничения пропускной способности глобальных и локальных моделей связей. Представлены предельные условия увеличения быстродействия нанотранзисторных КНИ СБИС при снижении деградиационных процессов и сохранении надежности в работе соединений.

1. Принципы масштабирования линий связи СБИС

Одним из наиболее важных следствий увеличения степени интеграции числа N_{int} активных элементов на кристалле (закона Мура) является уменьшение характерной длины канала транзистора. Чем меньше размеры транзисторов, тем меньше приходится делать и размеры поперечного сечения проводников, обеспечивающих связи между ними. Таким образом, в течение прошлых лет уменьшение размеров ИС характеризовалось процедурой одинакового («стандартного») уменьшения всех геометрических размеров проводников в некоторое число ($k > 1$) раз, как схематически демонстрируется на рис. 1. При таком варианте масштабирования свойства уменьшенной ИС могут оставаться подобными.

Однако в случае многослойных СБИС с высоким уровнем интеграции элементов ($N_{\text{int}} \sim 10^{12}$), в которых число слоев металлизации возрастает, уменьшение характерных размеров ИС связывается с идеей «планарного» масштабирования. При таком масштабировании поперечные размеры элементов уменьшаются, но толщина проводящих слоев примерно сохраняется, что приводит к росту отношения $\alpha = H/W$ толщины H к ширине W проводников. При этом основная характе-

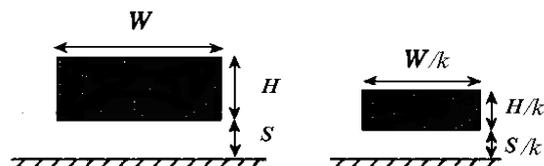


Рис. 1. Схематическое изображение изменения размеров при масштабировании.

(Иногда ниже для S использовано обозначение t_{ins})

ристика конструкции τ_C - время RC задержки в линии определяется длиной L проводников, их погонной емкостью C_l и сопротивлением $R = \rho L / WH$:

$$\tau_C \approx \frac{C_l L^2}{\sigma HW}, \quad (1)$$

где $\sigma = \rho^{-1}$ - удельная проводимость проводников. Необходимо отметить, что удельная проводимость тонких пленочных покрытий используемых в качестве проводящих слоев нанотранзисторных ИС зависит от микроструктуры и неоднородности поверхности проводников и может заметно меняться при масштабировании и связанных с этим технологических изменений.

Другой важной характеристикой ИС определяющей токи и диссипативные параметры ЛС является используемое в схеме напряжение питания U . Уменьшение габаритов конструкции, как за счет проводников, так и разделительных диэлектриков при сохранении напряжения питания приводит к росту напряженности полей во внутренних областях элементов, что снижает надежность их работы и вызывает необходимость перехода к низковольтным схемам.

Правила преобразования основных характеристик ЛС в указанных вариантах «стандартного» и «планарного» масштабирования при различном выборе приложенного напряжения U рассматриваются ниже в подразделах 1.1 и 1.2.

1.1. Масштабирование характеристик проводников ИС при сокращении всех размеров $\sim 1/k$ ($k > 1$) и постоянном напряжении U

Для сравнения изменений характеристик («предельных» значений) элементов и соединений при масштабировании конструкции СБИС в указанных вариантах («стандартном» и «планарном»), приведём оценку задержки τ_G импульсного сигнала в схеме МДП транзистора с характерной длиной канала l_G [3]:

$$\tau_G \sim \frac{l_G^2}{\mu \cdot U}. \quad (2)$$

Здесь μ - подвижность носителей, U - рабочее напряжение транзистора.

Из сравнения выражений (1) и (2) видно, что вариант масштабирования проводников и изоляторов $\sim 1/k$, приводящий к примерному постоянству погонной емкости C_l и временных задержек τ_C ($\tau_C \sim 1$) всех проводников, радикально отличается от масштабирования схемы транзистора. При масштабировании схемы транзистора задержка $\tau_G \sim 1/k^2$ быстро уменьшается с переходом к новым технологическим нормам ($k > 1$). Правила масштабирования основных характеристик данного варианта сокращения размеров интегральной схемы, а также факторы, влияющие на её работоспособность, представлены в табл. 1.

Из табл. 1, в частности следует увеличение в k раз плотности тока. Это подтверждает тот факт, что по мере уменьшения характерных размеров проводников возрастающую роль начинают играть вопросы деградации и надежности соединений, связанные с такими

явлениями, например, как электромиграция и термодиффузия.

Таблица 1.
Масштабирование характеристик проводников ИС («стандартное»)

Постоянные	Погонная емкость проводника (C_l)	1
параметры	τ_C - задержка проводников	1
	Сопротивление (R)	k
Масштабируемые	Погонное сопротивление (R_l)	k^2
величины	Ток в проводнике ($J = U/R$)	$1/k$
	Плотность тока (J/WH)	k
	Мощность диссипации ($P \sim JU$)	$1/k$

Другой важный результат «стандартного» масштабирования состоит в том, что RC задержки проводящих линий не меняются по мере уменьшения всех характерных размеров и задержек внутренних устройств. В конечном счете, это накладывает серьезные ограничения на производительность КМОП схем при увеличении степени интеграции элементов.

1.2. Масштабирование характеристик проводников ИС при фиксированной толщине металлизации и напряженности полей

Из сравнения выражений (1) и (2) видно также, что вариант масштабирования транзистора при постоянной подвижности μ и напряженности поля U/l_G аналогичен масштабированию проводников при постоянной толщине H слоев металлизации, их проводимости σ и погонной емкости C_l . Очевидно, что в этих случаях времена задержки τ_C и τ_G одинаково уменьшаются $\sim 1/k$ из-за уменьшения ($\sim 1/k$) характерных размеров L , W , l_G и напряжения U . Масштабирование размеров изоляторов S , d означает сохранение напряженности поля $\sim U/S$ и $\sim U/d$ в изолирующих диэлектриках. Поэтому масштабирование ИС с одновременным уменьшением напряжений на устройстве и всех размеров проводников и изоляторов (кроме толщины H слоев металлизации) на один и тот же мультипликативный фактор $k > 1$ может гарантировать скоростные характеристики и надежность работы измененной ИС не хуже первоначальной. Правила масштабирования основных характеристик отмеченного варианта сокращения размеров интегральной схемы, а также факторы, влияющие на её производительность, представлены в табл. 2.

Из представленных во 2-ом варианте правил масштабирования видно, что при уменьшении в одно и то же число k раз горизонтальных размеров электронного устройства и напряжения питания токи $J = U/R$ в проводниках снижаются в то же число k раз. При этом плотности тока J/WH в соединениях сохраняются. Более того, мощность тепловой диссипации в цепях, пропорциональная JU , уменьшается в k^2 раз. Так как степень интеграции устройств на чипе увеличивается в k^2 раз, плотность мощности тепловых потерь, т.е. мощность, отнесенная к единице площади СБИС, остается постоянной. Кроме того, произведение мощности диссипации P на время задержки τ_C в КМОП цепях, характеризующее энергию диссипации, уменьшается в k^3 раз. Поэтому следует ожидать, что характеристики

надежности измененной конструкции будут не хуже первоначальных.

кремния (SiO_2 , $\varepsilon_{\text{ins}} = 3.9\varepsilon_0$), минимум емкости (~ 1 пФ/см) достигается даже в том случае, если $W \ll S$. Это показывает, что уменьшение емкости проводников

Таблица 2.

Масштабирование характеристик проводников ИС при фиксированной толщине слоев металлизации и напряженности полей («планарное»). Масштабируемые величины: длина L , ширина W и шаг d_w проводников $\sim 1/k$, толщина межслойного диэлектрика $S \sim 1/k$, напряжение $U \sim 1/k$. Постоянные параметры: толщина проводника $H \sim 1$, напряженность поля $U/h \sim U/d_w \sim 1$.

	Параметры линий связи СБИС	Мультипликативный фактор $k > 1$
Масштабируемые величины	Характерные размеры проводников (L, W) и изоляторов (S, d)	$1/k$
	Напряжение (U)	$1/k$
Постоянные параметры	Удельное сопротивление (ρ)	1
	Толщина металлизации (H)	1
	Напряженность поля ($U/d, U/t_{\text{ins}}$)	1
	Погонная емкость проводников (C_l)	1
	RC задержка проводников ($\tau_c \sim CU/I$)	$1/k$
Характеристики масштабируемых параметров	Трансляционная задержка сети ($C_l R$)	1
	Пропускная способность сети (B_W)	k
Характеристики масштабируемых параметров	Сопротивление (R)	1
	Погонное сопротивление (R_l)	k
	Токи в проводниках ($J=U/R$)	$1/k$
	Плотность тока (J/WH)	1
	Мощность диссипации ($P \sim JU$)	$1/k^2$

Отношение α между высотой H проводника и его шириной W ($\alpha = H/W$) при стандартном масштабировании сохраняется (1 вариант), но по указанным выше причинам, а также для ограничения сопротивления проводников его вынужденно увеличивают (подобно 2-ому варианту), и боковые емкости $C_{||}$ могут становиться основным источником искажений сигналов. Для сохранения полного сопротивления проводника с фиксированной удельной проводимостью требуется сохранение высоты и пропорциональное увеличение отношения $\alpha \sim k$. Поэтому, например, при переходе от 0.25 мкм к 0.07 мкм технологии значение α может возрасти от $\alpha = 1.0$ до $\alpha \approx 3.6$, что считается чрезмерным с точки зрения борьбы с перекрестным шумом.

2. «Сохранение» погонной емкости связей в различных вариантах масштабирования

Величина погонной ёмкости связей C_l для различных соединений складывается (при слабых краевых эффектах) из двух компонент: $C_{l||} \sim \varepsilon H/d$ – емкости между проводниками одного слоя и $C_{l\perp} \sim \varepsilon W/S$ – взаимной емкости проводников разных слоев. В случае плоскости, образованной поверхностями скрещенных проводников соседних уровней, эта компонента является усредненной емкостью между проводниками разных слоев, причем $C_{l\perp}$ может составлять около 70% полной емкости.

В конструкциях, где отношение W/S близко к единице важную роль играет краевая компонента емкости и полная емкость может намного превышать величину плоскостной компоненты $\sim W/S$ [4]. Как следует из результатов моделирования для двуокиси

за счет увеличения толщины диэлектрика, когда S сравнивается с шириной W проводника, становится неэффективным.

Из зависимости погонной емкости от отношения W/S , следует, что уменьшение относительной толщины

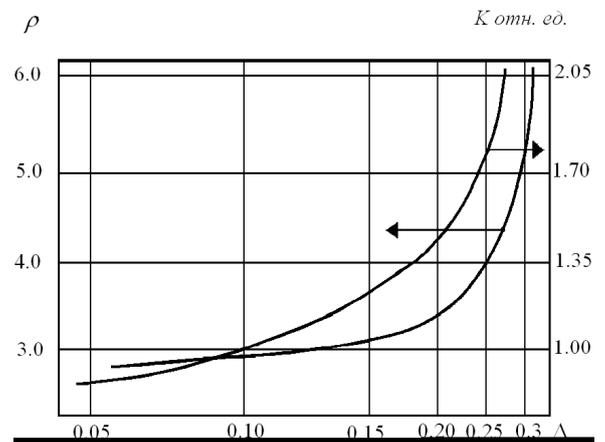
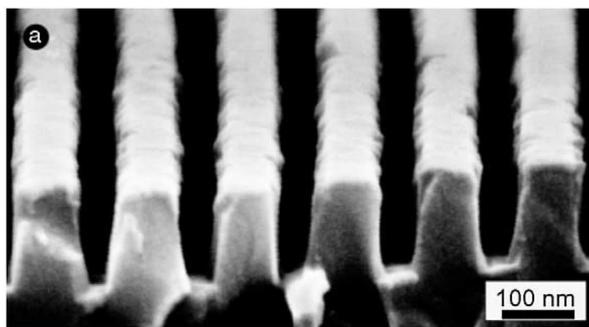


Рис. 2. Зависимости удельного сопротивления ρ и коэффициента емкости K

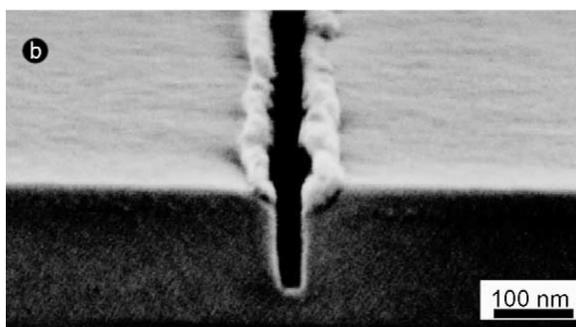
проводника H/S также не меняет ситуации с полной емкостью связей и не решает проблемы снижения погонных емкостей. Поэтому снижение размеров сечений проводников и примерно равных им толщин изоляционных слоев не снижает времени запаздывания в связях. Данный вывод носит общий характер и оказывает существенное влияние на характеристики ЛС при масштабировании [4]. В частности, если все пространственные размеры масштабировать с одним и тем же фактором, то результат для погонной емкости будет оставаться неизменным в любом рассмотренном (как в

«стандартном», так и в «планарном») варианте масштабирования. Более того, снижение размеров сечений проводников и диэлектриков в субмикронную область приводит к росту их технологической неоднородности и изменению эффективных объемных значений электрофизических параметров ЛС. В частности существенно могут увеличиваться значения удельного сопротивления и коэффициента взаимной емкости локаль-

риментальными данными [7], то вариации удельного сопротивления и коэффициента емкости будут составлять десятки процентов и более. Подобный разброс электрофизических параметров проводников линий связи может заметно сказаться на основных характеристиках конструкции, а также на доле «выхода» годной продукции и стоимости производства.



a)



b)

Рис. 3. Плотные линии с шагом 45 нм а) и одиночная линия шириной 38 нм б) выгравированные с использованием электроннолучевой литографии.

ных проводников с размерами сечений < 100 нм.

3. Деграция проводимости и рост емкости при увеличении неоднородности проводника

Неоднородность проводников, формируемых из тонкого слоя металлизации методом литографии, наряду с качеством технологического процесса [5] определяется и рельефом поверхности исходного пленочного покрытия, изготавливаемого в том или ином технологическом цикле. Характер неоднородности зависит от распределения и размеров гранул металла, а также от структуры поверхности подложки или разделительного диэлектрика. Неоднородность рельефа или «шероховатость» той или иной поверхности формально могут быть описаны величиной фрактала D , то есть независимым масштабом случайной неоднородности. Другие параметры неоднородности, например, среднеквадратические отклонения координаты поверхности (или RMS отклонения), являются зависимыми от величины D и представляют собой, как правило, некоторые спектральные распределения [6]

3.1. Модельные зависимости удельного сопротивления и коэффициента емкости от масштаба неоднородности поверхности

Модельные зависимости удельного сопротивления ρ и коэффициента емкости K от масштаба неоднородности поверхности Δ (или RMS отклонения), заимствованные из работы [6], представлены на рис. 2.

Из представленных данных видно, что изменения удельного сопротивления и коэффициента емкости из-за неоднородности проводников могут достигать существенных значений (2-х и более раз). При этом, если считать масштаб неоднородности проводников для используемого технологического процесса изготовления ИС лежащим в пределах соответствующих экспе-

3.2. Технологические вариации медных проводников

Микроструктура ЛС образованных тонкими слоями аморфной меди иллюстрируется на рис. 3 и 4, заимствованных из работы [8].

Из представленных данных следует, что деграция проводимости и рост емкости локальных проводников нанотранзисторных схем зависит от разнообразных физических явлений протекающих в технологических условиях процесса изготовления интегральных

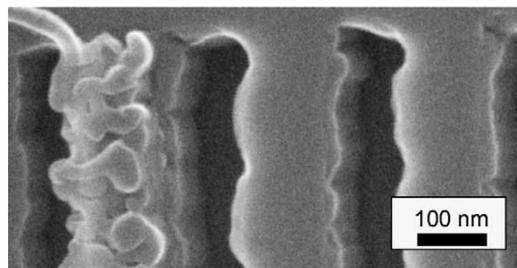


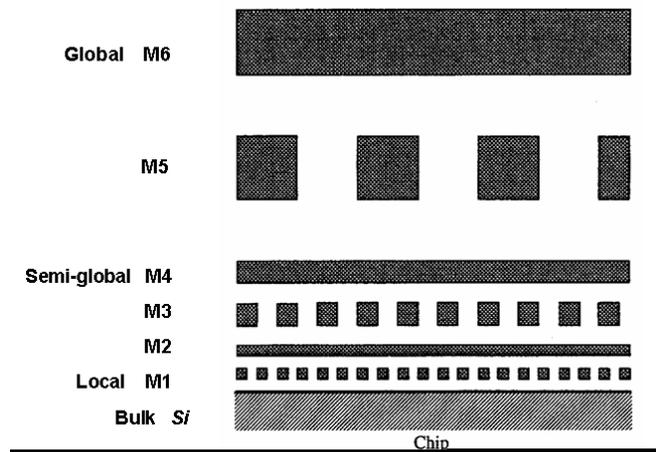
Рис. 4. Недостатки конфигурации и остатки резиста, наблюдаемые после гравировки полосы,

микросхем (ИМС). Поэтому выбор оптимальной технологии усложняется по мере роста степени интеграции транзисторных элементов в СБИС, что приводит к различным усовершенствованиям конструкций, включая переход к 3-х мерным наноструктурам.

Вместе с тем разрыв между технологическими возможностями, которые могут быть реализованы в кремнии, и современными средствами САПР продолжает возрастать. Требуется новое поколение САПР, способное удовлетворить требованиям более быстрого и, одновременно, более точного анализа в нанометровой области. Одним из пунктов, в котором сосредотачиваются проблемы – физическая верификация нанометровых проектов.

4. Принцип «Обратного масштабирования» глобальных соединений

Как показывают теоретические оценки, с ростом числа уровней M слоев металлизации для 3-х мерных конструкций происходит эффективное снижение длины глобальных соединений и увеличение тактовой частоты [4]. Поэтому на практике используется многоуровневая металлизация и разводка сети проводников



а)



б)

Рис.5. Схематическое изображение а) и микрофотография б) проводников различных уровней СБИС из работы [9].

различных связей [9]. Локальные связи между активными элементами расположены, как правило, в одном или двух нижних уровнях металлизации.

Один из вариантов оптимальной (с точки зрения одновременного увеличения степени интеграции и быстродействия СБИС) структуры проводников различных уровней показан на рис. 5.

Схематически рис. 6 иллюстрирует увеличение сечения проводников ЛС при переходе с локального M1 уровня схемы на уровни M5, M6 разводки глобальных соединений. Указанный тип структурирования сети проводников в БИС получил название принципа «обратного масштабирования».

Существуют и другие типы трехмерной интеграции элементов СБИС, например, с использованием вертикальных межуровневых соединений, когда схемам логики, памяти и глобальных связей последовательно выделяются отдельные, более высокие слои металлизации.

5. Оценка характеристик медных соединений в слоях кристалла для различных технологий

Ниже в табл. 3 приведены теоретические оценки основных параметров соединений многоуровневой СБИС с медной металлизацией ($\rho = 0.017 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$) и полимерным изолятором ($\epsilon = 2.3$), изготавливаемой при различных технологических процессах.

Из представленных значений видно, какую тенденцию имеют задержки при масштабировании проводников с фиксированным числом элементов в пределах одного блока на M3 или при масштабировании элементов с одновременным ростом их числа на всём

кристалле. В первом варианте задержка увеличивается примерно в два раза (в масштабируемых единицах $\tau_G/\text{мм}^2$), во втором – больше, чем на два порядка той же величины, при уменьшении технологических размеров от $\Lambda = 0.25 \text{ мкм}$ до $\Lambda = 0.05 \text{ мкм}$. Соответствующие значения временных задержек в абсолютных единицах ($\text{пс}/\text{мм}^2$) можно оценить из приведенных выше данных. Так, например, задержка работы чипа с фиксированной площадью при пятикратном снижении

технологических размеров увеличивается более чем в 20 раз – от $460 \text{ пс}/\text{мм}^2$ до $10080 \text{ пс}/\text{мм}^2$.

Следует отметить, что указанные особенности поведения временных задержек сетей проводников при масштабировании не учитывают технологические вариации электропроводности проводников и квантово-

Таблица 3

Характеристики сетей проводников различных уровней при снижении технологических размеров

Технологический размер Λ мкм	0.25	0.18	0.13	0.10	0.07	0.05
Погонная емкость C_l в M3/M5 пФ/мм	0.23	0.19	0.18	0.16	0.16	0.16
Задержка локальных эл-тов τ_G , пс	90	65	48	36	25	18
Трансляционная задержка $\mathcal{G} = RC/2$ в слое M3, пс/мм	72	67	70	70	74	85
Пропускная способность B_W в слое M3, Тб/с	6	9	12	16	20	24
Размер блока, мм	3.58	2.50	1.75	1.31	0.99	0.74
Задержка блока на M3, $\tau_G/\text{мм}^2$	0.94	1.02	1.06	1.03	1.21	1.76
Трансляционная задержка $\mathcal{G} = RC/2$ в слое M3, пс/мм	36	33	35	35	37	42
Пропускная способность B_W в слое M5, Тб/с	4	5	5	4	3	2.5
Размер чипа, мм	17.3	19	20.7	22.8	24.9	27.4
Задержка чипа, $\tau_G/\text{мм}^2$	5.1	13	34	72	180	560

размерные эффекты в проводимости. Тем не менее, на практике они приводят к применению весьма сложных статистических методов для оптимизации и верификации работы современных цифровых схем.

Заключение

В представленной работе выделены основные преобразования физических параметров (емкостных, энергетических и передаточных характеристик) межсоединений СБИС с переходом к новым технологическим нормам в различных вариантах масштабирования. Представлены закономерности поведения временных задержек, токов и энергетических величин при уменьшении размеров конструкций в субмикронную область и снижении напряжения питания. На примере, характерном для современных технологий, обсуждаются задержки и ограничения сетей проводников глобальных и локальных моделей связей. Отмечены условия увеличения быстродействия нанотранзисторных МОП СБИС без потери надежности соединений.

Подобные результаты могут оказаться полезными при совершенствовании методов проектирования транзисторных схем с новыми технологическими нормами. Выделенные закономерности масштабирования заметно влияют на решение следующих задач:

- снижение перекрестных RC и RLC взаимодействий в проводниках;
 - исключение взаимодействия импульсов в экранированных линиях;
 - ограничение шумов перекрестной связи в ИС;
 - выбор структуры контактных соединений и межслойных переходов;
 - уменьшение деградиционных явлений в неоднородных проводниках;
 - совершенствование методов проектирования и САПР новых образцов;
- и нуждаются в разнообразных экспериментальных исследованиях для различных этапов новых технологических маршрутов.

В заключении автор выражает искреннюю признательность С. Г. Бобкову за предоставленную возможность обсуждения работы на семинаре отдела и благодарит участников семинара за полезные замечания и конструктивные практические вопросы.

Литература

1. Бобков С.Г., Киреев В.Ю. Проблемы перехода микроэлектроники в субнанометровую область. Общие положения и литография. – Нано- и микросистемная техника, 2007, №5, стр. 11-21. <http://nano.extech.ru/nanoindustry/analytic.doc>
2. M. Bohr. Interconnect Scaling - The Real Limiter to High Performance ULSI – IEDM 1995, pp. 241-244.
3. В. Денисенко. Особенности субмикронных МОП-транзисторов. – Chip News, 2002, № 7, стр. 27-37, www.chip-news.ru/html.cgi/arhiv/02_07/4.htm
4. В.А. Горячев. Масштабирование линий связи для проектирования нанотранзисторных МОП ИС – ЭВ & ЭС, 2008, т. 13, №2-3, стр. 111-119.
5. С. Бобков, Э. Врублевский, В. Киреев, В. Недзвецкий, А. Трепалин, И. Томпсон, Г. Дойл, Н. Хуснатдинов, Д. Лабрейк. Возможности и особенности наноимпринтлитографии для производства интегральных микросхем. – Наноиндустрия, 2007, №3, стр. 26-32. <http://www.nanoindustry.su/issue/2007/3/6>.
6. R. M. Patrikar, C. Yi Dong, W. Zhuang. Modelling interconnects with surface roughness. – Microelectronics Journal, 2002, v. 33, no.11, pp. 929-934.
7. Д.В. Вялых, С.И. Федосеев. Исследование микротопологии поверхности SiO_2 и Si межфазной границы Si/SiO_2 в структурах SIMOX методом сканирующей туннельной микроскопии. – ФТП 1999, т. 33, вып. 6, стр. 708-711.
8. G. Schindler, G. Steinlesberger, M. Engelhard, W. Steinhogel. Electrical characterization of copper interconnects with end-of-roadmap feature size. – Solid-State Electronics. 2003, v. 47, pp. 1233-1236.
9. М.А. Усикова, В.В. Лучинин. Методы препарирования интегральных микросхем для топологического анализа. – Известия СПбГТУ (ЛЭТИ). 2009, № 1, стр. 13-20.

Interconnects scaling of CMOS VLSI at transition to new technological norms

V.A. Goryachev

Abstract. Transformations of physical parameters lines communications very large schemes integrated (VLSI) in various variants of scaling are considered. Laws behaviors of time delays, currents and power parameters are presented at reduction of the sizes metallization and dividing insulators. On a modeling example, characteristic for heterogeneity of surface conductors in submicron technologies, delays and restrictions of networks local and global communications of multilevel crystals are discussed. Conditions of increase in speed the nanotransistor VLSI without loss connections reliability

Моделирование современных высокоскоростных умножителей

А.С. Дёмин

В статье рассмотрены современные способы построения архитектуры умножителей, основанные на Radix кодировании. Промоделированы различные методы кодирования входных сигналов. Были также промоделированы 32-битный конечный сумматор и 16-битный умножитель.

Введение

Высокоскоростные параллельные умножители в настоящее время являются необходимыми для разработок различных высокочастотных схем. Для увеличения быстродействия умножителей были придуманы различные методы, такие как Radix кодирование, дерево Волласа (Wallace tree), сумматор с ускоренным переносом. В данной работе предпринята попытка описать наиболее современные и скоростные способы построения архитектур умножителей.

Основная часть статьи посвящена Radix кодированию, так как существует много различных методов его реализации. Также представлены основные используемые в настоящее время способы сжатия частичных сумм и конечного суммирования.

1. Кодирование сигналов

Кодирование входных сигналов в современных умножителях служит для уменьшения количества частичных сумм, что в свою очередь увеличивает быстродействие и уменьшает топологическую площадь схемы. Основным способом кодирования, используемым в современных конструкциях, являются методы, основанные на кодировании Бута (Booth Encoding). Исходный алгоритм был основан в 1951 году Эндрю Буттом и носит название Radix-2 Booth Encoding [1].

1.1. Модель Radix-2

Модель Radix-2 Booth Encoding представляет собой преобразование набора $\{0,1\}$ множителя в набор $\{-1,0,1\}$. Суть этого преобразования заключается в том, что последовательность единиц в множителе преобразуется в последовательность нулей, окружённых единицей и минус единицей:

$$M \times "00111110" = M \times (2^5 + 2^4 + 2^3 + 2^2 + 2^1) = M \times 62$$

$$M \times "010000\bar{1}0" = M \times (2^6 - 2^1) = M \times 62$$

Таким образом, уменьшается число частичных сумм. Однако эффективность данного алгоритма полностью зависит от набора цифр множителя. В случае, например, набора 10101010... получается самый худший вариант. Этот алгоритм, однако, является основой для более эффективного алгоритма, предложенного МакСорли и использующегося в современных умножителях – модифицированного алгоритма Бута (Modified Booth Encoding) с Radix-2ⁿ, где $n \geq 2$ [2].

1.2. Модель Radix-4

Данная модель кодирует 3 бита множителя, пересекающиеся друг с другом (последний бит предыдущей тройки становится первым в последующей), в одно число 4-чной системы из набора $\{-2,-1,0,1,2\}$ по табл. 1. При этом число справа дополняется нулём, который является последним битом первой группы.

Это кодирование уменьшает количество частичных сумм вдвое. Реализация подобной модели в архитектурах умножителей осуществляется различными способами. Основной способ – преобразование трёх битов множителя в последовательность сигналов, которые затем являются управляющими для выборки той или иной частичной суммы (0, x, -x, 2x, -2x). Ниже будут рассмотрены различные методы кодирования в Radix-4.

Таблица 1

Таблица истинности Radix-4

y_{2j+1}	y_{2j}	y_{2j-1}	z_j
0	0	0	0
0	0	1	X
0	1	0	X
0	1	1	2X
1	0	0	-2X
1	0	1	-X
1	1	0	-X
1	1	1	0

1.2.1. Примеры кодирования в Radix-4

Ниже представлены различные виды моделей кодирования, а также результаты моделирования этих архитектур с использованием моделей КНИ КМОП-транзисторов с проектными нормами 0,25 мкм при температуре 27°C и напряжении питания 2,25 вольт.

На рис. 1 и 2 показана одна из конструкций модели кодирования/выборки [3].

Данная модель основана на следующих формулах:

$$sign = y_{2j+1}$$

$$one = y_{2j} \oplus y_{2j-1}$$

$$two = y_{2j+1} \cdot y_{2j} \cdot y_{2j-1} + y_{2j+1} \cdot y_{2j} \cdot y_{2j-1}$$

Сигнал **sign** показывает знак частичной суммы, **one** показывает пропускать или нет X, а **two** – пропускать или нет 2X.

Критический путь представляет собой формирование сигнала **two**. Основная проблема данной модели

в том, что критический путь модуля кодирования переходит в критический путь модуля выборки, то есть если бы, например критический путь модуля кодиро-

суммой задержек блоков кодирования и выборки, потому что они работают параллельно. Это происходит

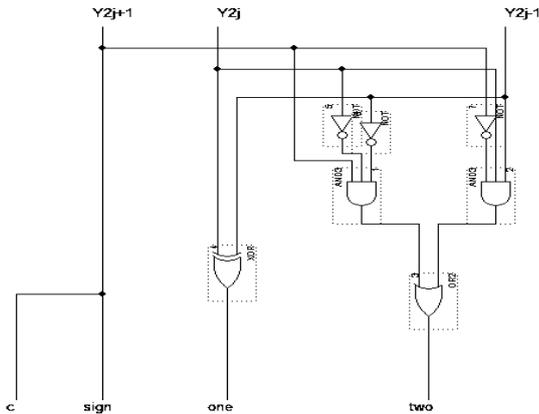


Рис. 1. Booth Encoder

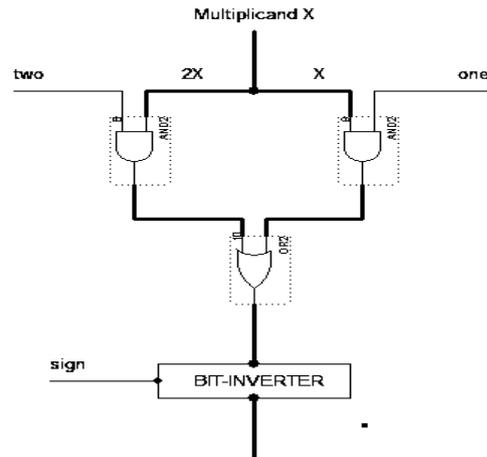


Рис. 2. Booth Selector

вания был бы на пути сигнала **sign**, то задержка заметно снизилась бы, так как критические пути этих двух модулей вычислялись бы параллельно. В табл. 2 представлены результаты моделирования данной архитектуры. В табл. 2 представлены значения групп битов множителя до и после переключения, состояние на выходе P, и задержка переключения выхода.

от того, что сигнал Y_{m+1} не задерживается ничем, следовательно, первый MUX на критическом пути модуля выборки будет включён параллельно с 2-мя XOR в модуле кодирования. Таким образом, критический путь представляет собой 3 последовательно идущих мультиплексора, причём критическая ситуация возникает только при сдвиге множимого ($2X, -2X$). В табл. 4

Таблица 2

Результаты моделирования схемы рис. 1 и рис. 2

$Y_{n+1} Y_n Y_{n-1}$ до переключения	$Y_{n+1} Y_n Y_{n-1}$ после переключения	Состояние выхода после переключения	Задержка, пс
000	001	X	388
001	011	2X	512
011	010	X	436
010	101	-X	165
101	100	-2X	526
100	110	-X	442
110	111	0	523

Следующий вариант представлен на рис. 3 [4]. Ниже представлена табл. 3 истинности для сигналов в данной модели.

Таблица 3

Таблица истинности модели рис. 3

Y_{m+1}	Y_m	Y_{m-1}	Booth Op.	Dir	Sht	Add
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	X	0	-	1
0	1	0	X	0	-	1
0	1	1	2X	0	1	0
1	0	0	-2X	1	1	0
1	0	1	-X	1	-	1
1	1	0	-X	1	-	1
1	1	1	0	1	0	0

В данной конструкции сигнал **Direction** определяет, пропускать прямой сигнал или обратный, сигнал **Shift** показывает, сдвигать ли множимое (в случае умножения на 2), а сигнал **Addition** показывает, какой из сигналов добавляется к частичной сумме.

Блок кодирования битов множителя представляет собой в данной архитектуре всего лишь два элемента XOR. При этом общая задержка модели не является

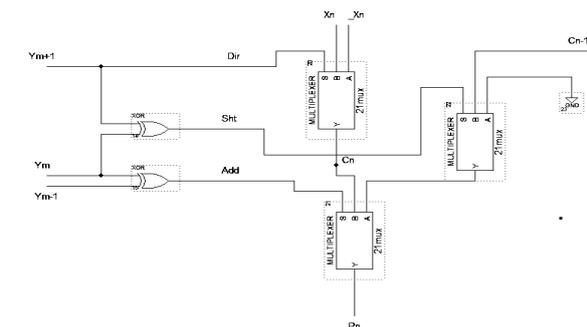


Рис. 3. Модуль кодирования на мультиплексорах

представлены результаты моделирования данной модели. Моделировался только критический путь, то есть переход в состояние 2X или -2X.

Таблица 4

Результаты моделирования схемы рис. 3

$Y_{m+1} Y_m Y_{m-1}$ до переключения	$Y_{m+1} Y_m Y_{m-1}$ после переключения	Задержка, пс
111	011	477
010		368
101		349
100		270
011	100	270
000		370
001		340
110		335

Следующая модель, представленная на рис. 4, построена на основании формулы:

$$P = 2X \cdot \overline{Y_{n-1}} \cdot \overline{Y_n} \cdot Y_{n+1} \cdot 2x \cdot Y_{n-1} \cdot Y_n \cdot Y_{n+1} \cdot (Y_{n-1} \oplus Y_n) \cdot (Y_{n+1} \oplus X)$$

Данная модель используется в 16-битном умножителе, моделируемом в данной работе. Результаты моделирования представлены в табл. 5.

Таблица 5

Результаты моделирования схемы рис. 4			
$Y_{m+1}Y_mY_{m-1}$ до переключения	$Y_{m+1}Y_mY_{m-1}$ после переключения	Состояние выхода после переключения	Задержка, пс
000	001	X	293
001	011	2X	300
011	010	X	340
010	101	-X	290
101	100	-2X	240
100	110	-X	250
110	111	0	260

1.3. Необходимые корректировки в умножителях с использованием Radix

Очевидными корректировками являются добавление единицы к младшему биту частичной суммы при изменении знака (то есть при переводе в дополнительный код или обратно), а также добавление единиц перед частичной суммой, если она отрицательна.

Более сложные корректировки нужны в связи с тем, что в современных умножителях используется

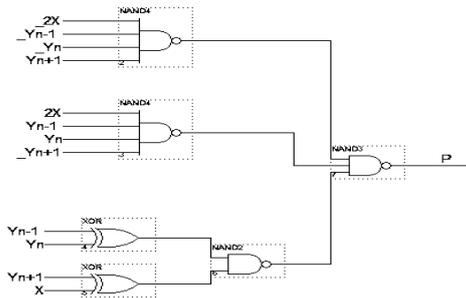


Рис.4. Модуль кодирования, используемый в моделируемом в данной работе умножителе

опция выбора знакового/беззнакового умножения (signed/unsigned). В знаковом умножении первый бит означает знак, а при беззнаковом умножении умножаемые числа всегда положительны. Подобная корректировка может быть показана на примере числа 11010110. При знаковом умножении первый бит числа означает его знак и его можно представить в виде $...111[1010110]$, где биты перед квадратными скобками - знаковые. При этом при кодировании в Radix-4 получаются 4 частичные суммы. Остальные частичные суммы не имеют значения, так как группа из трёх последовательных единиц или нулей по табл. 1 соответствует нулевой частичной сумме, поэтому мы получаем 4 частичных суммы, определяемые группами битов: 100, 011, 010, 110.

При беззнаковом же умножении то же число выглядит уже иначе $...00[11010110]$. Здесь возникают уже 5 групп битов, не приводящих к нулю: 100, 011, 010, 110, 001, и дальше идут группы, полностью состоящие из нулей. Получается, что в такой ситуации появляется лишняя частичная сумма, равная по табл. 1 X.

Все корректировки, требуемые для кодирования, выполняются на уровне сжатия частичных сумм в виде дополнительных частичных сумм.

2. Сжатие частичных сумм

После генерации частичных сумм необходимо произвести их сжатие до двух сумм, которые после идут на конечный сумматор. В современных сумматорах для этого используются полусумматоры (Half Adder, HA) и полные сумматоры (Full Adder, FA) или, так называемые, счётчики (2:2) и (3:2). Эти схемы приведены на рис. 5 и 6.

На их основе строятся счётчики (4:2), (5:3) и так далее, которые используются для сжатия частичных сумм. Основная задача проектировщика при разработке размещения данных модулей с учётом их задержек. Необходимо, чтобы каждый бит итоговой суммы генерировался настолько независимо от других (или параллельно) насколько это возможно. Для наглядности представлен рис. 7, изображающий часть модуля суммирования частичных сумм.

На рис. 7 представлены: P – бит частичной суммы, C – бит переноса, s – бит суммы. Первая цифра в индексе порядковый номер, вторая цифра показывает в какой разряд идёт сигнал. Как видно из рис. 7, на первые блоки подаются биты частичных сумм и только после этого биты переносов. Это делается со следующей целью: если подать C05 на первый FA пятого разряда, то задержка этого первого FA составила бы задержку 2x FA, так как для генерации C05 нужен отдельный FA. Таким образом, благодаря оптимальному размещению элементов, получается параллельная работа данной схемы.

Основная задержка в умножителях обычно приходится именно на модуль сжатия частичных сумм. Поэтому оптимальное проектирование этого модуля

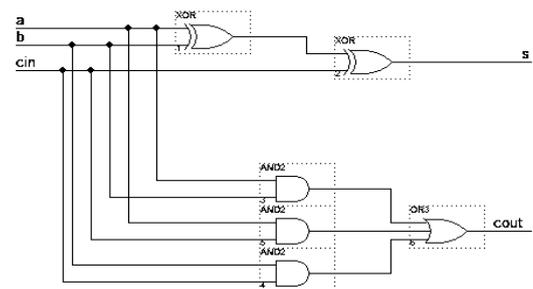


Рис. 6. Полный сумматор

зачастую является основным в разработке схемы умножителя.

3. Конечные сумматоры

Как известно, основной проблемой в сумматорах является задержка сигнала переноса. В современных архитектурах умножителей зачастую в качестве сумматора используется сумматор с ускоренным переносом (Carry-Lookahead Adder, CLA), который частично устраняет эту проблему. Этот метод является одним из самых лучших с точки зрения быстродействия, однако,

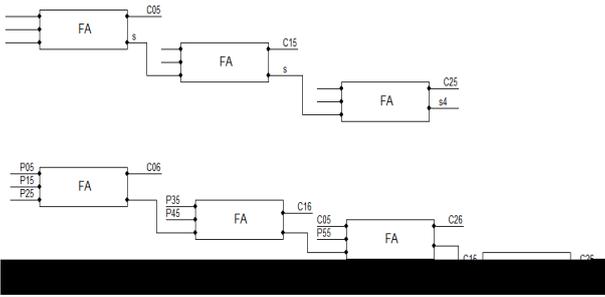


Рис. 7. Часть блока сжатия частичных сумм

не самым лучшим с точки зрения занимаемой площади. Поэтому во многих умножителях используются гибридные сумматоры, где биты старших разрядов суммируются с использованием CLA, а младшие биты суммируются с помощью гораздо меньших по площади, но более медленных сумматоров. К примеру,

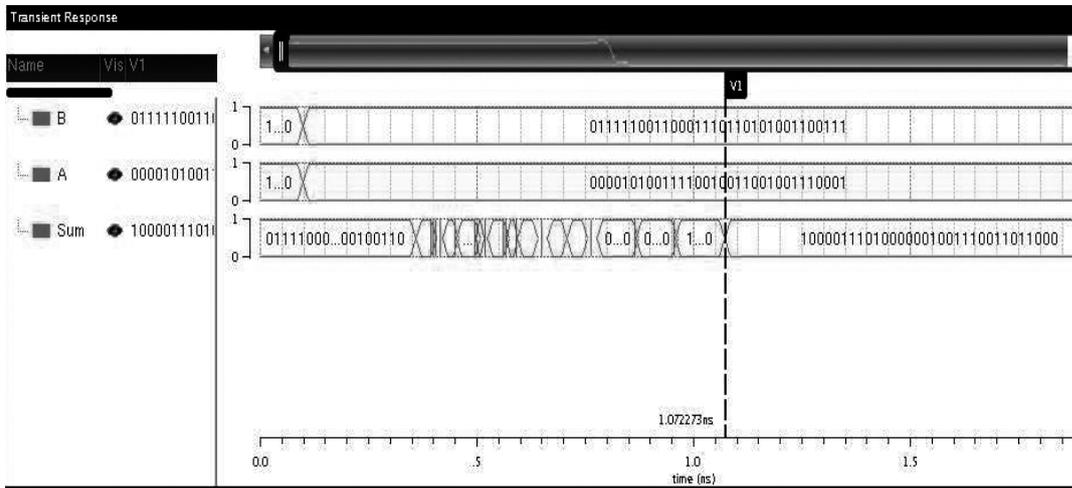


Рис.8 Результаты моделирования 32-битного CLA. А, В-суммируемые числа, Sum-результат суммирования

обычный сумматор со сквозным переносом (Carry-Ripple Adder, CRA) представляет собой лишь модули FA, количество которых равно количеству суммируемых битов, что очень экономично с точки зрения площади, однако задержка его равна задержке всех FA входящих в него и является линейной зависимостью от количества разрядов сумматора. Младшие разряды в умножителе подаются на сумматор гораздо раньше, чем старшие, поэтому их можно суммировать с помощью медленного CRA, в то время как старшие суммировать с помощью CLA.

Обычно перенос в следующий разряд вычисляется итерационным методом, с использованием переноса в предыдущий разряд:

$$C_{i+1} = a_{i+1}b_{i+1} + (a_{i+1} \oplus b_{i+1})C_i$$

Carry Lookahead Adder использует 2 сигнала – p(propagate) и g(generate), такие, что:

$$g_{i+1} = a_{i+1}b_{i+1}$$

$$p_{i+1} = (a_{i+1} \oplus b_{i+1})$$

С помощью этих сигналов можно получить перенос следующего разряда, независимо от переноса предыдущего:

$$c_{i+1} = g_{i+1} + p_{i+1}(g_i + p_i(g_{i-1} + p_{i-1} \dots p_1(g_0 + p_0 c_0) \dots)) =$$

$$g_{i+1} + p_{i+1}g_i + p_{i+1}p_i g_{i-1} + \dots + p_{i+1} \dots p_1 g_0 + p_{i+1}p_i p_{i-1} \dots p_0 c_0$$

Разрядность блоков CLA обычно не превышает четырёх, чтобы не превышать допустимую нагрузку на элементы OR и AND.

В современных архитектурах используют CLA состоящие из двух и более уровней. Подобные конструкции представляют из себя несколько блоков CLA, а также специальные блоки, генерирующие для них переносы.

Задержка подобного сумматора представляется в виде $(2 \times \log_m n - 1) \times t_{cla}$, где n – количество суммируемых битов, m – количество принимаемых блоком CLA битов, t_{cla} – задержка блока CLA. Задержка, как видно, имеет логарифмическую зависимость от количества разрядов сумматора, в отличие от линейной задержки CRA.

На рис. 8 представлены результаты моделирования 32-битного CLA. Моделирование проводилось с использованием моделей КНИ КМОП-транзисторов с проектными нормами 0,25 мкм при температуре 27°C и напряжении питания 2,25 вольт.

4. Моделирование умножителя

На рис. 9 представлены результаты моделирования 16-битного умножителя. В модуле кодирования использовалась модель, представленная на рис. 4. В модуле сжатия частичных сумм использовалось дерево Волласа (Wallace tree). Конечный сумматор – 32-битный сумматор с ускоренным переносом. Моделирование проводилось с использованием моделей КНИ КМОП-транзисторов с проектными нормами 0,25 мкм при температуре 27°C и напряжении питания 2,25 вольт.

Заключение

Рассмотрены способы проектирования высокоскоростных умножителей с использованием кодирования Radix. Основным преимуществом данного вида кодирования является уменьшение количества частич-

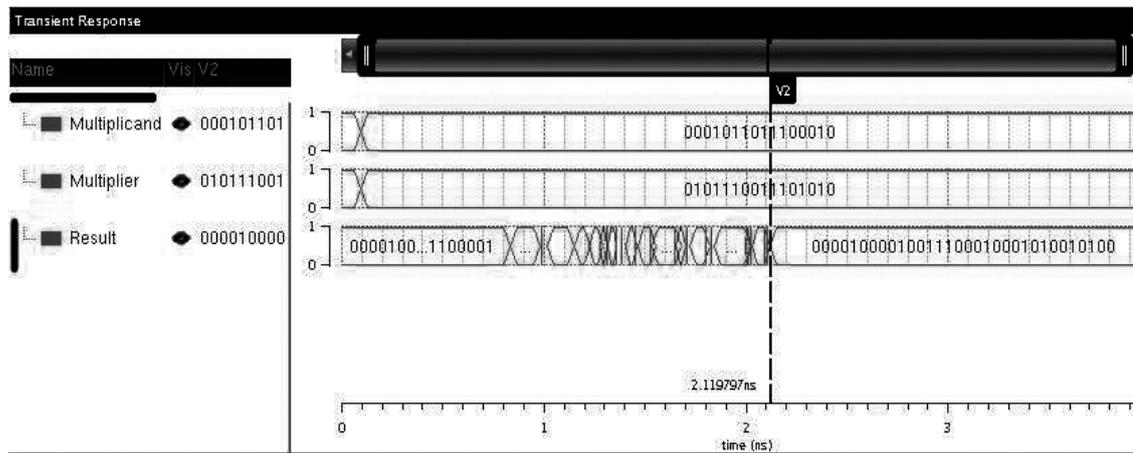


Рис. 9 Результаты моделирования 16-битного умножителя.

ных сумм, что в свою очередь приводит к увеличению быстродействия и уменьшению площади схемы на кристалле. Проведено моделирование различных способов кодирования умножителя.

Также были промоделированы сумматор, основанный на методе ускоренного переноса и 16-битный умножитель, построенный с использованием этого сумматора.

Литература

1. Andrew D. Booth, A signed binary multiplication technique. – The Quarterly Journal of Mechanics and Applied Mathematics, Volume IV, Pt. 2.

2. McSorley O. L., High Speed Arithmetic in Binary Computers. – Proc. IRE, Vol 49, pp67-71, January 1961.

3. Milos D. Ercegovic, Tomas Lang, Digital Arithmetic. – Elsevier Science, 2004.

4. Ki-seon Cho, Jong-on Park, Jin-seok Hong, Goang-seog Choi, 54x54-bit Radix-4 Multiplier based on Modified Booth Algorithm. – Storage Solution Group, DM R/D Center.

5. Rabaey Jan M., Digital Integrated Circuits: A Design Perspective. – 2nd edition, 2002.

Simulation of high speed modern multipliers

A. Demin

Abstract. In this work modern design methods of Radix multipliers were reviewed. Different methods of coding were simulated. 32 bit final adder and 16 bit multiplier were also simulated.

Компьютерное моделирование сложно-функциональных блоков аналого-цифрового преобразования

Ю.Б. Рогаткин

кандидат технических наук

Представлены практические аспекты компьютерного моделирования в среде САПР Cadence сложно-функциональных блоков (СФ-блоков) аналого-цифрового преобразования, таких как аналого-цифровые преобразователи (АЦП), в части расчета динамических и шумовых характеристик: расчета отношения сигнал/шум, расчета динамического диапазона, свободного от паразитных составляющих, и т.д.

Одним из наиболее часто встречаемых сложно-функциональных блоков (СФ-блоков), используемых в СБИС типа «система на кристалле» для цифровой обработки сигналов, является СФ-блок для аналого-цифрового преобразования. Важными характеристиками такого блока являются динамические и шумовые характеристики. Идеальный N-разрядный АЦП имеет погрешности (по постоянному или переменному току), связанные только с процессами дискретизации и квантования. Максимальная погрешность, которую имеет идеальный АЦП при оцифровке входного сигнала, равна $\pm 1/2$ веса младшего значащего разряда (LSB). Любой аналоговый сигнал, поступающий на вход идеального N-разрядного АЦП, производит шум квантования. Среднеквадратичное значение шума, измеренное по ширине полосы Найквиста от постоянного тока до половины частоты дискретизации ($F_s/2$) приблизительно равно весу наименьшего значащего разряда q, деленному на $\sqrt{12}$. При этом предполагается, что амплитуда сигнала составляет, по крайней мере, несколько младших разрядов, так что выход АЦП изменяет свое состояние почти при каждом отсчете.

Известно, что отношение среднеквадратичного значения синусоидального сигнала, соответствующего полной шкале, к среднеквадратичному значению шума квантования (выраженное в дБ) равно [1]:

$$SNR = (6,02 N + 1,76) dB$$

где N - число разрядов в идеальном АЦП. Это уравнение имеет силу только в том случае, если шум измерен на полной ширине полосы Найквиста от 0 до $F_s/2$. Если ширина полосы сигнала BW меньше $F_s/2$, то значение отношения сигнал/шум (SNR) в пределах ширины полосы сигнала BW возрастет вследствие уменьшения энергии шума квантования в пределах ширины полосы. Для этого условия правильным будет следующее выражение:

$$SNR = (6,02 N + 1,76 + \log(f_s/2BW)) dB$$

Наиболее значимым моментом для АЦП, используемых в коммуникационных приложениях, является величина интермодуляционных искажений. Причина возникновения этих искажений – нелинейность передаточной характеристики АЦП.

В большинстве приложений входной сигнал АЦП представляет собой полосу частот. Однако при вычислении шумовых характеристик АЦП с использованием быстрого преобразования Фурье используют спектрально чистый синусоидальный сигнал, причем существенную роль в результатах имеет корреляция между шумом квантования и сигналом, которая зависит от отношения частот дискретизации к частоте входного сигнала [2].

При работе в среде САПР Cadence для определения характеристик АЦП часто используется быстрое преобразование Фурье (БПФ) для монотонного синусоидального сигнала. Для точного измерения нелинейных искажений АЦП должны быть предприняты шаги, гарантирующие, что в испытательных тестах верно рассчитываются искажения, идущие от АЦП, с учетом эффекта корреляции шума квантования. Это достигается соответствующим выбором соотношения испытательных частот и частот дискретизации, а также правильным выбором окна БПФ при расчетах. Модели-

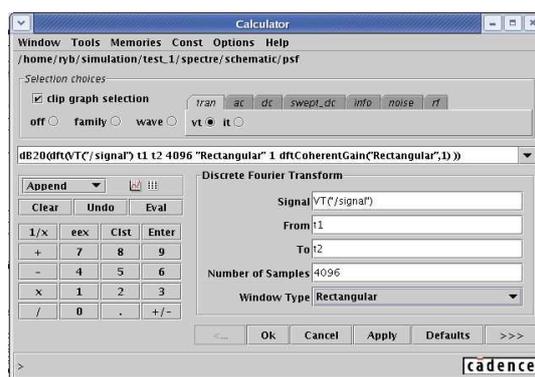


Рис. 1 Окно калькулятора для задания параметров расчета SFDR

рование и расчет характеристик АЦП с использованием БПФ в среде САПР Cadence производится по результатам расчета переходного процесса в схеме (Tran Analyses). Параметры расчета например динамического диапазона свободного от паразитных составляющих (SFDR) задаются через «Calculator» для дискретного преобразования Фурье (dft — Dickrete

FourierTransform), окно которого представлено на рис. 1. Задаются следующие параметры расчета:

- обрабатываемый сигнал (VT(“signal”));
- начало окна обработки (From t1);
- окончание окна обработки (To t2);
- количество отсчетов (Number of Samples);
- тип окна (Windows Type).

Достаточно подробно методика анализа Фурье при моделировании аналого-цифровых схем с помощью средств проектирования Cadence представлена в [3]. Согласно известной методике сначала выбирается частота дискретизации, которая определяется одним из основных параметров АЦП — быстродействием. Затем задается число n точек быстрого преобразования Фурье. Определяется время расчета как произведение числа n на период дискретизации и частота входного сигнала таким образом, чтобы на времени расчета укладывалось целое число m периодов частоты входного сигнала. В примере из [3] $m=400$. Остановимся более подробно на двух моментах: выборе числа n точек бы-

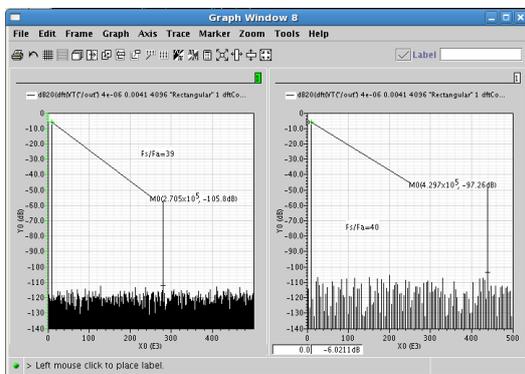


Рис. 2 Влияние выбора частоты входного сигнала на результаты моделирования при использовании функции dft

строго преобразования Фурье и выборе число m периодов частоты входного сигнала, которые укладываются на периоде времени расчета.

Выбор частоты входного сигнала при моделировании АЦП

При выборе числа m периодов частоты входного сигнала, которые укладываются на периоде времени расчета следует выбирать m целым и лучше простым числом или произведением простых чисел. Данное утверждение иллюстрируется рис. 2 и 3. На левом рис. 2 приведены результаты моделирования для $m=39$, а на правом рис. 2 — для $m = 40$. Число n в обоих случаях равно 4096. Калькулятор использован в режиме Skill Mode для функции dft (Discrete Fourier Transform).

Во втором случае SFDR оказывается на 8 дБ лучше. Разрешение по частоте в обоих случаях одинаковое, но в первом случае энергия шума распределяется более равномерно.

Аналогичные результаты (см. рис. 3) получаются и при использовании калькулятора в режиме MDL Mode для функции fft (Fast Fourier Transform).

Выбор числа точек быстрого преобразования Фурье

Увеличение числа n точек быстрого преобразования Фурье с одной стороны улучшает разрешение по частоте при расчетах, а с другой — существенно увеличивает время моделирования. Так для АЦП поразрядного уравнивания, у которого период частоты дискретизации определяется произведением периода тактовой частоты на разрядность АЦП, время моделирования при $n=4096$ может достигать нескольких суток, что, конечно, очень неудобно. Ниже на рис. 4 приведена структурная схема 14-разрядного АЦП, выходной сигнал которого анализируется с помощью идеального ЦАП. На входе имеется возможность моделировать нелинейные искажения или паразитные гармонические составляющие в спектре выходного сигнала в АЦП с помощью дополнительного источника сигнала V3 прямоугольной формы с основной частотой равной частоте второй гармоники основного входного сигнала V2 АЦП. На рис. 5 приведены результаты мо-

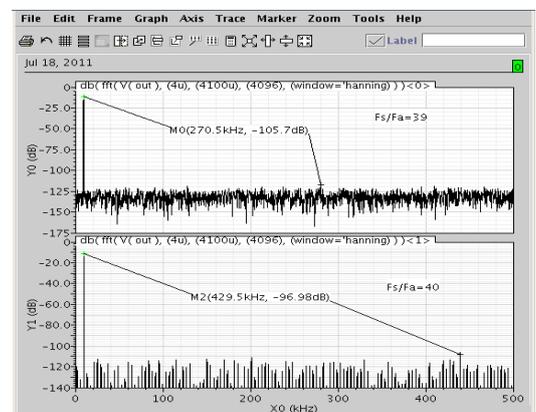


Рис. 3 Влияние выбора частоты входного сигнала на результаты моделирования при использовании функ-

делирования. На рис. 5,а приведены результаты моделирования по 64 точкам БПФ, причем временной отрезок моделирования выбирался равным $64/F_s$, (F_s – частота дискретизации), а частота входного сигнала — чтобы на временном отрезке моделирования укладывалось три периода основного входного гармонического сигнала V2 АЦП.

Проводились расчеты при выключенном сигнале дополнительного источника V3, при этом определялся минимальный уровень шума БПФ, а также при вклю-

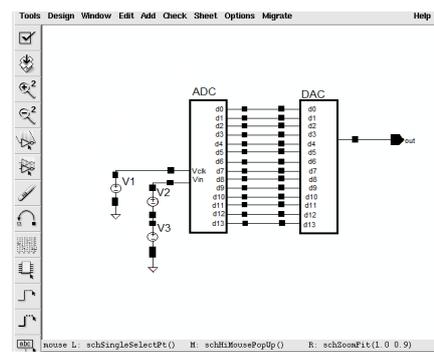


Рис.4 Структурная схема 14-разрядного АЦП

ченном дополнительном источнике V3, при этом определялся уровень паразитных гармоник и SFDR.

На рис. 5,б представлены аналогичные расчеты при практически той же частоте входного сигнала АЦП и при моделировании по 4096 точкам БПФ. Временной отрезок моделирования выбирался равным $4096/F_s$, (F_s – частота дискретизации), а частота входного сигнала –

SFDR определяемый второй или третьей гармониками основного сигнала остается практически неизменным.

Выводы

На основании проведенного анализа можно сделать следующие практические рекомендации для компьютерного моделирования в среде САПР Cadence

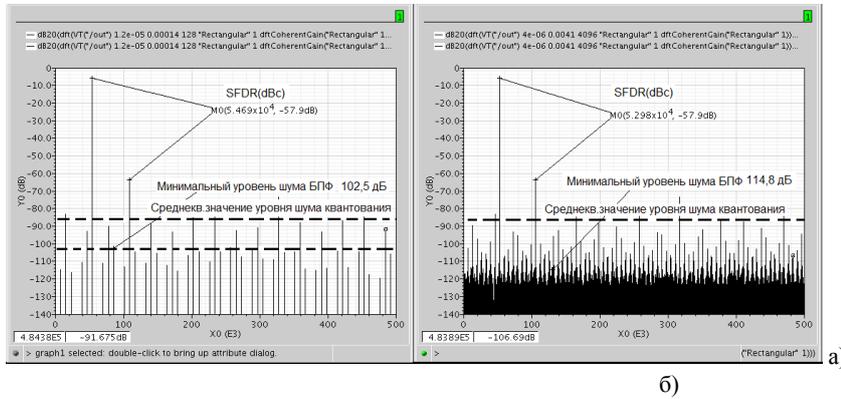


Рис. 5 Влияние числа точек БПФ на результат вычисления SFDR

чтобы на временном отрезке моделирования укладывалось 217 периодов основного входного гармонического сигнала V2 АЦП. Видно, что в этом случае происходит изменение уровня минимального шума БПФ на 12 дБ, а величина SFDR остается неизменной.

сложно-функциональных блоков аналого-цифрового преобразования:

1. При выборе числа m периодов частоты входного сигнала, которые укладываются на периоде времени расчета следует выбирать m целым и лучше простым числом или произведением простых чисел.

2. При выборе числа точек быстрого преобразования Фурье можно воспользоваться меньшим количеством точек, например 64 или 128 точек, поскольку это существенно уменьшит время моделирования и практически не отразится на величине динамического диапазона, свободного от паразитных составляющих.

Литература

1. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование. (Analog-Digital Conversion). Перевод с английского под редакцией Е.Б.Володина.-М.: Техносфера, 2007.

2. Кестер У. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов. (Analog-Digital Conversion) Перевод с английского под редакцией А.А.Власенко. -М.: Техносфера, 2010

3. Гуменюк А. С., Бочаров Ю. И. Методика анализа Фурье при моделировании аналого-цифровых схем с помощью средств проектирования Cadence // ChipNews, 2007, № 9, С. 22 - 25.

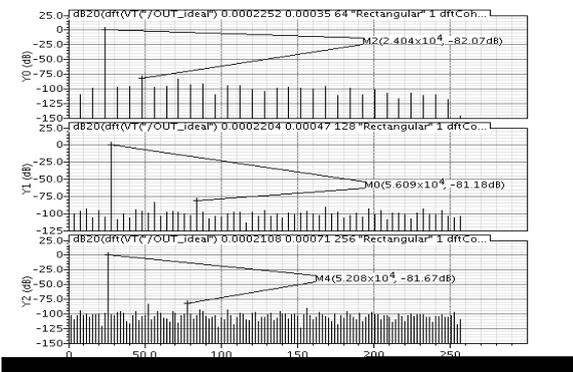


Рис. 6 Результаты расчета SFDR для «реального» АЦП

Такой же результат получается и при моделировании «реального» АЦП поразрядного уравнивания. На рис. 6 приведены результаты расчета SFDR для (сверху вниз) 64- 128- и 256-точечной выборки.

Computer modeling of analog-digital transformation IP-blocks

Y.B. Rogatkin

Abstract: Practical aspects of computer modeling in the environment of Cadence Design Systems is Intellectual Property blocks (IP-blocks) of analog-digital transformation, such as analog to digital converters (ADC), regarding calculation of dynamic and noise characteristics are presented: calculation of the signal to noise ratio (SNR), calculation of spurious free dynamic range (SFDR), etc.

Разработка компактной модели графенового полевого транзистора на языке Verilog-A

А.А. Целыковский, И.А. Данилов, Г.И. Зебрёв¹

¹ – доктор технических наук

Описана разработка компактной модели графенового полевого транзистора на языке Verilog-A. На примере моделирования ряда аналоговых схем на основе графеновых транзисторов продемонстрирована возможность использования модели в промышленных САПР.

1. Введение

Графен, представляющий собой монокристаллический слой углерода, рассматривается как возможная альтернатива кремнию для будущей нанoeлектроники благодаря высокой подвижности носителей заряда и хорошим перспективам геометрического масштабирования [3]. Отсутствие запрещенной зоны, приводящее к большим токам утечки транзисторов в закрытом состоянии, препятствует применению графена в цифровых схемах, но не является ограничением для его использования в СВЧ-электронике [1].

Недавно были продемонстрированы графеновые транзисторы, частоты отсечки которых выше, чем у лучших кремниевых транзисторов с соотносимыми длинами затворов [3]. Продолжающееся совершенствование технологий получения графена на большой площади делает реальной перспективу создания графеновых интегральных схем. В связи с этим встает задача схемотехнического проектирования с использованием графеновых транзисторов. Для этого требуется создание простых аналитических «компактных моделей», подобных существующим для кремниевых транзисторов. Примером последних являются модели типа BSIM, являющиеся промышленным стандартом. Такие модели хорошо подходят для быстрых компьютерных расчетов и интеграции в существующие системы автоматизированного проектирования, которые имеют набор стандартных инструментов моделирования, например, переходных процессов, облегчающих разработку и верификацию компактной модели. При этом компактные модели по возможности отражают процессы на физическом, феноменологическом или эмпирическом уровне.

В последнее десятилетие в качестве одного из основных средств создания компактных моделей стал использоваться язык Verilog-A, который предназначен для описания аналоговой аппаратуры и позволяет реализовывать модели объектов на разных уровнях абстракции. Одним из главных преимуществ Verilog-A с точки зрения разработки компактных моделей является его широкое распространение как составной части языка Verilog-AMS, являющегося расширением обычного Verilog на случай аналого-цифровой аппаратуры. Это обуславливает наличие необходимых для работы с Verilog-A средств в большинстве современных САПР.

Помимо широкого распространения, к достоинствам языка Verilog-A следует отнести простоту его использования и интеграции написанных на нем моделей в программы моделирования типа SPICE. Кроме того, данный язык позволяет работать с частными производными в символьном виде. Все это делает Verilog-A крайне эффективным при написании компактных моделей.

Предлагаемая в данной работе диффузионно-дрейфовая компактная модель графенового полевого транзистора была реализована на языке Verilog-A. Модель основана на явном аналитическом решении уравнения непрерывности тока в канале и позволяет непрерывным образом описывать в аналитической форме вольт-амперные характеристики транзистора во всех режимах работы. Следует отметить, что традиционно существующие модели, в том числе модели типа BSIM, пренебрегают решением уравнения непрерывности тока в канале, что приводит к нефизичной кусочной форме описания вольт-амперных характеристик отдельно для линейного режима и режима насыщения тока, а также для подпорогового и надпорогового участков. Представленная модель учитывает физические особенности графеновых транзисторов (специфическую электростатику, важную роль квантовой емкости и т.д.) и экспериментально наблюдаемые специфические эффекты.

2. Компактная модель графенового транзистора

В работе рассматривается графеновый полевой транзистор с двумя затворами, схематическое изображение которого представлено на рис. 1. На рис. 2 представлена эквивалентная емкостная схема данной полевой структуры. Модель такого транзистора можно свести к модели [5] однозатворного транзистора с эффективным напряжением на затворе

$$V_G = \frac{C_1 V_1 + C_2 V_2}{C_1 + C_2} \quad (1)$$

и эффективной удельной емкостью подзатворного диэлектрика $C_{ox} = C_1 + C_2$ (рис. 3). Здесь $V_{1(2)}$ – напряжение на верхнем (нижнем) затворе, $C_{1(2)} = \epsilon_{1(2)} \epsilon_0 d_{1(2)}$ – удельная емкость верхнего (нижнего) подзатворного диэлектрика с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{1(2)}$ и толщиной $d_{1(2)}$. При малой емкости нижнего диэлек-

трика и заземлении нижнего затвора ($V_2 = 0$) модель транзистора с двумя затворами превращается в модель

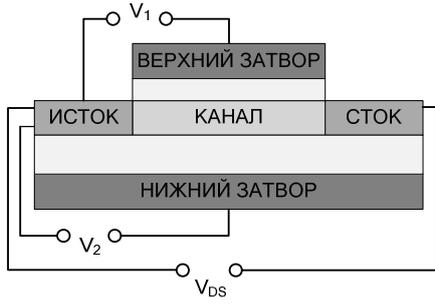


Рис. 1. Схематическое изображение графенового

однозатворного транзистора с $V_G = V_1$ и $C_{ox} = C_1$. Модель для расчетов использует следующие выражения:

1) емкости подзатворных диэлектриков:

$$C_{1(2)} = \varepsilon_{1(2)} \varepsilon_0 / d_{1(2)}, C_{ox} = C_1 + C_2; \quad (2)$$

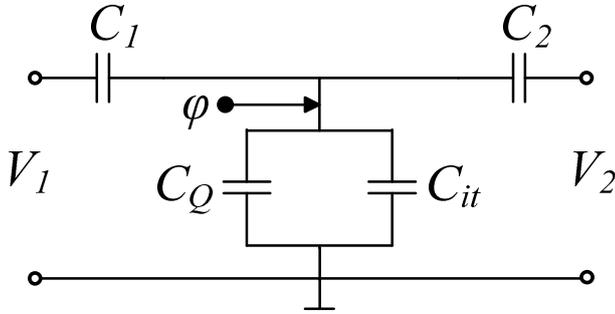


Рис. 2. Эквивалентная емкостная схема графенового полевого транзистора с двумя затворами; C_Q – удельная квантовая емкость, C_{it} – удельная емкость поверхностных состояний на границе раздела графена и диэлектрика

2) безразмерный «фактор неидеальности» [5]:

$$m = 1 + C_{it}/C_{ox}; \quad (3)$$

3) постоянная тонкой структуры в графене [5]:

$$\alpha_G = \frac{e^2}{4\pi\varepsilon_0\hbar v_0}, \quad (4)$$

где v_0 – скорость Ферми в графене, e – элементарный заряд;

4) характерный для графеновых структур масштаб энергии [5]

$$\varepsilon_a = \frac{\pi\hbar^2 v_0^2 C_{ox}}{2e^2}; \quad (5)$$

5) эффективное напряжение на затворе (1);

6) концентрация носителей заряда в графене [5]:

$$n_s(V_G) = \frac{C_{ox}}{e} \left(|V_G - V_{NP}| + V_0 \left(1 - \left(1 + 2 \frac{|V_G - V_{NP}|}{V_0} \right)^{1/2} \right) \right), \quad (6)$$

где V_0 – характерное напряжение, определяемое как $V_0 \equiv m^2 \varepsilon_a / e$, а V_{NP} – напряжение, соответствующее электронейтральности в канале (минимуму передаточной характеристики на рис. 9);

7) энергия Ферми в графене [5]:

$$\varepsilon_F = \left(m^2 \varepsilon_a^2 + 2\varepsilon_a e V_G \right)^{1/2} - m\varepsilon_a; \quad (7)$$

8) удельная квантовая емкость [5]

$$C_Q = \frac{2}{\pi} \left(\frac{e^2}{\hbar v_0} \right) \frac{k_B T}{\hbar v_0} \ln \left(2 + 2 \cosh \left(\frac{\varepsilon_F}{k_B T} \right) \right), \quad (8)$$

где k_B – постоянная Больцмана;

9) безразмерный параметр, выражающий отношение диффузионного тока к дрейфовому [5]:

$$\kappa = C_{ox} / (C_Q + C_{it}); \quad (9)$$

10) напряжение насыщения между стоком и истоком, соответствующее электростатическому запираению канала [5]:

$$V_{DSAT} = \frac{1 + \kappa}{\kappa} \frac{\varepsilon_F}{e}; \quad (10)$$

11) скорость, характеризующая электростатическое запираение канала:

$$v_S = \frac{\mu_0 V_{DSAT}}{2L}, \quad (11)$$

где μ_0 – подвижность носителей заряда в графене, L – длина канала транзистора;

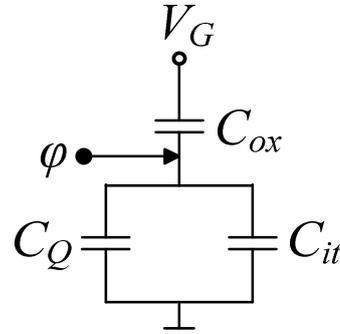


Рис. 3. Эквивалентная емкостная схема графенового транзистора с одним затвором [5]

12) полная скорость насыщения

$$v_{SAT} \cong v_S \tanh \frac{v_{opt}}{v_S}, \quad (12)$$

где v_{opt} – скорость, характеризующая насыщение дрейфовой скорости носителей заряда;

13) ток в канале транзистора без учета эффекта генерации носителей заряда при сильных тянущих электрических полях в канале

$$I_{D0} = W e n_s v_{SAT} \left(1 - \exp \left[- \frac{\mu_0 V_{DS}}{v_{SAT} L} \right] \right), \quad (13)$$

где W – ширина канала;

14) коэффициент умножения носителей заряда, вызванного полевой генерацией [2] в графеновом канале:

$$M \cong \exp(-\beta L) \frac{V_{DS}}{\kappa V_{DSAT}}, \quad (14)$$

где β – коэффициент рекомбинации;

15) ток с учетом полевой генерации в графене:

$$I_D = \frac{I_{D0}}{1 - M}. \quad (15)$$

Модель позволяет описывать два типа насыщения тока: электростатическое запираение канала ($v_S < v_{opt}$), при котором ток насыщения обратно пропорционален длине канала (рис. 4, а), и насыщение дрейфовой скорости

($v_S > v_{opt}$), при котором ток насыщения не зависит от длины канала (рис. 4, б).

Учет в модели эффекта генерации носителей заряда при сильных тянущих электрических полях в канале позволяет описывать [6] ряд экспериментально наблю-

после участка насыщения при увеличении напряжения на стоке (рис. 5).

Представленная модель была реализована на языке Verilog-A в виде отдельного модуля, имеющего выводы, соответствующие электродам D (сток), G1

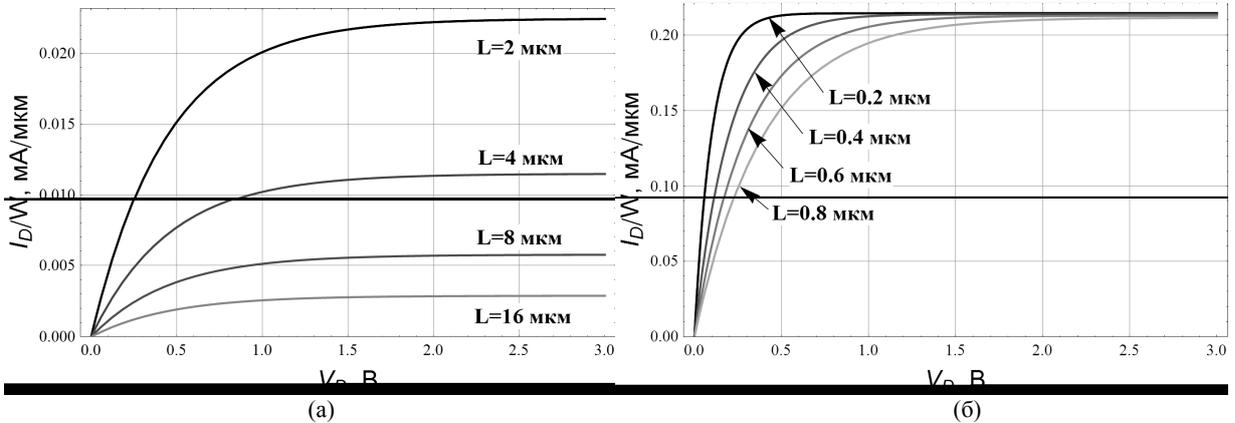


Рис. 4. Выходные ВАХ графенового полевого транзистора при $V_G = 0,5$ В (а) и $V_G = 2$ В; эффект генерации носителей подавлен

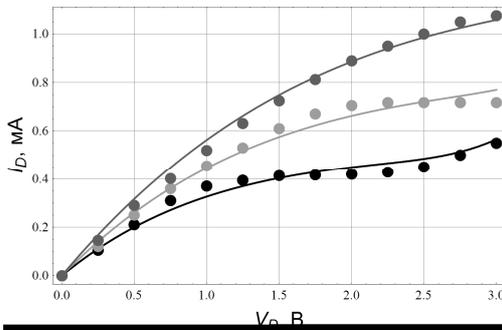


Рис. 5. Сравнение результатов моделирования тока стока (линии) с экспериментом [2] (точки) при различных напряжениях на затворе; моделирование проведено с учетом сопротивления контактов величиной 300 Ом в цепи сток-исток

(верхний затвор), G2 (нижний затвор), S (исток) транзистора. В модуле были объявлены константы, отсутствующие в стандартной библиотеке физических констант для языка Verilog-A, поставляемой в составе пакета Cadence IC Design, – например, скорость Ферми и постоянная тонкой структуры в графене. Также были объявлены параметры модели, среди которых геометрические размеры канала, толщины и диэлектрические проницаемости подзатворных диэлектриков и т.д. Для параметров были указаны значения по умолчанию, которые используются, если в программе-симуляторе эти значения дополнительно не определены. Вычисление величин, не меняющихся в процессе моделирования (зависящих только от параметров), помещены в блок вычислений,

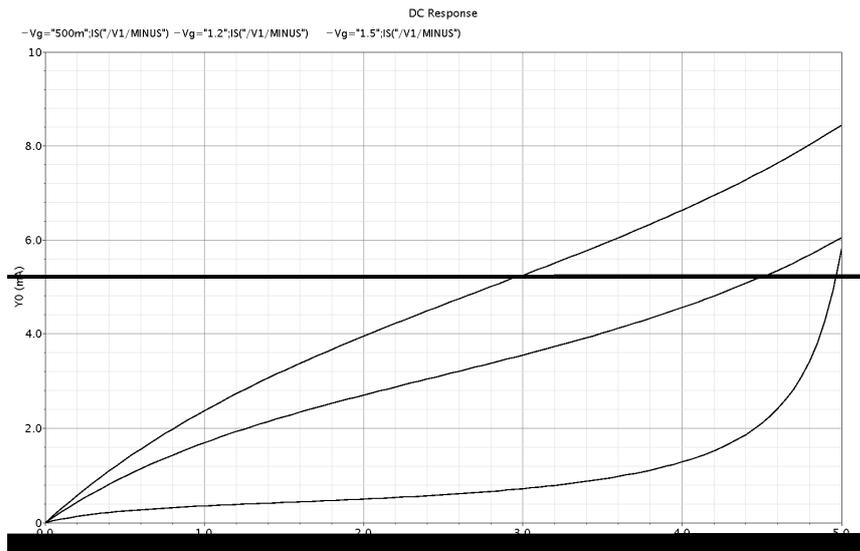


Рис. 6. Результаты моделирования выходной ВАХ графенового транзистора в Cadence Spectre

даемых эффектов, специфичных для графеновых полевых транзисторов [2], среди которых излом и быстрый рост тока на выходных ВАХ графенового транзистора

выполняемых один раз в начале моделирования (@initial_step). Остальные вычисления выполняются на каждом шаге моделирования. Напряжения на выводах модуля обозначаются как $V(D)$, $V(G1)$, $V(G2)$,

$V(S)$, ток от истока к стоку – как $I(D,S)$. Задание электрических величин на выводах модуля

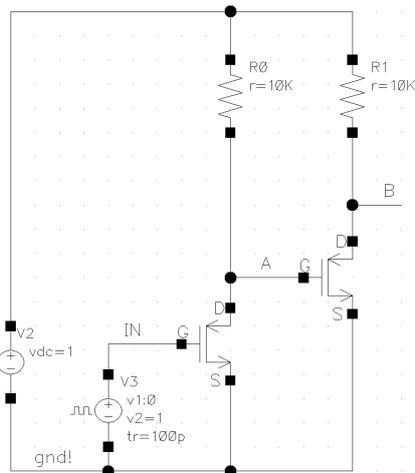


Рис. 7. Схема с двумя инверторами на графеновых транзисторах

производится при помощи специального оператора <+. Описанное иллюстрируется листингом 1.

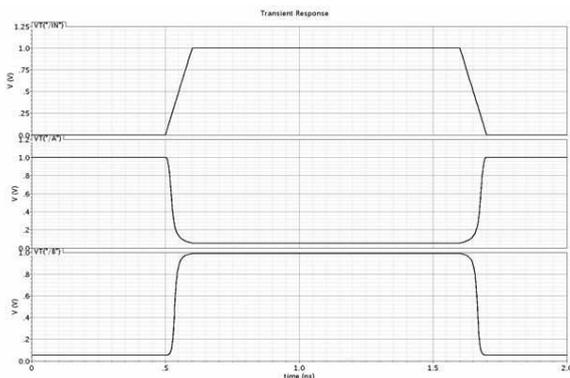


Рис. 8. Результаты моделирования схемы, представленной на рисунке 7. Сверху вниз: напряжение на входе ("IN"), выходе первого инвертора ("A"), выходе второго инвертора ("B")

Листинг 1. Элементы компактной модели графенового транзистора на языке Verilog-A

```
include "constants.vams"
include "disciplines.vams"

module GFET(D, G1, G2, S);
  inout D, G1, G2, S;
  electrical D, G1, G2, S;
  ...
  define v_F 1M
  ...
  parameter real L = 1u;
  ...
  real Id0;
  ...
  analog
    begin
      @(initial_step)
        begin
          ...
          m = I+Cit/Cox;
          ...
        end
    end
end
```

```
...
Id0 = W*P_Q*ns*vsat*(1-exp(-u0*(V(D)-
V(S))/(vsat*L)));
I(D,S) <+ Id0/(1-M);
end
```

Реализация модели на языке Verilog-A обеспечила возможность её использования в стандартных SPICE-подобных симуляторах. На рис. 6 приведены результаты моделирования выходных ВАХ в симуляторе Sa-

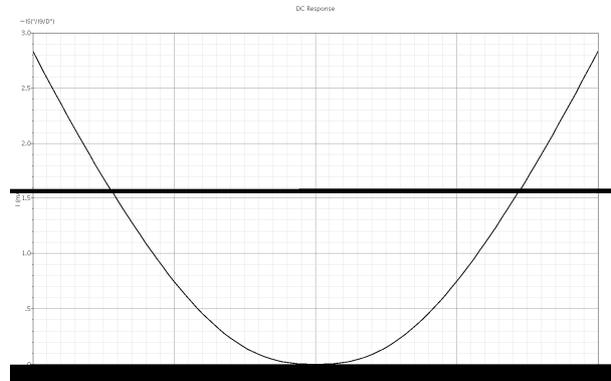


Рис. 9. Передаточная характеристика графенового полевого транзистора (моделирование в Cadence Spectre). На левой ветви графеновый канал имеет проводимость р-типа, на правой – n.

dence Spectre, входящем в пакет Cadence IC Design.

3. Моделирование аналоговых схем на основе графеновых транзисторов

На рис. 7 представлена электрическая схема, состоящая из двух инверторов на резисторах и графеновых транзисторах. Она была промоделирована в симуляторе Cadence Spectre. Для резистора использована идеальная модель, для графенового транзистора – модель, представленная в настоящей работе. Результаты моделирования представлены на рис. 8.

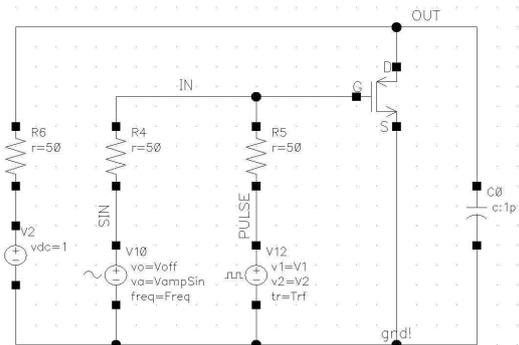


Рис. 10. Включение графенового транзистора при моделировании двухполупериодного выпрямителя тока, умножителя частоты и схемы двухпозиционной фазовой манипуляции

Важнейшей особенностью графеновых полевых транзисторов является их амбиполярность, т.е. способность изменять тип проводимости в зависимости от смещения на затворе. Амбиполярные свойства графенового транзистора отражаются в его передаточной

характеристике (рис. 9), которая симметрична и близка к передаточной характеристике выпрямителя [4]
 Продемонстрированные в последнее время устройства амбиполярной электроники на основе графена, среди

При подаче на затвор транзистора только синусоидального сигнала (если напряжение электронейтральности V_{NP} отлично от нуля, следует также сместить канал транзистора в состояние электронейтральности

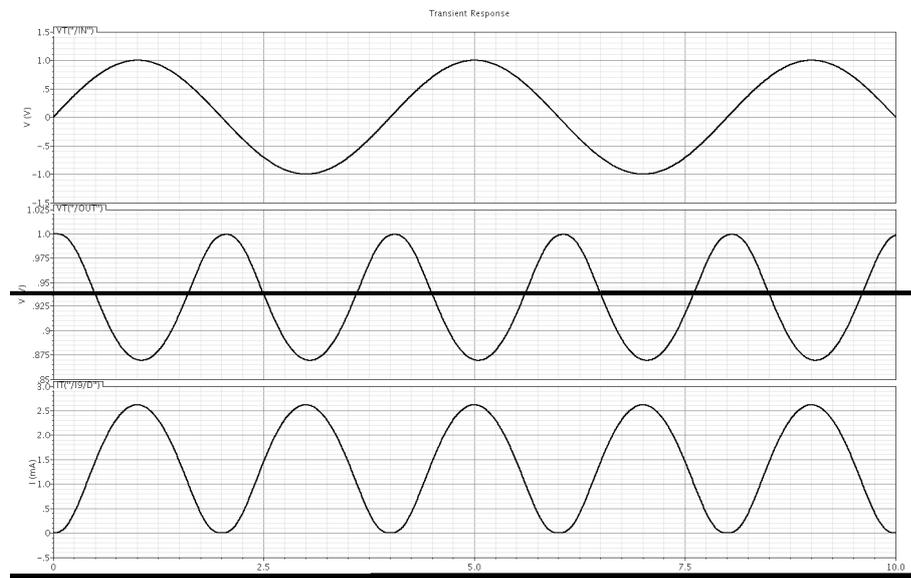


Рис. 11. Двухполупериодное выпрямление тока и умножение частоты схемой на основе графенового транзистора (сверху вниз: напряжение на входе схемы, напряжение на выходе схемы, ток стока транзистора)

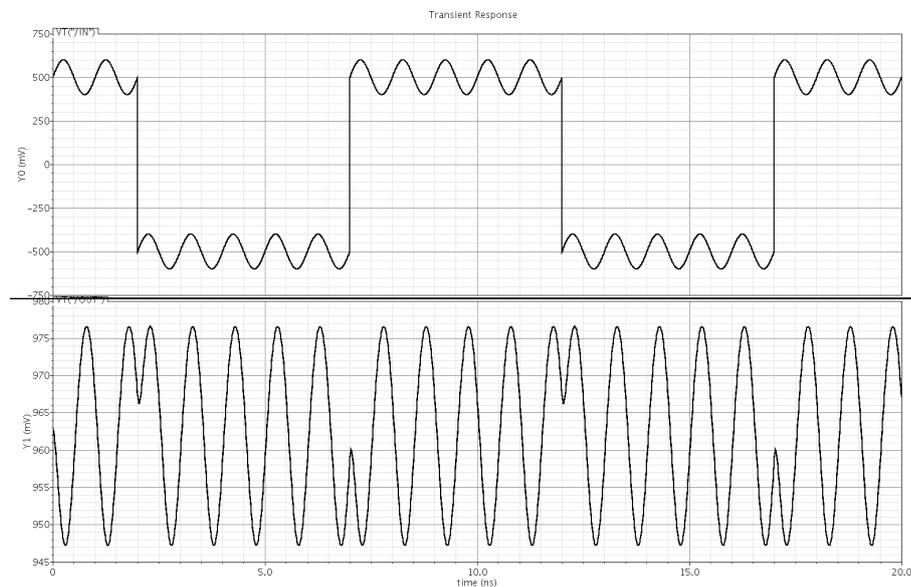


Рис. 12. Входной (вверху) и выходной сигналы схемы двухпозиционной фазовой манипуляции на основе графенового транзистора

которых двухполупериодный выпрямитель тока и умножитель частоты [4], схема двухпозиционной фазовой манипуляции [1] и др., характеризуются значительным упрощением схемотехники из-за сокращения числа используемых транзисторов по сравнению с кремниевыми аналогами. На рис. 10 представлена моделируемая схема, которая в зависимости от типа подаваемых на затвор сигналов может играть роль как выпрямителя тока и удвоителя частоты, так и схемы двухпозиционной фазовой манипуляции.

постоянным напряжением V_{NP} , которое удобно подавать на нижний затвор) схема на рис. 10 представляет собой двухполупериодный выпрямитель тока и умножитель частоты со значительно более простой схемотехникой [4] по сравнению с традиционными устройствами. Напряжения на входе (затворе транзистора) и выходе (стоке транзистора) данной схемы, а также ток стока транзистора представлены на рис. 11.

При подаче на затворы транзистора двух управляющих сигналов – сигнала прямоугольной формы, который, меняя полярность, определяет тип проводимости в ка-

нале, и синусоидального сигнала меньшей амплитуды – моделируемая схема играет роль схемы двухпозиционной фазовой манипуляции (рис. 12).

Амбиполярная электроника является одним из активно развивающихся направлений электроники, открывающим новые перспективы для построения привычных устройств электроники. В данной работе продемонстрирована реализованная на языке Verilog-A компактная модель, которую можно использовать в промышленных САПР для моделирования как статических, так и динамических характеристик схем на основе амбиполярных графеновых транзисторов.

4. Литература

1. A. Hsu et al., “High Frequency Performance of Graphene Transistors Grown by Chemical Vapor Deposition for Mixed Signal Applications”, Japanese Journal of

Applied Physics, 50 (2011), 070114, DOI: 10.1143/JJAP.50.070114.

2. I. Meric et al., “Current saturation in zero-bandgap, top-gated graphene field-effect transistors”, Nature Nanotech., 2008, 3, 654–659.

3. F. Schwierz, “Graphene transistors”, 2010, Nature Nanotech., 5, 487–496.

4. H. Wang et al., “Graphene frequency multipliers,” IEEE Electron Device Letters, vol. 30, no. 5, pp. 547–549, 2009.

5. G.I. Zebrev, “Graphene Field Effect Transistors: Diffusion-Drift Theory”, a chapter in “Physics and Applications of Graphene – Theory”, Ed. by S. Mikhailov, Intech, 2011.

6. А.А. Целыковский, Генерация носителей заряда в канале графенового транзистора при сильных тянущих электрических полях // Сб. тез. Международной конф. «Ломоносов-2011»: в 2 т. /Физический факультет МГУ. – Москва, 2011. – Т. 2. – С. 90 – 92.

Development of graphene field-effect transistor compact model in Verilog-A language

A.A. Tselykovskiy, I.A. Danilov, G.I. Zebrev

Abstract. The development of the compact model of graphene field-effect transistor in Verilog-A language is described. The potential for using the model in the industry CAD is demonstrated by modeling of analog circuits based on graphene transistors.

Моделирование чувствительности газовых плазмонных сенсоров при изменении параметров буферного диэлектрического слоя

Ф.А. Юдкин

Рассмотрена методика оценки чувствительности газовых сенсоров на основе поверхностного плазмонного резонанса (ППР). Произведено моделирование изменения угловой чувствительности таких сенсоров для буферных покрытий с низкими ($<10^{-4} / \lambda=650\text{nm}$) потерями. Приведены результаты моделирования для диэлектрических слоев MgF_2 , SiO_2 , Al_2O_3 , ZnO , ZrO_2 , TiO_2 разной толщины. Использование буферных слоев с высоким коэффициентом преломления позволяет существенно, свыше 10 крат, увеличить угловой сдвиг резонанса сенсоров данного типа.

1. Введение

После развития теории плазмонов [1-3], а также появления простого способа их оптической реализации [4], широкое распространение получили рефрактометрические ППР биосенсоры на основе данного эффекта [5]. В данных сенсорах используется высокая чувствительность поверхностной волны плазмона к изменению коэффициента преломления компонентов растворов, нанесенных на поверхность пленки металла. При этом, используются три основных метода измерения отклонений резонанса: по спектральным, амплитудным и угловым изменениям. Сравнительный анализ методов и сенсоров на их основе приведен в обзоре [6]. Согласно обзору, предельное разрешение современных ППР сенсоров составляет 10^{-6} - 10^{-7} RIU (Refractive Index Unit), что позволяет уверенно определять относительные изменения в жидких средах с коэффициентом преломления $n \sim 1.3$ - 1.5 . Однако, для газовых сред, с диапазоном $n \sim 1.00003$ - 1.0007 , такого разрешения недостаточно для обнаружения низкоуровневых ($<1\%$) компонент газовой смеси. Для данных задач, повышение чувствительности сенсоров является особенно актуальным.

2. Чувствительность газовых ППР сенсоров

Чувствительность сенсоров определяется величиной отклика выходного параметра сенсора, приведенного к единице измеряемой величины. В

случае сенсора с угловым сдвигом ППР, соотношение можно записать как:

$$S = \Delta\theta / \Delta n, (\text{deg.}), \quad (1)$$

где $\Delta\theta$ – сдвиг угла плазмонного резонанса, Δn – входное изменение коэффициента преломления. Использование такого определения неудобно вследствие безразмерности входного параметра. Поэтому, наиболее часто используется термин разрешение, как минимальное, регистрируемое сенсором, изменение объемного коэффициента преломления в единицах RIU. Однако наибольшая концентрация молекул газовой смеси наблюдается на окружающей поверхности вследствие эффекта адсорбции. При этом, практически вся энергия и реакции ППР также сосредоточены в пределах менее длины волны возбуждения от границы раздела [7]. Таким образом, оценка разрешения в RIU лишь частично отражает реакцию ППР на процессы адсорбции газовой смеси.

Стандарт единиц измерения RU (Resonance Unit), введенный для своих сенсоров фирмой Biacore AB, определяет разрешение минимальной массой вещества на поверхности сенсора (pg/mm^2). Это более точно показывает реакцию ППР сенсора, но уже не отражает свойства преломления исследуемого вещества и привязано к изделиям фирмы.

Следует отметить, что параметр разрешения ППР сенсоров в значительной мере определяется не теоретическими пределами [8], а шумами источника света и шумами приемника. Это уравнивает различные типы сенсоров между собой на уровне разрешения 10^{-6} - 10^{-7} RIU. Поэтому, для анализа и сравнения сенсоров удобнее

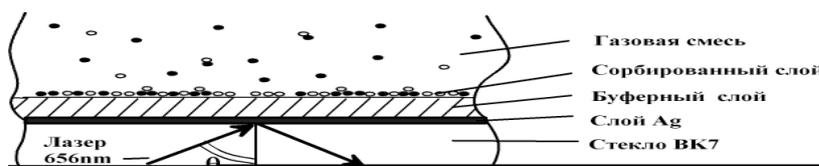


Рис. 1. Схема слоев модели для углового контроля положения ППР

использовать чувствительность в таком диапазоне изменений n , где шумами можно пренебречь. Для случаев газовых сред, чувствительность целесообразно рассматривать как реакцию на добавление дополнительного слоя малой ($<1\text{nm}$) толщины вещества, адсорбированного на поверхность. Тогда, для углового метода контроля сенсора, чувствительность сенсора к данному веществу будет определяться, как:

$$S = \Delta\theta/\Delta b, \text{ (deg./nm)}, \quad (2)$$

где Δb – единица толщины адсорбируемого вещества.

сиды металлов с значительными отличиями в реальной части n' и малыми ($<10^{-4}$) потерями n'' . Изменения углового положения минимума ППР измеряются при добавлении адсорбированного слоя толщиной 0.5nm с коэффициентом преломления $\tilde{n} = 1.500 + 0.000i$.

Результаты моделирования представлены для первого (рис. 2) и второго (рис. 3) порядков ППР. В целях наглядности, зависимости приведены к углу возбуждения ППР.

На Рис. 2а показана зависимость толщины буфера для

Таблица 1

Комплексные коэффициенты преломления материалов модели для длины волны 656nm .

Материал	Ag	BK7	MgF ₂	SiO ₂	Al ₂ O ₃	ZnO	ZrO ₂	TiO ₂
n'	1.4003	1.5141	1.3821	1.4564	1.6576	1.9826	2.2034	2.8600
n''	4.1500	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000

Такой подход к проблеме, не претендуя на универсальность, позволяет дать сравнительную оценку чувствительности сенсоров, используя моделирование на широко распространенных программах для расчета тонкопленочных оптических покрытий. В данной работе используется ПО “TF Calc” (Software Spectra. inc).

2. Моделирование изменения чувствительности

Для газовых сенсоров, интерес представляет влияние параметров буферных адсорбирующих слоев на изменение чувствительности к адсорбированному на поверхность слою вещества. Моделирование

оксидов MgF₂, SiO₂, Al₂O₃, ZnO, ZrO₂, TiO₂, как функция угла возбуждения резонанса. Чувствительность сенсора к адсорбируемому слою, для данных материалов и углов, представлена на Рис. 2б. Как следует из Рис. 2, рост чувствительности, в пределах углов данного порядка, увеличивается с ростом n' и толщины буферного слоя. В случае типичного для серебра защитного слоя (3-5 nm SiO₂), чувствительность минимальна и составляет менее $0,1 \text{ deg./nm}$. Максимальная чувствительность (1.63 deg./nm) достигается для TiO₂ при толщине буфера $25,8 \text{ nm}$. Рис. 3 демонстрирует аналогичные зависимости для второго порядка ППР. Стартовые условия резонанса для данных материалов начинаются с

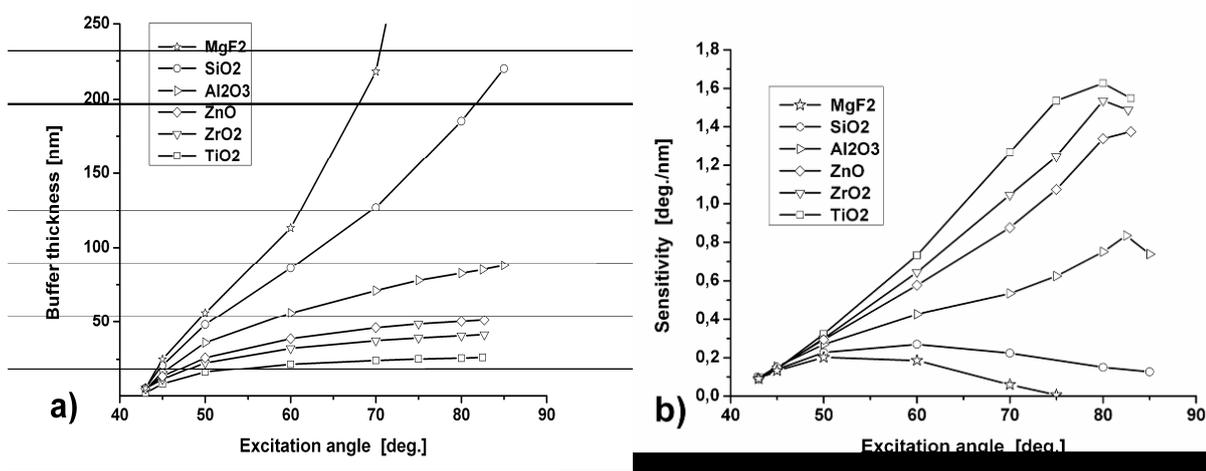


Рис. 2. 1-й порядок ППР. Толщина буферного слоя для заданных углов возбуждения (а); чувствительность сенсора для тех же углов (б).

ситуации произведено для схемы Кречмана (рис. 1) с угловым методом контроля положения ППР. В качестве источника возбуждения используется лазер ТМ поляризации с $\lambda=656\text{nm}$. Волна возбуждается в слое серебра толщиной 45nm .

Для модели использованы комплексные коэффициенты преломления $\tilde{n} = n' + i n''$ материалов из каталога “Sopra.Inc.” (Табл.1). В буферном слое применены ок-

толщин буфера $110\text{-}350 \text{ nm}$.

Сравнение результатов моделирования с первым порядком показывает меньшую чувствительность при одинаковых углах возбуждения. Однако толстые слои могут иметь более развитую поверхность, что повышает адсорбирующие свойства и компенсирует потерю чувствительности.

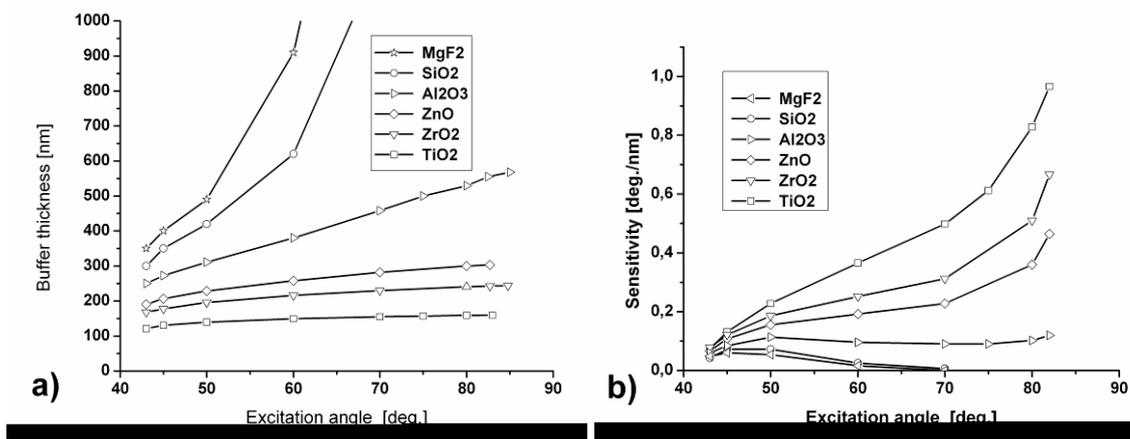


Рис. 3. 2-й порядок ПППР. Толщина буферного слоя для заданных углов возбуждения (а); чувствительность сенсора для тех же углов (б).

Заклучение

Представлены результаты моделирования угловой чувствительности ПППР сенсоров методом добавочного адсорбированного слоя. Установлено, что в случае газовых сенсоров, целесообразно использование буферного слоя адсорбента с высоким коэффициентом преломления. Для достижения максимальной чувствительности, толщина слоя должна обеспечивать максимальный в данном порядке угол возбуждения. Показано, что с помощью таких слоев возможно существенное (более 10 крат) увеличение угловой чувствительности по отношению к типичным защитным слоям диэлектрика.

Литература

1. D. Pines Collective energy losses in solids // Rev. Mod. Phys. 28-3, 1956
2. R.H. Ritchie Plasma losses by fast electrons in thin films // Phys. Rev. 106, 874, 1957

3. R.A. Ferrell Characteristic Energy Loss of Electrons Passing Through Metal Foils: Momentum-Exciton Model of Plasma Oscillations // Phys. Rev. 108, 570, 1957

4. E. Kretschmann, H. Raether Radiative decay of surface plasmons excited by light // Z.Naturforsch. 23a, 2135, 1968

5. M. Piliarik, J. Homola SPR Sensor Instrumentation // Springer Chem. Sens. Biosens, 4: 95–116, 2006

6. J. Homola, Surface plasmon resonance sensors for detection of chemical and biological species // Chem. Rev. 108(2), 462, 2008.

7. M. Piliarik, J. Homola SPR Sensor Instrumentation // Springer Chem. Sens. Biosens, 4: 95–116, 2006

8. H. Raether, Surface Plasmons on Smooth and Rough Surfaces and on Gratings // Springer Tracts in Modern Physics ~Springer, Berlin, 1988.

9. Ran, B.; Lipson, S. G. Comparison between sensitivities of phase and intensity detection in surface plasmon resonance // Optics Express 14, 5641. 2006

Modeling of gas plasmonic sensors sensitivity with variation of buffer dielectric layer

F. A. Yudkin

Abstract: Considered procedure assessment of sensitivity in gas sensors, based on surface plasmon resonance (SPR). Produced modeling of sensors angle sensitivity for buffer coatings with low ($<10^{-4}$ / $\lambda=650\text{nm}$) losses. Presents results of simulation for dielectric layers MgF₂, SiO₂, Al₂O₃, ZnO, ZrO₂, TiO₂ with different thicknesses. The use of high- index buffer films makes the SPR angle shift about 10x larger for gas sensing applications.

Компьютерное моделирование конвективных процессов в воздушной среде вблизи электронных устройств

М.Ж. Акжолов¹, П.И. Кандалов, И.Г. Лебо², А.Г. Мадера³

1 – кандидат физико-математических наук, 2 – доктор физико-математических наук,
3 – доктор технических наук

Дано описание физико-математической модели и двумерной программы «ENS_G» (Equation of Navies-Stocks with Gravitation) для численного решения уравнений Навье-Стокса с учетом гравитации. Представлены результаты численных расчетов нагрева и конвекции воздуха вблизи электронных устройств.

Введение

Развитие современных электронных систем, в первую очередь, быстродействующих ЭВМ, идет по пути увеличения плотности компоновки элементов, что приводит к повышению удельной мощности энерговыделения [1]. В связи с развитием нанотехнологий проблема отвода рассеивающегося тепла резко возрастает. Проводятся широкие научно-исследовательские и конструкторские разработки, опирающиеся на методы математического моделирования, позволяющие организовать оптимальный режим отвода тепла в электронных устройствах. Вблизи поверхности электронного устройства с воздухом происходит передача тепла в газ, формируется переходной пограничный слой. Скорость отвода энергии будет существенно зависеть от конвективных процессов в газе [2]. При интенсивном выделении энергии возможно формирование турбулентного пограничного слоя. Для моделирования этих явлений требуется решать неоднородные уравнения газовой динамики, учитывающие наряду с конвекцией процессы диссипации энергии (смотри, например [3]).

В настоящей статье представлены предварительные результаты компьютерного моделирования конвективных процессов в воздухе вблизи поверхности электронных устройств, выделяющих тепло.

1. Постановка задачи

Газодинамические процессы в воздухе вблизи нагреваемой поверхности описываются системой уравнений Навье-Стокса (1):

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{\partial \rho u}{\partial x} + \frac{\partial \rho v}{\partial y} = 0,$$

$$\frac{\partial \rho v}{\partial t} + \frac{\partial \rho u v}{\partial x} + \frac{\partial \rho v^2}{\partial y} + \frac{\partial p}{\partial y} + \rho g_0 =$$

$$\frac{\partial}{\partial y} \left\{ \mu A \left(\frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial y} \right) + 2\mu \frac{\partial v}{\partial y} \right\} + \left\{ \mu \left(\frac{\partial v}{\partial x} + \frac{\partial u}{\partial y} \right) \right\}$$

$$\frac{\partial \rho E}{\partial t} + \frac{\partial (\rho u E)}{\partial x} + \frac{\partial (\rho v E)}{\partial y} + \frac{\partial (p u)}{\partial x} + \frac{\partial (\rho v)}{\partial y} + \rho g_0 v =$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \left\{ \mu A \left(\frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial y} \right) u + \mu \left(\frac{\partial v}{\partial x} + \frac{\partial u}{\partial y} \right) v + \mu \frac{\partial}{\partial x} (u^2 + B \cdot J) \right\} +$$

$$\frac{\partial}{\partial y} \left\{ \mu A \left(\frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial y} \right) + \mu \left(\frac{\partial v}{\partial x} + \frac{\partial u}{\partial y} \right) u + \mu \frac{\partial}{\partial y} (v^2 + B \cdot J) \right\} \quad (1)$$

где $\vec{W} = (u, v)$ - вектор скорости, J - удельная внутренняя энергия, E - полная удельная энергия, ρ - плотность газа, A, B - коэффициенты вязкости. Для идеального газа $A = 2/3$, $B = \chi^2 / C_p$, χ , C_p - температуропроводность и теплоёмкость газа g_0 - ускорение свободного падения, направленное строго вдоль оси OY.

Система уравнений (1) замыкается уравнением состояния (2).

$$p = (\gamma - 1)\rho J = (\gamma - 1)\rho [E - (u^2 + v^2)/2], \quad (2)$$

γ - показатель адиабаты, p - давление.

Теплоперенос за счет теплопроводности в воздухе при нормальных температурах является относительно медленным процессом по сравнению с конвекцией. Он может оказаться существенными лишь в тонком пограничном слое. В первом приближении, этим процессом мы пренебрегли.

По мере нагрева горячие, менее плотные слои воздуха поднимаются, а более плотные холодные слои опускаются вниз. На рис.1 дана постановка задачи.

Для численного решения уравнений газовой динамики (1-2) был использован метод крупных частиц [4]. Разработана двумерная программа «ENS_G» (Equation of Navies-Stocks with Gravitation), позволяющая моделировать конвективные потоки в воздухе. Расчетная область имеет форму квадрата со стороной 18 см. Начальная плотность воздуха 1.225 кг/м³, начальная температура 300° К. Теплоемкость воздуха (при постоянном давлении) равна 1004,8 Дж/кг·град. На нижней границе области задан источник тепла длиной 4 см и мощностью 10 Вт. $g_0 = 9.8$ м/с².

В представленных ниже результатах расчетов предполагалось, что все границы области являются непроницаемыми, теплоизолированными стенками. В

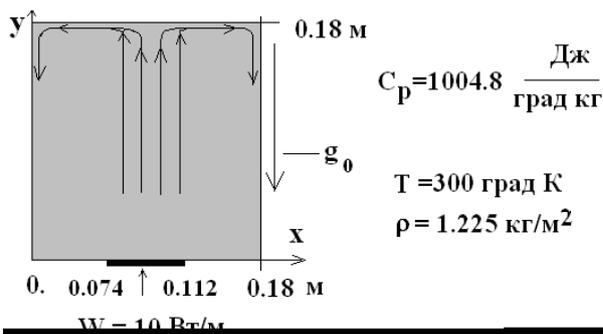
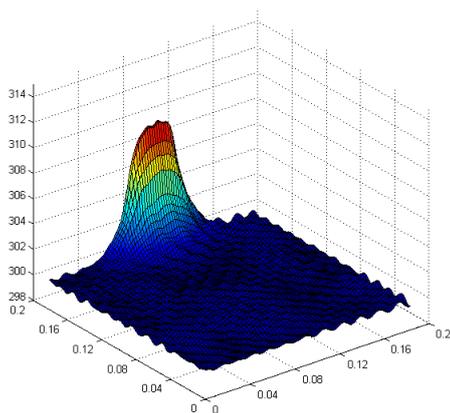


Рис.1. Постановка задачи о конвекции воздушных потоков вблизи электронного устройства. Источник тепла расположен снизу и имеет мощность 10 Вт.

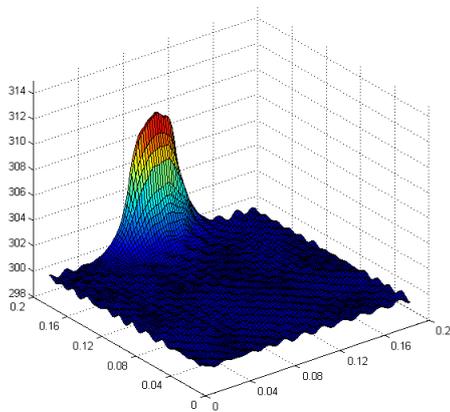
программе возможно также задание условий иного типа, когда с границы области происходит отвод тепла.

2. Результаты расчетов

В расчетах использовалась сетка 90x90 ячеек. Были выполнены два варианта расчетов: а) без учета и б) с учетом влияния гравитации. На рис.2а,б распределения температуры на момент времени $t = 1$ сек для вариантов (а) и (б). На рис.3а,б показаны распределения



а)



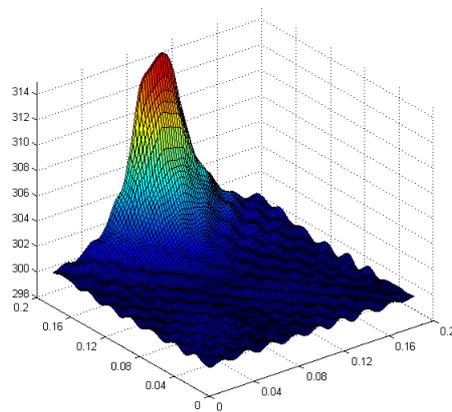
б)

Рис.2. Поле температур на момент времени $t = 1$ сек без учета влияния гравитации (а) и с учетом силы тяжести (б).

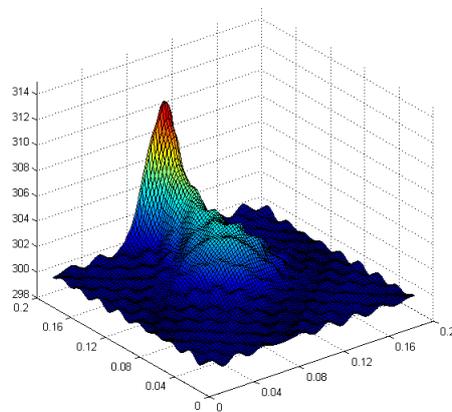
температуры на момент времени $t = 3,96$ сек для соответствующих вариантов.

Видно, что учет гравитационных сил приводит к изменению температурных полей в газе вблизи нагревательного устройства. Пик температуры в случае б) ниже, чем в случае а) – часть поступающей энергии источника затрачивается на преодоление сил тяготения.

Моделирование конвекции и диссипации энергии в газе в двумерной и трехмерной геометриях требует привлечения больших ресурсов ЭВМ. Поэтому, в настоящее время ведется работа по созданию параллельного алгоритма решения уравнений Навье-Стокса на современном суперкомпьютере.



а)



б)

Рис.3. Поле температур на момент времени $t = 3,96$ сек без учета влияния гравитации (а) и с учетом силы тяжести (б).

3. Основные выводы

1. Разработана физико-математическая модель и создана двумерная программа «ENS_G» для решения уравнений газовой динамики с учетом вязкости.

2. Проведены расчеты, моделирующие конвекцию и диссипацию энергии за счет вязкости газа вблизи нагревающей поверхности электронного устройства.

3. Показано, что учет силы тяжести приводит к снижению температуры в окрестности теплового элемента.

Литература

1. Мельников В.А., Митропольский Ю.И. Пути построения ЭВМ сверхвысокой производительности. – М.: Радио и связь, 1987 / Сб. Электронная вычислительная техника. Под ред. В.В. Пржиялковского.

2. Мадера А.Г. Математическое моделирование свободного конвективного теплообмена в электронных системах // Труды НИИСИ РАН, Том 1 №1, 2011. С. 31 – 37

3. Лебо И.Г., Тишкин В.Ф. Исследование гидродинамической неустойчивости в задачах ЛТС методами математического моделирования. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006

4. Белоцерковский О.М., Давыдов Ю.М. Метод крупных частиц в газовой динамике. – М.: Наука, 1982

The computer modeling of convective processes into air media at the electronic devices

M.Zh. Akzholov, P.I. Kandalov, I.G. Lebo, A.G. Madera

Abstract. The description of physical-mathematical model and 2D code «ENS_G» (Equation of Navies-Stocks with Gravitation) for computer simulation of Navies-Stocks equations with allowance for gravitation. We have demonstrated the results of Air heating and convection simulations near of electronic devises.

Радиационные эффекты при воздействии тяжелых заряженных частиц на КНИ БИС и способы их моделирования

С.А. Морозов, С.А. Соколов

В статье рассмотрены способы влияния тяжелых заряженных частиц (ТЗЧ) космического пространства на электронные приборы. Проведена классификация радиационных эффектов, которые возникают в процессе эксплуатации оборудования. Рассмотрена физика радиационных процессов в структурах на объемном КМОП и в кремнии на изоляторе (КНИ), а также механизмы возникновения сбоев и способы их моделирования.

1. Введение

Микроэлектронные приборы находят широчайшее применение в современном мире. Одной из важных областей их применения являются космические исследования. Современные спутники, космические зонды, челноки, а также военные ракеты широко используют самое современное электронное оборудование. К схемам, работающим в космических условиях, предъявляются особо жесткие требования по таким параметрам, как размеры, вес, потребляемая мощность, и, в первую очередь, надежность. Особенно жесткие требования предъявляются к схемам памяти, поскольку сбой или потеря данных в процессе работы может привести к неверному функционированию или даже гибели спутника. Приборы, работающие в условиях космоса и больших высот, испытывают на себе радиационные воздействия, во много раз превышающие аналогичные воздействия на уровне моря и малых высотах. Эти воздействия обусловлены тяжелыми заряженными частицами (ТЗЧ) космического происхождения, которые способны вызвать как разрушающие, так и неразрушающие сбои в работе приборов.

2. Радиационное воздействие на СФБИС космического применения

Сложно-функциональные БИС (СФБИС), находящиеся в космическом пространстве, подвержены влиянию солнечных излучений и галактических частиц. Чем выше скорость функционирования СФБИС, тем сильнее они подвержены этим влияниям. СФБИС состоят из элементов с субмикронными размерами, а это значит, что они имеют меньшие емкости в узлах и, соответственно, меньшие заряды хранения информации. Меньшие напряжения и мощности также означают меньшие заряды и токи, необходимые для хранения и изменения информации. Все эти эффекты делают приборы более чувствительными к радиации и означают, что даже частицы с маленькими энергиями могут привести к сбоям.

При создании СФБИС, работающих в космических условиях, необходимо учитывать два класса радиационных эффектов [1]:

- накопленная доза ионизации - Total Ionizing Dose (TID)

- эффекты однократного действия (ЭОД) или единичных событий – Single Event Effects (SEE)

TID приводит к постепенной деградации схемы из-за накапливаемого в материале заряда. Электронные приборы страдают от долгосрочных радиационных эффектов, вызываемых в основном протонами и электронами. Основными источниками возникновения этих частиц являются отдельные всплески солнечной активности, действующие вместе с постоянным солнечным излучением, а также Южно-атлантическая аномалия, где магнитное поле Земли наиболее близко к поверхности.

СФБИС страдают от изменений пороговых напряжений, увеличивающихся токов утечки, потребляемой мощности, изменений временных характеристик и сбоев при функционировании.

В некоторых случаях помогает защита приборов, но при этом должны быть учтены несколько факторов. Геометрия защиты, техника анализа, материал защиты и устройство самого прибора влияют на эффективность защиты. Электроны (даже больших энергий) могут быть эффективно отражены защитой из алюминия. Но в тоже время, такая защита малоэффективна против тяжелых протонов (>30 МэВ).

ЭОД (SEE) – это эффект, связанный с прохождением единичной заряженной частицы через кремний. Заряженная частица проходит через материал, в результате чего происходит ионизация, вызывающая импульс тока, который может вызвать сбой при работе или даже повредить прибор. Основные источники SEE – космические излучения, содержащие протоны, нейтроны и тяжелые ионы галактических излучений, а также альфа частицы [2].

Среди SEE различают четыре типа:

- SEL (Single-Event Latchup) - тиристорный эффект в результате однократного сбоя;

- SEFI (Single-Event Functional Interrupt) – однократный сбой;

- SEB (Single-Event Burnout) – физическое повреждение (прожиг) прибора из-за однократного сбоя;

- SET (Single-Event Transient) - однократная импульсная помеха.

С уменьшением топологических размеров элементов СФБИС количество однократных сбоев возрастает. Случайные кратковременные сбои, или SEUs (Single-Event Upsets, однократные отказы), наиболее частый вид SEE, имеют характер перемежающихся отказов. Кратковременные сбои происходят, когда заряженная частица, пролетая сквозь материал, генерирует импульс тока. Этот импульс может изменить состояние элементов памяти или создать импульсную помеху (glitch) в комбинационной схеме. Последствия таких воздействий отражаются на работе всего прибора и зависят от значимости поврежденной информации для системы. В комбинационной логике и аналогово-цифровых преобразователях токовый импульс, вызванный пролетом заряженной частицы, может серьезно повлиять на работоспособность всей схемы. С другой стороны, в схемах памяти, такой импульс влияет лишь на одну или несколько ячеек.

Отказы типа SET воздействуют на обычные логические ячейки, память и программируемую логику. SET встречаются в тех случаях, когда под действием радиации генерируются ложные сигналы, воздействующие на логические цепи. Поскольку в современных схемах частота синхронизации высока, то заряженная частица может попасть в логическую цепь во время активного фронта тактового сигнала. Импульсные помехи тока или напряжения присутствуют всегда, но суть в том, что когда мы имеем дело с быстродействующей логикой, помехи распространяются по электрическим цепям схемы. Тот факт, что элементы схемы возвращаются к первоначальному состоянию, не имеет значения, поскольку уже произошла синхронизация схемы ложным сигналом, который был воспринят как истинный. И раз уж сигнал попадает на логические вентили и достигает ячейки памяти, он может изменить ее состояние и становится сбоем типа SEU.

Тяжелые ионы, задерживаемые магнитным полем Земли не могут внести весомый вклад в TID, однако они обладают большими энергиями и могут привести к SEE на космических кораблях.

Когда ТЗЧ проходит сквозь материал, она теряет энергию при взаимодействии с ним. Энергия частицы/иона тратится в основном на взаимодействие с атомами материала, приводящая к их возбуждению и ионизации и, как следствие, к образованию плазмы вдоль трека, состоящей из электронно-дырочных пар. Скорость, с которой частица/ион теряет энергию за счет возбуждения и ионизации атомов, называется энергией торможения (dE/dx). Энергия частицы/иона обычно измеряется в МэВ, а толщина материала обычно измеряется в единицах $мг/см^2$ [1], [2].

Величина энергии, теряемая частицей/ионом на единице ее пути, называется линейной потерей энергии (энергия частицы, расходуемая на торможение, mass-stopping power), *Linear Energy Transfer* (LET). LET прямо пропорциональна квадрату атомного номера частицы и обратно пропорциональна его энергии.

Наиболее часто используемая формула определения LET приведена ниже:

$$LET = (1/\rho) (dE/dx),$$

где ρ – плотность материала, dE/dx – потеря энергии в материале на единицу длины трека частицы (энергия торможения).

Интеграл LET вдоль длины трека дает полную энергию рассеивания (осаждения).

На рис. 1 изображен трек частицы при столкновении с материалом под углом ϕ .

В этом случае поглощенная энергия определяется как:

$$\Delta E = (dE/dx) (X/\cos \phi).$$

Если $\Delta E > E_c$ (критическая энергия), то возникает эффект однократного действия (SEE).

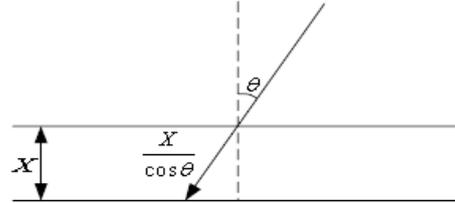


Рис. 1. Трек частицы при столкновении с материалом под углом ϕ

Единица измерения LET – это МэВ* $см^2/мг$ вещества (Si в МОП приборах) или МэВ/ $мг/см^2$.

Таким образом, величина энергии, переданной частицей (и, следовательно, сгенерированного заряда) пропорциональна LET и длине трека частицы.

Подсчитав количество единичных сбоев и, зная количество частиц, проходящих через схему (флюенс), можно вычислить вероятность единичных сбоев в этой схеме. Получившееся число называется сечением сбоя (Cross Section, σ) и измеряется в $см^2/прибор$.

Сечение сбоя определяется следующим образом:

$$\sigma = K_c/F,$$

где: K_c – количество сбоев, шт; F – флюенс частиц, $см^2$.

Для схем памяти обычно используют сечение сбоя, приведенное к одному биту ($\sigma_{уд}$), $см^2/бит$. Следовательно, чувствительность схемы к ЭОД – это функция от поглощенной энергии.

Таким образом, LET является мерой энергии, от данной ТЗЧ на единице длины ее пути в материале.

Пороговое значение LET (LET_{th}) – это минимальное значение LET, необходимое для возникновения SEE.

Для SEE важным параметром является заряд, наведенный (осажденный) в материале. Общая величина наведенного заряда на единицу длины трека Q_1 рассчитывается как:

$$Q_1 = (1,6 \cdot 10^{-2} \cdot LET \cdot \rho) / (E_p \cdot \cos \phi),$$

где: E_p – минимальная энергия ионизации, осаждаемая в материале, для образования одной электронно-дырочной пары, эВ;

LET – линейная потеря энергии, МэВ* $см^2/мг$;

ρ – плотность материала, $г/см^3$;

ϕ – угол столкновения частицы с материалом.

Размерность Q_1 – пКл/мкм.

Например, для кремния $E_p = 3,6$ эВ, $\rho = 2,32$ $г/см^3$.

Таким образом, для LET = 50 МэВ* $см^2/мг$, наведенный заряд составит 0,5 пКл/мкм.

Сразу же, как только ТЗЧ пройдет через р-п-переход, заряд собирается на электроде за счет дрейфа носителей из области обеднения. Этот дрейф носителей происходит за время порядка сотен пикосекунд после удара ТЗЧ в р-п-переход и обозначается как Q_D . Общее количество заряда, накопленное за счет дрейфа носителей в области обеднения, может быть значительно больше заряда в области обогащения. Это называется эффектом воронки (funneling) и впервые было обнаружено Hsieh с коллегами при компьютерном моделировании взаимодействия альфа-частицы с кремниевым диодом [3].

Подробная схема формирования наведенного заряда на примере кремниевого п-р-диода показана на рис. 2 [4].

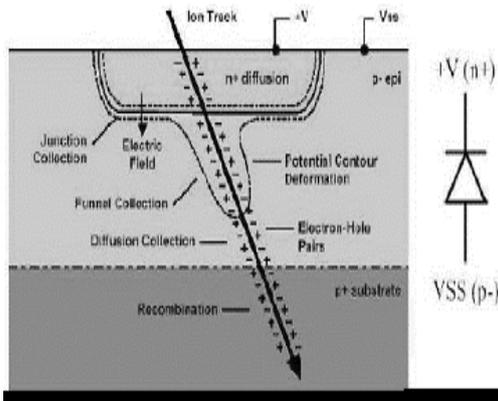


Рис. 2. Механизм формирования заряда: в п-р-диоде

На рис. 3 изображена схематическая диаграмма и временная зависимость для накопления заряда за счет дрейфа (drift) и диффузии (diffusion) [5].

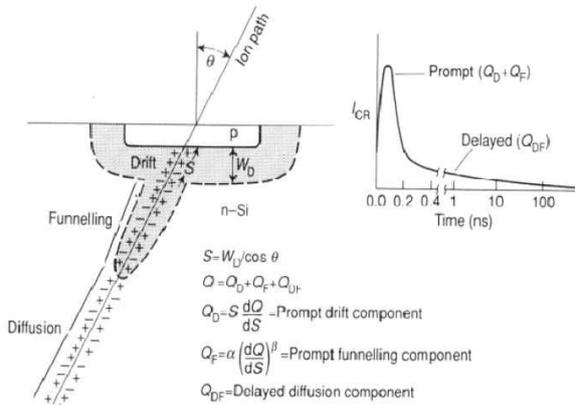


Рис. 3. Схематическая диаграмма и временная зависимость для

Плотность электронно-дырочной плазмы (от 10^{18} до 10^{20} см^{-3}), созданная при ударе иона, значительно выше концентрации носителей типичного р-п-перехода [6]. Высокая концентрация электронов и дырок в плазме воронки искажает величину исходной концентрации р-п-перехода. И в результате, электрическое поле р-п-перехода вытягивается в виде воронки вниз в подложку, как это показано на рис. 2-3. Воронка будет существовать до тех пор, пока концентрация электронно-дырочных пар в плазме будет выше концентрации примесей в подложке. Как только концентрации срав-

няются, электрическое поле из области воронки вернется к исходному состоянию, быстро втаскивая за счет дрейфа носители в область р-п-перехода, как это показано на рис. 4 [7].

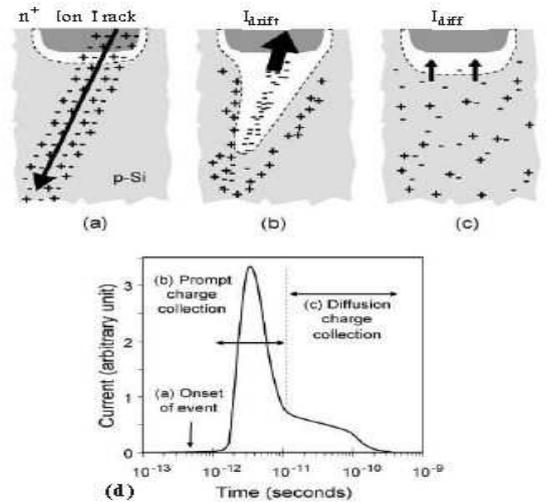


Рис. 4. Механизм формирования заряда: в структуре на объемном кремнии (а) – трек ТЗЧ, (б) – дрейфовый ток, (с) – диффузионный ток,

На рис. 5 видно основное отличие механизма накопления индуцированного заряда в КНИ структуре по сравнению с механизмом накопления заряда в объемном кремнии на примере п-р-диода (рис. 2).

Это связано с тем, что для КНИ структуры из-за меньшей толщины слоя полупроводника (body layers, типичная толщина 0,2 мкм) и наличия скрытого изолирующего слоя (BOX) величина накопленного заряда при прохождении ТЗЧ из-за эффекта воронки будет значительно меньше, чем для структуры на объемном кремнии, что делает КНИ-технологии более предпочтительной при изготовлении и проектировании СФБИС для космических применений. И это является основным ее преимуществом [8].

Все рассмотренные эффекты влекут за собой определенные дополнительные затраты на топологическом и схемотехническом уровне проектировании. Оптимизация дизайна для устойчивости к этим эффектам – это компромисс между риском, ценой, быстродействием и сложностью.

3. Моделирование одиночных событий

Модель формирования заряда от одиночного события представляет собой двойную экспоненту тока от

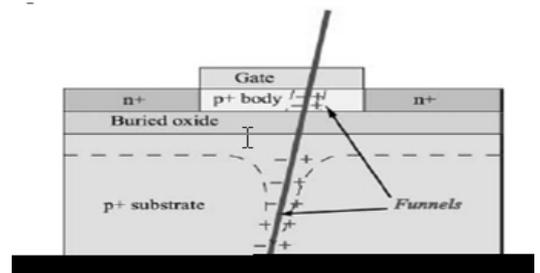


Рис. 5. Механизм формирования заряда в КНИ структурах

времени. На рис. 6 представлена форма импульса тока, наведенного ТЗЧ, для технологий с проектными нормами больше 180 нм.

Для технологий ниже 180 нм форма импульса имеет вид, указанный на рис. 4 д, из-за более плотного расположения транзисторов друг к другу и влияния заряда сразу на несколько узлов. Моделирование сложного процесса рассасывания носителей проводится на современных системах программного обеспечения. Одной из таких систем моделирования является TCAD (Technology Computer Aided Design). Программный блок TCAD содержит необходимые инструменты, которые решают уравнения переноса носителей

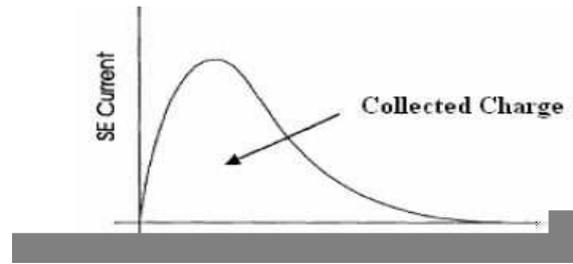


Рис. 6. Импульс тока, наведенный ТЗЧ

рис. 7а и б представлена 3-D и 2-D версия р-канального транзистора при моделировании в TCAD.

Пользователь вводит топологическую информа-

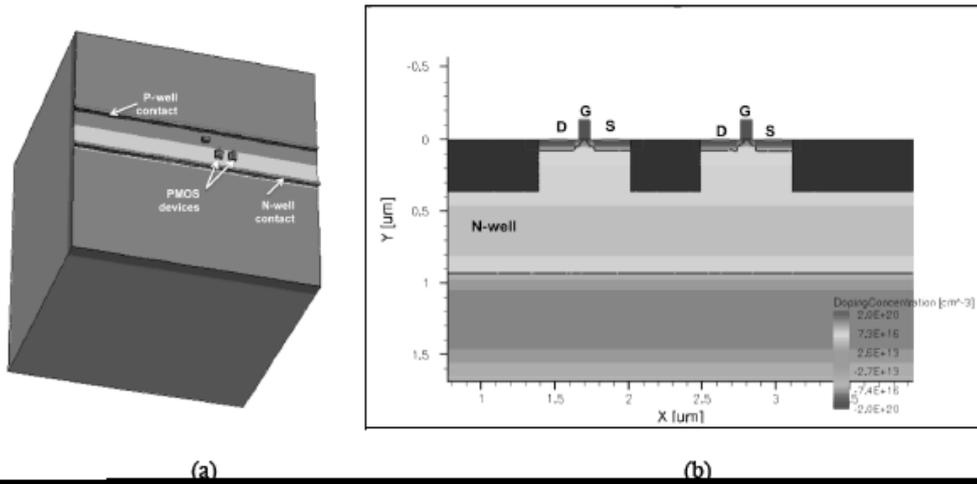


Рис. 7. 3-D и 2-D изображение р-канального МОП-транзистора в среде TCAD

(электронов и дырок) с применением уравнений физики полупроводников. Имеется возможность построения как двумерных (2-D), так и трехмерных (3-D) моделей, а также инструментарий для численного решения уравнения Пуассона при заданных условиях. На

цию о схеме (например, размер транзисторов), технологические данные по физическим параметрам (например, глубина и профиль легирования).

TCAD обладает достаточной точностью для моделирования одиночных событий. Одно серьезное

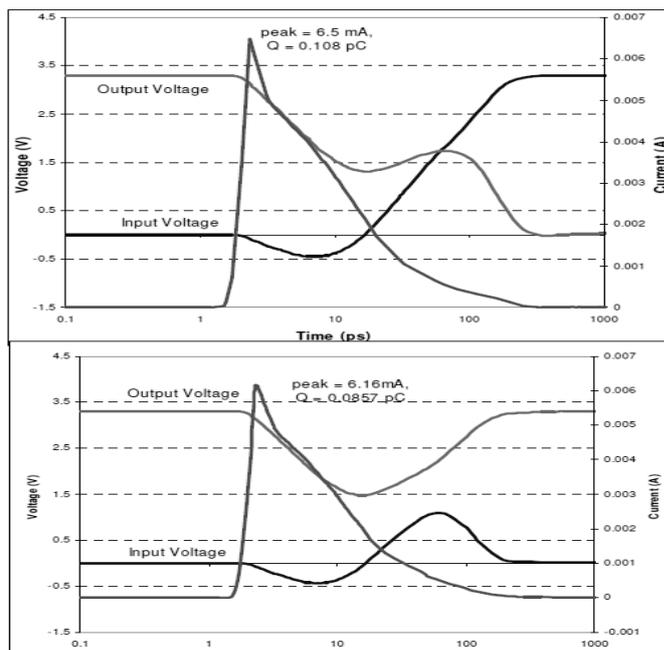


Рис. 8. Моделирование ячейки памяти 1Т1Р при воздействии ТЗЧ

ограничение – размер схемы должен быть небольшим.

Наиболее точным расчетом моделирования является 3-D моделирование, однако при моделировании ячейки памяти статического ОЗУ (СОЗУ) требуется обработка сотен тысяч точек, что резко увеличивает время моделирования. На рис. 8 представлены результаты моделирования ячейки памяти СОЗУ при воздействии ТЗЧ.

Видно, как на верхнем графике ячейка сбивается от импульса тока, наведенного ТЗЧ, а на нижнем восстанавливает свое первоначальное состояние.

В работе [10] приводится расчет 6-ти транзисторной ячейки памяти. Ячейка содержит 85000 точек расчета или 5000 2-D элементов и 450000 3-D элементов. Для технологий с проектными нормами 90 нм и ниже этот метод моделирования дает наиболее достоверный результат.

Как правило, небольшие электрические схемы моделируются при использовании смешанного моделирования, т.е. 3-D модель (TCAD) + Spice или Spectre аналоговый симулятор. Преимуществом является то, что только подвергнутый удару ТЗЧ транзистор моделируется в нескольких измерениях, в то время как остальная цепь состоит из обычных моделей. Для связи TCAD и Spice используется программа трансляции моделей MixCad [9]. В России подобный маршрут моделирования развивается в МГИЭМ.

На практике электрические схемы, содержащие менее 1000 транзисторов, можно моделировать с помощью только Spice или Spectre симуляторов. Для этого в качестве модели одиночного события используется зависимый источник тока, который имитирует наведенный заряд в узле во времени. Для моделирования эффектов от воздействия ТЗЧ в электрических схемах с большим количеством транзисторов применяются другие САПР. Одним из таких средств является SEU-Tool [11], который позволяет вставлять в логическую схему SET-модель. С помощью этой программы был промоделирован радиационно-стойкий цифровой процессор DSP C30, содержащий примерно 47000 венти-

лей. Результаты достаточно хорошо согласуются с экспериментальными данными.

Литература

1. Label K. et al. Commercial Microelectronics Technologies for Applications in the Satellite Radiation Environment. In: <http://flick.gsfc.nasa.gov/radhome.htm>, Nov. 1999.
2. O'Bryan M., Label K., Reed R., Barth J., Seidleck C., Marshall P., Marshall C., Carts M. Single Event Effect and Radiation Damage Results For Candidate Spacecraft. – IEEE NSREC Conference, 1998.
3. Hsieh C.M., Murley P.C., and O'Brien R.R. A field funneling effect on the collection of alpha-particle-generated carriers in silicon devices. – IEEE Electron Dev. Lett., vol. 2, no. 4, pp. 103–105, April 1981.
4. Prof. Stella A., Prof. Bisello D., Mattiazzo S. Performances of the Ion Electron Emission Microscope at SIRAD. – UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA, 31 gennaio 2008.
5. Sexton F.W. Measurement of Single Event Phenomena in Devices and ICs. – 1992 IEEE Nuclear Space and Radiation Effects Conference Short Course, pp III-1 – III-55.
6. McLean F.B. and Oldham T.R. Charge funnelling in n- and p-type Si substrates. – IEEE Trans. Nucl. Sci., vol. 29, no. 6, pp. 2018–2023, Dec. 1982.
7. Fan Wang. Soft Error Rate Determination for Nanometer CMOS VLSI Circuits. – A Thesis Submitted to the Graduate Faculty of Auburn University in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Science Auburn, Alabama, May 10, 2008.
8. Truyen D. Etude par simulation composant 3D des effets singuliers SEU et SET induits par ions lourds sur le noeud technologique CMOS bulk 180 nm. – Le 7 décembre 2007, UNIVERSITE MONTPELLIER II.
9. <http://www.cfdrc.com/ads/nano-electronics/mixed-mode-simulation>
10. TCAD News June 2007
11. IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE, vol.52, NO. 6 December 2005

Radiation effects under the influence heavy ion on SOI VLSI and methods of their simulation

S. Morozov, S. Sokolov

Abstract. In the article are examined the methods of the influence of the heavy charged particles of the outer space on the electronic devices. Is carried out the classification of the radiation effects, which appear in the process of operating the equipment. Is examined physics of radiation processes in the structures on the bulk-Si CMOS and into silicon on the insulator (SOI), and also mechanisms of the appearance of failures and methods of their simulation.

Расчет «поворотного» теплового сопротивления элементов электронных устройств

А.Г. Мадера

доктор технических наук

Получена математическая модель теплового «поворотного» сопротивления между двумя соседними гранями прямоугольного параллелепипеда, образующими между собой прямой угол. Формула поворотного теплового сопротивления позволяет моделировать тепловые режимы трехмерных конструктивных узлов электронных устройств. Аналитическая форма полученной формулы легко встраивается в программные комплексы моделирования трехмерных температурных полей сложных конструкций электронных устройств.

Тепловое проектирование электронных устройств (ЭУ) проводится с помощью программных комплексов (ПК) моделирования трехмерных тепловых процессов. Оно включает в себя решение ряда трудоемких задач математического и компьютерного моделирования температурных полей, распределений потоков теплоты и других параметров тепловых режимов в элементах и узлах сложных конструкций ЭУ. При разработке конкурентноспособной ЭУ предъявляются повышенные требования к степени адекватности моделирования тепловых режимов, для удовлетворения которых необходим возможно более полный и точный учет различных принципиальных особенностей реальных конструкций элементов и узлов ЭУ.

К числу элементов конструкций ЭУ, особенности которых необходимо учитывать при моделировании, относятся элементы, в которых подвод и отвод теплового потока осуществляется в двух взаимноперпендикулярных плоскостях (рис. 1). В таком элементе тепловой поток поступает на одну из его поверхностей, далее рассеивается в объеме элемента и выходит затем через соседнюю его поверхность, расположенную относительно первой под прямым углом. Такой тип элементов встречается практически во всех конструктивных узлах ЭУ, например, в конструкциях направляющих электронных

модулей в корпусах панелей, кондуктивных теплоотводах, в конструкциях корпусов интегральных микросхем и других электро- радиоэлементов.

Для моделирования температурных полей в рассматриваемых элементах необходимо располагать возможностью рассчитывать тепловое сопротивление в прямоугольном параллелепипеде между двумя соседними гранями, расположенными друг относительно друга под прямым углом (назовем его для краткости «поворотным тепловым сопротивлением» (ПТС)). Между тем такая возможность в настоящее время отсутствует, поскольку до сих пор не существует конечной формулы для расчета ПТС. Это обусловливается как математической сложностью задачи, так и необоснованными попытками замены точной математической модели упрощенными и приближенными подходами, не имеющими точных оценок погрешности. В настоящей статье получена искомая точная математическая модель ПТС в аналитическом виде.

Тепловая модель рассматриваемого элемента конструкции представляет собой прямоугольный параллелепипед с размерами a , b и c (рис. 1), равными размерам реального элемента; в одну из граней параллелепипеда ($b \times c$) поступает равномерно распределенный по площади грани тепловой поток мощностью P , который выходит через соседнюю грань ($a \times c$), имеющую нулевую температуру; остальные грани параллелепипеда теплоизолированы.

Математическая модель задачи, описывающая трехмерное температурное поле $T = T(x, y, z)$ в тепловой модели элемента, имеет вид:

– уравнение теплопроводности в тепловой модели

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} = 0,$$

– граничные условия (λ – коэффициент теплопроводности):

$$x = 0, \frac{\partial T}{\partial x} = 0; x = a, \lambda \frac{\partial T}{\partial x} = \frac{P}{bc},$$

$$y = 0, T = 0; y = b, \frac{\partial T}{\partial y} = 0, z = 0; z = c, \frac{\partial T}{\partial z} = 0.$$

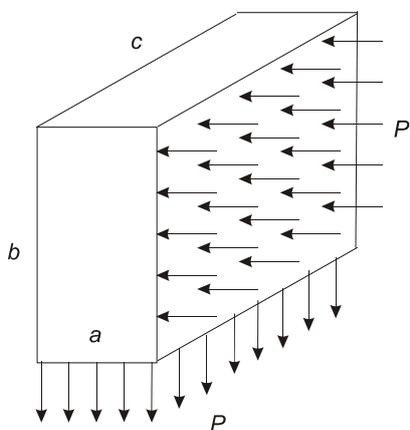


Рис. 1. Формирование «поворотного» теплового сопротивления

Для получения аналитического решения уравнений математической модели был применен метод двойного косинус-преобразования Фурье в конечных пределах [1]. Поскольку грани $z = 0$, c теплоизолированы, то температурное поле вдоль координаты z является однородным и изменяется только по координатам x и y . Аналитическое решение уравнений математической модели относительно температурного поля в тепловой модели имеет вид:

$$T(x, y, z) = -\frac{P}{2\lambda abc} y(y-2b) + \frac{2Pa}{\lambda\pi^2 bc} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \times \\ \times \frac{ch(n\pi(y-b)/a) - ch(n\pi b/a)}{n^2 ch(n\pi b/a)} \cos(n\pi b/a) \quad (1)$$

Можно показать, что бесконечный ряд (1) сходится равномерно, поэтому его можно почленно дифференцировать и интегрировать.

Искомая формула для ПТС R_T между гранями ($b \times c$) и ($a \times c$) находится по формуле:

$$R_T = \frac{T|_{\text{средн.}(bxc)} - T|_{\text{средн.}(axc)}}{P}, \quad (2)$$

где $T|_{\text{средн.}(bxc)}$ и $T|_{\text{средн.}(axc)}$ – температуры, усредненные по площадям граней ($b \times c$) и ($a \times c$).

Подставляя в формулу (2) выражения для средних температур, найденных интегрированием температуры $T(x, y, z)$ (1) по площадям соответствующих граней ($b \times$

c) и ($a \times c$), после некоторых преобразований получим окончательно, что ПТС R_T определяется по следующей формуле ($k = \frac{a}{b}$):

$$R_T = \frac{2+k^2}{6\lambda ck} - \frac{2k^2}{\pi^3 \lambda c} f(k), f(k) = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{th(n\pi/k)}{n^3}, \quad (3)$$

Выражение для ПТС (3) может быть после несложных преобразований приведено к виду:

$$R_T = \frac{1}{\lambda c} \left(\frac{2+k^2}{6k} - \frac{2k^2}{\pi^3} f(k) \right) = \frac{RT}{\lambda c}. \quad (4)$$

Значения величины RT в формуле (4) табулированы для различных значений k и приведены в табл. Бесконечный ряд в (3) быстро сходится и, как показывают расчеты, для достижения приемлемой в инженерной практике точности (не более 5%) достаточно оставлять не более 15 членов ряда.

Формула для ПТС легко встраивается как в существующие, так и вновь разрабатываемые ПК, предназначенные для моделирования трехмерных температурных полей конструкций ЭУ.

Литература

1. Карслоу Г., Егер Д. Теплопроводность твердых тел. – М.: Наука, 1964

Значения величины RT в (4) в зависимости от коэффициента формы $k = a/b$

$k = a/b$	RT								
0,001	333,3335	0,04	8,339907	0,25	1,371365	1	0,442088	2,5	0,246324
0,002	166,667	0,045	7,41479	0,3	1,155877	1,1	0,416514	2,6	0,239027
0,003	111,1116	0,05	6,674855	0,35	1,003591	1,2	0,395021	2,7	0,232058
0,004	83,334	0,055	6,069597	0,4	0,890696	1,3	0,37652	2,8	0,2254
0,005	66,6675	0,06	5,565346	0,45	0,803965	1,4	0,360257	3	0,21295
0,006	55,55655	0,065	5,138793	0,5	0,735462	1,5	0,345707	4	0,164739
0,007	47,62021	0,07	4,773286	0,55	0,680137	1,6	0,332496	5	0,132933
0,008	41,668	0,075	4,456617	0,6	0,634622	1,7	0,320354	6	0,111028
0,009	37,03853	0,08	4,179628	0,65	0,596588	1,8	0,309087	7	0,095221
0,01	33,33499	0,085	3,935315	0,7	0,564371	1,9	0,298554	8	0,08333
0,015	22,22471	0,09	3,718233	0,75	0,53675	2	0,288648	9	0,074073
0,02	16,66998	0,095	3,52408	0,8	0,512815	2,1	0,279291	10	0,066667
0,025	13,33746	0,1	3,349418	0,85	0,491866	2,2	0,270421	50	0,013334
0,03	11,11606	0,2	1,697674	0,9	0,473364	2,3	0,261994	100	0,006669

Computing of “Knee-Bent” thermal resistance in constraction elements for electronic devices

A.G. Madera

Abstract. The mathematical model for calculation of thermal "Knee-Bent" resistance between two nearby verges of the square-wave parallelepiped, forming right angle between itself, is received. The formula of the "Knee-Bent" thermal resistance allows to model heat modes of the constructive elements of the electronic devices and involve it into programming complexes for the 3-D thermal designing of electronic devices.

Методы оптимизации процесса выполнения НИОКР

П.Н. Осипенко¹, С.Е. Базаева², О.В. Мещерякова, А.С. Игошев

1 – кандидат технических наук, 2 – кандидат физико-математических наук

В статье анализируются особенности инновационных комплексных проектов в области микроэлектроники и программного обеспечения и предлагаются критерии выбора системы управления подобными проектами.

1. Особенности проектов НИОКР

В настоящее время обсуждение путей инновационного развития производства и экономики стало общим местом в повестке дня собраний и конференций (например, Международная научно-практическая конференция «Россия и мир: в поисках инновационной стратегии», Москва, АНХ при Президенте РФ, март 2011 года), журнальных публикациях ([1], [2]) и даже монографиях [3].

Для анализа уровня инновационного развития применяют различные статистические показатели, и традиционно в состав подобных показателей, в частности, индекса GI (Global Innovation Index) [4], включают затраты на НИОКР, как со стороны государства, так и со стороны частного бизнеса (затраты компаний на НИОКР, доля затрат на НИОКР в ВВП страны, число лиц, занятых исследованиями, на миллион населения страны). Внимание к перечисленным показателям обусловлено важностью того вклада, который вносят НИОКР в процесс научного и технологического развития социума.

Действительно, опытная разработка абсолютно необходима для проверки и «обкатки» научных, технических и технологических идей на практике. Но должная отдача от такой разработки может быть получена только при условии высокого качества выполнения работ, поэтому необходимо выяснить, какие факторы влияют на данный показатель.

НИОКР — это проект со всеми присущими такому объекту качествами и характеристиками.

Управление проектами — это давно сложившееся направление отрасли человеческой деятельности, называемой «управление» (менеджмент). Подход к управлению проектом интуитивно понятен: необходимо сформулировать цель проекта, разработать пути ее достижения и обеспечить выполнение в срок соответствующих работ. Однако каждый проект или тип проекта имеет особенности, которые могут существенно влиять на ход его выполнения и на его результаты.

При реализации проекта, относящегося к категории НИОКР, протекают важные процессы, связанные со знаниями. Во-первых, создается новое знание о разрабатываемом объекте и технологиях, которые связаны с ним, во-вторых, накапливается опыт разработки в форме новых умений и компетенций, приобретаемых участниками НИОКР.

Безусловно, накопление и сохранение обретенного знания, в том числе, для применения в

процессе будущих разработок и постоянное повышение уровня компетентности коллектива разработчиков крайне важно, поскольку это способствует повышению уровня разработки, повышению качества результатов и сокращению сроков разработки в следующих проектах. Исполнители, вооруженные знаниями и опытом, способны принимать более правильные решения и выполнять работу быстрее.

Но для организаций, в которых выполнение НИОКР — основное направление деятельности, накопление и сохранение обретенного знания, а также применение этого знания в процессе будущих разработок не просто важно, а жизненно важно, поскольку знания — это, фактически, единственный ценный актив подобных организаций.

Еще один довод в пользу высокой ценности знания, создаваемого и накапливаемого при разработке высокотехнологичной продукции (а именно такой продукции посвящаются опытно-конструкторские разработки), состоит в том, что на данный момент статистически доказано влияние номенклатуры выпускаемой высокотехнологичной продукции на прибыль производителя. Чем шире возможное разнообразие вариантов продукта (по отношению к базовому), чем быстрее сможет производитель выпускать на рынок новые модели, чем точнее сможет производитель (пусть в малых сериях) соответствовать запросам потребителя, тем выше будет прибыль компании.

Очевидно, что осуществить данную стратегию на практике без качественного управления знаниями невозможно.

2. Проекты по разработке комплексов, включающих в себя электронные микросхемы, модули и программное обеспечение

Для того, чтобы детализировать понятие знания, накапливаемого в процессе разработки высокотехнологичной продукции, проанализируем особенности проектов, связанных с такой разработкой, а именно — проектов по разработке микросхем, модулей, ЭВМ и их программного обеспечения.

Проекты, связанные с разработкой сложных и разнородных по составу комплексов продукции, включающих в себя электронные микросхемы, модули и программное обеспечение, помимо общих

характеристик, присущих всем НИОКР, обладают рядом особенностей в смысле объектов, методов и результатов разработки.

Во-первых, несмотря на то, что отдельные проекты могут быть связаны с разработкой только микросхем, только модулей или только программного обеспечения различного вида, перечисленные сущности в конечном итоге предназначены для того, чтобы работать вместе. Данное свойство объектов порождает определенные трудности при разработке, связанные с необходимостью коммуникации специалистов совершенно различных областей в процессе принятия решений, и одновременно является залогом потенциального преимущества, поскольку позволяет реализовать идеи, неосуществимые в ситуации использования покупного оборудования или покупного программного обеспечения, внести исправления в которые трудно или невозможно.

Таким образом, чтобы повысить шансы на успех проектов указанного типа, необходимо облегчать и стимулировать коммуникации участников проектов. Для этого необходимы форумы, семинары, доклады, презентации, статьи, а, следовательно, наличие удобных средств для их подготовки.

Во-вторых, в основе любого высокотехнологического проекта должна лежать новая техническая, технологическая или научная идея. Основа для возникновения новой идеи — это актуальная информация по соответствующему научному, техническому, технологическому направлению.

Следовательно, второй краеугольный камень в основании успешного проекта — это средства своевременного и качественного информирования специалистов о новинках, в том числе, мероприятия по повышению квалификации, мониторинг доступных источников информации и накопление данных, выпуск обзоров по актуальной тематике, приглашение высококвалифицированных специалистов для чтения лекций и т.д.

В-третьих, необходима удобная среда для хранения текущих материалов и итоговых результатов работы. Эта среда должна обеспечивать надежное хранение материалов различного формата и назначения из тех, которые применяются при разработке аппаратного, программного и так называемого внутреннего (firmware) обеспечения. Необходимо также обеспечить удобный поиск, индексацию, а в перспективе предусмотреть разработку онтологии для предметной области.

В-четвертых, как и в случае любого другого типа проектов, необходимо четкое планирование работ и контроль исполнения. Для этого требуется правдоподобная информация о трудоемкости отдельных работ и этапов, график выполнения работ, а также система оперативного оповещения о возникающих проблемах и о методах и сроках решения этих проблем. Сюда же относятся совещания и протоколы совещаний.

Очевидно, что без компьютерной поддержки здесь не обойтись.

3. Системы управления проектами

В настоящее время управление объемными и долгосрочными проектами, к числу которых, несомненно, относится НИОКР, немыслимо без использования компьютерной поддержки. Для этого применяют системы управления как проектами в целом, так и отдельными аспектами проектов. Широко известны многофункциональные системы: Project Manager, Trac, Redmine, Bugzilla и другие системы.

Однако, можно использовать для управления проектом и набор «отдельных» подсистем, предназначенных для использования в определенной узкой области: wiki-движки (WikiMedia, DokuWiki), системы управления версиями (Git, CVS, Subversion) с возможностью поиска (SVNSearch) и т.д.

Отдельный класс представляют собой большие коммерческие системы автоматизированного управления, такие, как IC Manage или Lynx Design System (предназначенные для работы в определенной технической области) и ERP-системы, такие как SAP или 1С Предприятие (предназначенные для управления функционированием предприятием в целом, начиная с закупки сырья и комплектующих и заканчивая отгрузкой готовой продукции с необходимой поддержкой бухгалтерии, отдела кадров и прочих служб). В данной работе этот класс систем не рассматривается.

К числу *минимально* необходимых требований, предъявляемых к подобным системам (или наборам систем), очевидно, следует отнести: коллективное использование, управление несколькими проектами, сетевой доступ, разграничение прав доступа, возможность регистрации и отслеживания возникающих вопросов и проблем, наличие средств управления графиком работ, управление документами, возможность подключения системы управления версиями и лицензия Open source.

Поскольку значимость создаваемого в процессе выполнения НИОКР знания и получаемого опыта разработки для организации-разработчика не вызывает сомнения, необходимо также включить в число требований к системе управления проектом такие функциональные возможности, которые позволили бы гарантировать накопление указанных сущностей. В настоящее время наиболее удобной для этого признана wiki-технология.

3.1 Многофункциональные системы управления проектами

По запросу «Comparison of project management software» википедия в марте 2011 года выдала список, включающий в себя порядка 120 наименований, классифицированных по следующим признакам: возможность коллективного использования, возможность отслеживания возникающих проблем (ошибок, дополнительных возможностей, усовершенствований и т.п.), наличие средств управления графиком работ, возможность управления несколькими проектами, ресурсами, документами, возможность сетевого доступа, вид лицензии. Выбор таких очевидно обязательных возможностей, как коллективное использование, управление несколькими

проектами, сетевой доступ и лицензия Open source, сокращает список до 6 наименований (в алфавитном порядке):

- Endeavour Software Project Management,
- Feng Office Community Edition,
- Plandora,
- Project.net,
- Project-Open,
- Redmine.

Из указанных шести: Endeavour Software Project Management — новая система, загруженная на sourceforge.net в сентябре 2009 года, на данном сайте ее рекомендуют 50 человек, Feng Office Community Edition представляет собой систему поддержки офисного документооборота с элементами управления проектами, Plandora — продукт для небольших коллективов, работающих в коммерческой сфере (предусмотрено распечатывание счетов, накладных, управление издержками, рисками и т.п.), Project.net работает под управлением Microsoft Windows и Unix и частично платная, для локализации Project-Open под русский язык предлагают обратиться по указанному телефону в Москве, что, очевидно, предполагает платную услугу.

Таким образом, остается Redmine.

По запросу «Comparison of issue-tracking systems» в марте 2011 года википедия выдала 52 наименования различных систем, классифицированных по следующим признакам: лицензия, поддержка нескольких проектов, интеграция со средствами планирования тестирования, динамическое генерирование документации, настройка последовательности действий, входные интерфейсы, средства (интерфейсы) оповещения, возможность подключения системы управления версиями, возможность разграничения прав доступа.

Выбор подходящего варианта системы из представленных проще всего начать с параметра «возможность подключения системы управления версиями»: остается всего 26 систем, ровно половина (включая те, которые поддерживают всего один вариант системы управления версиями). С учетом вида лицензии из 26 остается 9 систем: BugTracker.NET, Bugzilla, Debbugs, GNATS, LibreSource, MantisBT, Redmine, Request Tracker, Trac. Из них несколько проектов способны поддерживать лишь Bugzilla, MantisBT и Redmine.

Таким образом, из оставшихся трех систем и придется сделать выбор. Поскольку Bugzilla в меньшей степени ориентирована на собственно управление проектом и во всяком случае, в начальном варианте не стыкуется с wiki, остается выбор из двух: Redmine или MantisBT.

Согласно описанию в википедии, система MantisBT имеет не очень удобный интерфейс, в том числе, для настройки. С другой стороны, когда нужно выбрать одну из двух близких по характеристикам систем, выбор во многом определяется субъективными впечатлениями («живой» форум, отзывы в сети и т.д.).

3.2 Система управления проектом как комплект приложений

Подход к системе управления проектом как к комплекту взаимосвязанных приложений имеет как преимущества, так и недостатки.

Основное преимущество данного подхода — это, несомненно, возможность выбора таких компонентов, которые являются лучшими в своей номинации. В многофункциональной системе неизбежно приходится жертвовать функциональными возможностями одного или нескольких компонентов, поскольку достичь за обозримое время максимума по всем направлениям вряд ли возможно (особенно с учетом некоммерческого характера проектов).

Основной недостаток «комплектного» подхода состоит в том, что отдельные выбранные компоненты необходимо состыковать между собой, а такая деятельность требует достаточно глубокого анализа и «проникновения» в суть каждого из используемых компонентов. Таким образом, наряду с профильным направлением деятельности — выполнением НИОКР — возникает *непрофильное*: стыковка, обеспечение согласованного функционирования и последующее сопровождение нескольких программных продуктов, принадлежащих разным разработчикам.

Безусловно, многофункциональные системы также требуют сопровождения. Многие из них (в том числе, Redmine) предоставляют средства разработки собственных расширений (plug-in), однако сопровождение *одной*, пусть и многофункциональной, системы представляется занятием менее ресурсоемким, чем аналогичная деятельность в отношении *нескольких* систем.

Несмотря на перечисленные аргументы «за» и «против», имеется по крайней мере один достаточно подробно описанный пример построения системы управления проектом как комплекта взаимосвязанных приложений [5], предлагаемый компанией CustIS (Заказные ИнформСистемы). Данная компания работает в сфере программного обеспечения и занимается заказной проектной разработкой сложных информационных систем, помощью в постановке бизнес-процессов, IT-консалтингом. В частности, на портале компании указаны следующие поставляемые приложения: «Розничный магазин», «Оптовые продажи», «Управление товарным запасом», «Снабжение пунктов розничной торговли», «Аналитическое хранилище», «Каталог товаров».

В комплект приложений для управления проектами по разработке программного обеспечения и управления знаниями предлагается включить следующие системы:

- Bugzilla (для issue tracking — регистрации ошибок, запросов, проблем, задач, требований и т.п.);
- MediaWiki (для хранения всевозможной документации, докладов, презентаций, видео, справочных материалов и т.п.);
- Subversion и соответствующий web-интерфейс (ViewVC и SVNSearch) для хранения версий и поиска изменений;

- Testopia (для проведения тестирования программного обеспечения);
- FeedOnFeeds (для реализации RSS-подписки и формирования ленты новостей).

При этом компоненты Bugzilla, Subversion (вместе с ViewVC и SVNSearch), Testopia отражают широко распространенный, современный уровень разработки программного обеспечения, в то время использование MediaWiki и FeedOnFeeds отражает особую политику компании CustIS в отношении формирования потока знаний и способов свободной передачи знаний между сотрудниками.

MediaWiki (естественно, наряду с Subversion) представляет собой своеобразное «ПЗУ» для сотрудников компании, в котором наряду с обычной документацией хранятся видеофайлы семинаров и конференций, презентации, блоги и «форумные» дискуссии (которые по сути являются wiki-статьями). В результате доработки, произведенной сотрудниками компании CustIS, в MediaWiki появились дополнительные удобные возможности по созданию презентаций из плоского текста, комбинирования информации различного типа (видео, графической, текстовой), дополнительные средства форматирования.

Все перечисленные подсистемы умеют «отдавать» сведения о произведенных изменениях через RSS. Поэтому сотрудник ежедневно получает свежую ленту новостей, из которой можно формировать персональный поток знаний.

Для осуществления данной концепции компания CustIS произвела доработку используемых подсистем, чтобы обеспечить их согласованное функционирование, а также расширить функциональные возможности в соответствии с собственной концепцией управления знаниями. Учитывая профиль компании, можно сделать вывод, что эти доработки согласуются с коммерческим направлением в деятельности компании, то есть, по сути являются профильными.

4. Требования к системе управления проектом по разработке комплексов, включающих в себя электронные микросхемы, модули и программное обеспечение

Система управления проектом по разработке комплексов, включающих в себя электронные микросхемы, модули и программное обеспечение должна в определенной мере обеспечивать решение как организационных, так и содержательных (технологических, научных) задач, а также задач, связанных со свободной передачей потока знаний в коллективе разработчиков — об исключительной важности данной возможности было сказано выше в п.2. Следует также отметить, что никакая система управления проектом не будет работать, если процедуры, которые должен выполнить сотрудник в результате внедрения системы, окажутся сложными, непонятными и их исполнения можно будет избегать, ссылаясь на занятость, дефицит времени и т.п.

Общие требования:

- возможность коллективного сетевого доступа с разграничением прав,
 - возможность работы с несколькими проектами,
 - кроссплатформенность,
 - лицензия Open source,
 - возможность доработки.
- В плане организационных задач:
- планирование работ и контроль выполнения плана,
 - мониторинг деятельности исполнителей,
 - учет трудоемкости работ,
 - контроль официальной документации.
- В плане научных и технологических задач:
- связь с файловым хранилищем и системой контроля версий,
 - возможность учета задач, требований, запросов, проблем, ошибок,
 - wiki-подсистема для хранения рабочей документации, справочной информации, докладов, презентаций, обзоров, отчетов и т.п.,
 - поиск по хранилищу и wiki,
 - RSS-оповещение об изменениях.

5. Переход на использование новой системы управления проектами

Как было указано выше, в п. 2, основными направлениями оптимизации выполнения НИОКР являются облегчение и стимулирование коммуникации между сотрудниками, обеспечение специалистов актуальной информацией, создание и поддержка надежного хранилища разнородных текущих рабочих и выходных итоговых материалов, а также планирование и контроль выполнения работ с учетом трудоемкости.

Для проектов, связанных с разработкой объектов разного типа (микросхем, модулей, ЭВМ, программного обеспечения), основная трудность при воплощении в жизнь перечисленных направлений деятельности связана с созданием и использованием хранилища. Поскольку объем хранимой информации велик как по числу файлов, так и по их размеру, назначение и принципы использования этих файлов, например, при разработке микросхемы и при создании программного обеспечения для ЭВМ, существенно отличаются, очевидно, было бы нерационально пытаться создать «единое» хранилище файлов. Однако поскольку необходимо иметь единый источник информации о местонахождении и текущем состоянии рабочих и выходных материалов, для данной цели можно использовать wiki-страницы как каталоги, отсылающие пользователя к конкретному требуемому хранилищу.

Что же касается остальных направлений — в случае необходимости следует дорабатывать используемую систему управления проектами и реализовывать требуемые дополнительные возможности.

6. Заключение

В данной статье рассмотрены особенности проектов НИОКР, связанных с разработкой электронных компонентов, ЭВМ и программного обеспечения, и выделены четыре основных направления деятельности, нацеленных на повышение эффективности выполнения данных проектов (облегчение и стимулирование коммуникации между сотрудниками, обеспечение специалистов актуальной информацией, создание и поддержка надежного хранилища разнородных текущих рабочих и выходных итоговых материалов, планирование и контроль выполнения работ с учетом трудоемкости). Из числа наиболее известных свободно распространяемых систем управления проектами выбраны те, которые имеют функциональные возможности, позволяющие реализовать указанные направления деятельности.

Для построения системы ролей и формулировки процедуры для системы управления проектами, необходим более подробный анализ деятельности, осуществляемой при выполнении НИОКР.

7. Литература

1. Ясин Е.Г., Снеговая М.В. Роль инноваций в развитии мировой экономики // *Вопросы экономики*. - №9, 2009. С. 15-31
2. Чубайс А.Б. Инновационная экономика в России: что делать? // *Вопросы экономики*. - №1, 2011. С. 120-126
3. Новицкий Н.А. Инновационная экономика России. Теоретико-методологические основы и стратегические приоритеты. М.: Либроком, 2009 г.
4. The Global Innovation Index 2011 [Электронный ресурс] The Global Innovation Index Framework <http://www.globalinnovationindex.org/gii/main/framework.html>
5. Фомин С.А. Интеграция Open Source-систем для управления разработкой ПО // CustIS [Электронный ресурс], 2008 г. <http://lib.custis.ru/> Интеграция Open Source-систем для управления разработкой ПО

Optimization methods in R&D execution

П.Н. Осипенко, С.Е. Базаева, О.В. Мещерякова, А.С. Игошев

Abstract. The paper analyzes the characteristics of innovative integrated projects in the field of microelectronics and software development and provides criteria for the choice of project management system for such projects.

Реализация режимов записи и воспроизведения тренировок в имитационно-тренажерных комплексах моделирования сложных динамических систем

М.А. Торгашев

кандидат физико-математических наук

Имитационно-тренажерные комплексы предназначены для моделирования сложных динамических процессов в реальном режиме времени и для обучения операторов работе с различным оборудованием, включая наработку навыков управления моделируемыми процессами. Одна из важных подзадач при построении подобных комплексов заключается в контроле и последующем анализе действий оператора в ходе тренировки. Для решения этой задачи актуальна и важна функция записи и последующего просмотра хода процесса. На этапе тренировки необходимо фиксировать все параметры моделирования, а затем иметь возможность воспроизвести этот процесс, что позволит проводить анализ и выявлять возможные ошибки, допущенные оператором в ходе тренировки. В статье рассматривается предлагаемая схема тренажерного комплекса и соответствующие алгоритмы реализации режимов записи и воспроизведения.

Имитационно-тренажерные комплексы строятся с использованием компьютерного моделирования и технологий виртуальной реальности, что позволяет имитировать практически любой процесс без построения реальных макетов оборудования и, тем самым, существенно сэкономить и обеспечить большую безопасность тренировок. Рассматриваемые режимы записи и воспроизведения обеспечивают возможность после-

дующим централизованный обмен данными между этими подсистемами в процессе тренировки.

Модуль моделирования системы управления предназначен для моделирования структурной логики и пультов управления сложных динамических систем. Он обеспечивает загрузку файлов системы управления, визуализацию и интерактивное управление элементами виртуальных пультов с помощью манипулятора

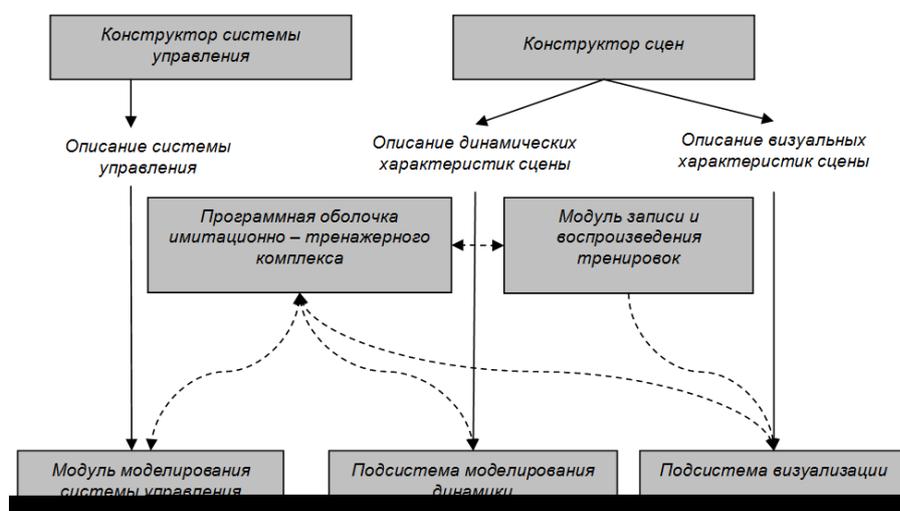


Рис 1. Схема имитационно-тренажерного комплекса.

дующего анализа действий оператора, выявления и разбора его ошибок. Рассмотрим предлагаемую схему имитационно-тренажерного комплекса и алгоритм реализации соответствующего режима.

Связующим звеном комплекса является программная оболочка, которая предназначена для настройки конфигурации тренировки, удобного выбора сцен, участвующих в симуляции, и последующего запуска режима тренировки. Оболочка осуществляет инициализацию модуля моделирования системы управления, подсистемы моделирования динамики и подсистемы визуализации виртуальных сцен и обеспе-

чивает расчет структурных схем системы управления в реальном режиме времени.

Подсистема моделирования динамики предназначена для моделирования динамики сцен в реальном режиме. Она обеспечивает загрузку описания динамических параметров сцен. Моделируемые динамические элементы включают: центры масс, аппроксимирующие контейнеры, двигатели и их повторители, колеса с разными типами подвесок и т.д. В результате расчета формируются результирующие матрицы динамических объектов, которые далее передаются в систему визуализации через программную оболочку.

Подсистема визуализации предназначена для высококачественной визуализации виртуальных трехмерных сцен в реальном режиме времени [1]. Модуль визуализации осуществляет загрузку визуальных характеристик сцены, экспортированных из системы трехмерного моделирования 3D Studio Max, и обеспечивает их визуализацию с максимально возможным соответствием исходному виду в системе моделирования.

Для решения задачи записи и последующего воспроизведения тренировок в рамках рассмотренной схемы добавляется дополнительный блок записи и воспроизведения тренировок. Рассмотрим схему его функционирования.

Для записи процесса тренировки выбирается диапазон времени между кадрами записи (шаг записи). Чем он меньше, тем более точно фиксируется процесс моделирования, однако тем и больше объем записанных данных. Для фиксации процесса в режиме реального времени диапазон времени между кадрами записи должен составлять не менее 40 мс (25 кадров в сек), однако, при моделировании процессов, происходящих с небольшими скоростями, приемлемы и большие значения, например, 70 мс. Преимуществом выбора фиксированного шага записи является простота организации файла и легкость работы с ним в процессе воспроизведения и синтеза анимационных видеороликов. В случае если при моделировании используется также фиксированный шаг времени, то при совпадении его значения с шагом записи, задача фиксации параметров моделирования максимально упрощается – необходимо лишь сохранить в файл результаты моделирования текущего шага. В противном случае, если шаг моделирования – плавающий, то моменты времени, в которых происходит расчет динамической системы и запись состояния, не совпадают. В результате появляется проблема вычисления значений параметров в момент записи. Для решения этой задачи существуют, по крайней мере, два решения. Первое заключается в выборе последнего актуального значения параметра. Этот подход максимально прост, однако, результирующая записанная траектория может существенно отличаться от исходной. Кроме этого, на графике записанного параметра могут наблюдаться рывки, отсутствующие в исходной траектории. Второй подход, который позволяет сгладить эту проблему, состоит в интерполяции рассчитанных значений параметров. Наиболее простой способ – использование линейной интерполяции параметров. Также могут применяться квадратичные функции, либо полиномы более высоких порядков.

Как известно, для описания положения и ориентации подвижного объекта наиболее часто используется ортонормированная матрица размерностью 4×4 , задающая преобразование из локальной системы однородных координат, в которой заданы вершины, в систему координат мирового пространства [2]. Однако, прямая интерполяция таких матриц приводит к нарушению их ортонормированности, что может привести к искажению объекта. Выходом в данном случае является декомпозиция преобразований сдвига и поворота и их раздельная интерполяция. Для описания преобразования сдвига используются векторы размерностью 3, а для поворота – так называемые кватернионы единич-

ной длины – специальные математические структуры размерностью 4. Для интерполяции преобразования сдвига применяются стандартные функции. Однако, для кватернионов, описывающих ориентацию объекта, должны быть использованы специальные функции, сохраняющие их единичную длину. Аналогом линейной интерполяции в пространстве кватернионов единичной длины является сферическая линейная интерполяция (slerp), которая представляет собой дугу минимальной длины, проходящую между двумя точками на сфере единичного радиуса в четырехмерном пространстве кватернионов. Аналогом квадратичной интерполяции является сферическая квадратичная функция (squad).

Для записи файла используется следующая структура данных. В начале файла записывается заголовок, содержащий следующую информацию:

- идентификатор файла записи, позволяющий проверить соответствие файла нужному формату;
- имена файлов всех трехмерных сцен, используемых в тренировке;
- количество пакетов;
- шаг записи в миллисекундах;
- точное время записи.

Вслед за заголовком в файл записываются пакеты, описывающие состояние динамической системы на соответствующих шагах записи. Каждый пакет имеет собственный заголовок, в котором записывается размер пакета и собственно данные, описывающие состояние динамической системы. Для записи данных используется так называемая чанковая структура. Под чанком понимается структура, имеющая заголовок (содержит идентификатор данных и размер данных) и блок данных. Такая организация позволяет обеспечить расширение формата хранения с сохранением обратной совместимости версий. Чанки с новыми идентификаторами, неизвестными предыдущей версии программы, будут просто пропускаться, что не нарушит общее функционирование системы. В качестве примеров записываемых данных можно назвать следующие:

- преобразование системы координат объекта, записываемое в виде совокупности вектора перемещения v , задающего преобразований сдвига, и кватерниона единичной длины q , задающего ориентацию объекта;
- флаг сокрытия/открытия объекта или источника света;
- раствор камеры;
- раствор прожектора;
- интенсивность источника света;
- интенсивность источника системы частиц.

Благодаря чанковой организации данных, этот список может быть расширен без потери совместимости. При этом в новых версиях программы будут успешно воспроизводиться ранее записанные файлы, файлы же записей, сделанные новыми версиями, будут восприниматься и старыми версиями.

Рассмотрим процесс воспроизведения файлов записей. Первоначально осуществляется чтение заголовка, и файл проверяется на соответствие нужному формату. Производится поиск файлов сцен, используемых в тренировке, и их загрузка. Файл записей целиком

загружается или проецируется в оперативную память. Это делается для того, чтобы избежать высоких накладных расходов на последующую подгрузку данных из файловой системы в процессе воспроизведения. Визуализации кадров записи осуществляется не с той скоростью, которая указана записи, а с максимальной высокой скоростью, возможной для данного оборудования. Это позволяет обеспечить минимальные задержки при интерактивном управлении внешними камерами в процессе просмотра. Для каждого конкретного момента времени воспроизведения необходимо найти вычислить значения параметров, соответствующих данному моменту. В процессе воспроизведения фиксируются последний воспроизведенный кадр и момент времени его отображения. Исходя из периода времени, прошедшего с данного момента, определяются два соседних кадра $F1$ и $F2$, между которыми на временной шкале лежит текущее время t . Эти кадры считаются, после чего необходимо вычислить параметры сцены, используемые для визуализации. Наиболее простой подход заключается в использовании параметров, записанных в кадре $F1$, однако это может привести к заметной ступенчатости движения и видимым рывкам вследствие несоответствия скоростей записи и воспроизведения. Наиболее приемлем второй подход, когда осуществляется плавная интерполяция значений, соответствующих кадрам $F1$ и $F2$ для момента времени t . Как и в случае записи, могут использоваться различные функции. На практике было проверено, что вполне

приемлемый результат обеспечивает использование линейной интерполяции.

В процессе воспроизведения записей для пользователя предоставляются дополнительные сервисные возможности, такие как приостановка и возобновление просмотра записи тренировки, прокрутка записи на произвольный кадр с помощью бегунка, а также удобный интерфейс управления виртуальными камерами для выбора интересующего ракурса наблюдения. Данные возможности существенно повышают эффективность анализа тренировок и поиска ошибок.

Предложенные схема и алгоритмы записи и воспроизведения тренировок были успешно реализованы для построения тестового имитационно-тренажерного комплекса. По итогам тестирования и пробной эксплуатации предложенные методы и подходы показали свою применимость и эффективность для решения поставленных задач.

Литература

1. М.В. Михайлюк, М.А. Торгашев. Система «GLView» визуализации для комплексов виртуального окружения. – // «MEDIAS'2009»: Труды международной научной конференции. – Лимассол, республика Кипр, 10-15 мая 2009 г. С. 29-39.

2. Михайлюк М.В., Решетников В.Н., Торгашев М.А. Технология работы с модельно-видовыми матрицами в видеотренажерах. – // Сб. трудов, посвященный Лебедеву. – Москва, 2002 г.

Realization of recording and playback modes in imitation-training complexes of dynamic systems' modeling

M.A. Torgashev

Abstract. Imitation-training complexes are designed for modeling of dynamic processes in real-time mode and for the training of operators working with various equipment. One of the most important sub-tasks in constructing of such complexes is in control and the subsequent analysis of the operator's actions in the course of training. For the decision of this task the function of the recording and further viewing of the process is urgent and important. At the stage of training is necessary to capture all the simulation parameters, and then be able to reproduce all the process. That will allow to conduct the analysis and identification of possible errors made by the operator in the course of training. The article considers the proposed scheme of the training system and the corresponding algorithms of recording and playback modes' realization.