

Известия высших учебных заведений

ЭЛЕКТРОНИКА 4'2006

Научно-технический журнал

Издается с 1996 г.

Выходит 6 раз в год

СОДЕРЖАНИЕ

Материалы электронной техники

Максимов С.К. Упорядоченная фаза La_2CaF_8 с модифицированной структурой тисонита 3

Технология микроэлектроники

Гущин О.П., Данилкин Е.В., Мочалов А.И. Травление кремния методом переменной модуляции газов SF_6 и C_4F_8 8

Ковалев А.А. Особенности технологического процесса очистки полупроводниковых структур на основе электрохимического синтеза и рекуперации растворов 13

Тимошенко В.П. Расчет индуктивности корпуса для СВЧ интегральных микросхем 18

Микроэлектроника и полупроводниковые приборы

Ионычев В.К., Ребров А.Н. Численный расчет вероятности включения микроплазмы в $p-n$ -переходе 23

Бирюков В.Н. Модель барьерной емкости диода с короткой базой 31

Кострюков С.А., Холомина Т.А. Программное обеспечение НЧ шумовой спектроскопии глубоких уровней 36

Строгонов А.В., Горлов М.И. Использование нейронных сетей в задачах прогнозирования деградации выходных параметров ИС 44

Яремчук А.Ф., Мазуров А.В., Соколов Е.М., Шерченков А.А. Метод оценки электрических параметров солнечных элементов в процессе контроля их эксплуатационных характеристик 53



Учредители:

Министерство
образования и науки
Российской Федерации

Московский
государственный институт
электронной техники
(технический университет)

Главный редактор
В.Д.Вернер

Редакционная коллегия:

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

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

Микросистемы

Фёдоров Р.А., Шелепин Н.А. PSPICE-модель электретного преобразователя физических величин 59

Микропроцессорная техника

Ельчин И.С., Шагурин И.И., Осипенко П.Н., Василегин Б.В. Аппаратные средства введения помехоустойчивого кодирования для повышения отказоустойчивости СБИС оперативной памяти..... 65

Беляев А.А., Путьра Ф.М. Выбор оптимальной структуры функционально полного контроллера шины SPI с 32-разрядным интерфейсом 71

Интегральные радиоэлектронные устройства

Клюев Д.С., Неганов В.А. Расчет входного сопротивления узкой полосковой кольцевой антенны на основе сингулярного интегрального уравнения с ядром Гильберта 76

Методы и техника измерений

Филиппов В.В., Поляков Н.Н., Мицук С.В. Восьмизондовый метод совместных измерений электропроводимости и коэффициента Холла анизотропных полупроводниковых пленок..... 81

Краткие сообщения

Новиков С.Г., Гурин Н.Т., Корнеев И.В. Моделирование фотоприемника с отрицательной проводимостью на основе полупроводниковой структуры 88

Зотов С.А. Метод контроля номинальных значений емкостей МЭМС 90

Калугин В.В. Подготовка и сборка микромеханических элементов с емкостной системой съема перемещений 92

Конференции

Телемост «Кремль – регионы» 94

Contents 95

Abstracts 96

К сведению авторов 99

Заведующая редакцией
С.Г.Зверева

Редактор
А.В.Тихонова

Научный редактор
С.Г.Зверева

Художественный редактор
А.В.Тихонова

Корректор
Л.Ф.Летунова

Технический редактор
Л.Г.Лосякова

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

Подписано в печать 07.08.06
Формат бумаги 60x84 1/8.
Печать офсетная
Объем 11,63 усл.печ.л.,
10,4 уч.-изд.л.
Заказ № 120.

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

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

Включен в Перечень периодических научных изданий, рекомендуемых для публикации научных работ, отражающих основное научное содержание докторских диссертаций:

Бюллетень ВАК Министерства образования РФ, 2002, № 1.

Упорядоченная фаза La_2CaF_8 с модифицированной структурой тисонита

С.К.Максимов

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Показана возможность упорядочения в катионной подрешетке в системе $\text{CaF}_2\text{--LaF}_3$, перспективной для использования в оптоэлектронике. Упорядоченные фазы выявлялись ранее только для редкоземельных композиций на основе элементов иттриевой подгруппы. Закономерности упорядочения и близость решеток упорядоченной фазы и исходного тисонита (LaF_3) объясняют закономерности формирования наноразмерных областей в наноструктурированных фазах $\text{La}_{1-y}\text{Ca}_y\text{F}_{3-y}$.

Интерес к нестехиометрическим соединениям $R_{1-y}M_yF_{3-y}$ (R – редкоземельные элементы, $M = \text{Ca}, \text{Sr}, \text{Ba}$ и др.) со структурой на основе решетки LaF_3 (тисонита) обусловлен уникальностью их физических свойств [1]. Эти соединения являются твердыми электролитами (в том числе с суперионной проводимостью), имеют комбинации электрофизических, акустических и оптических свойств, не реализуемые в других соединениях, прозрачны от глубокого ультрафиолета до дальней инфракрасной области, устойчивы к радиации, на их основе могут формироваться низкопороговые лазеры для различных областей спектра и пр. [1]. Сложность получения равновесных соединений $R_{1-y}M_yF_{3-y}$ и бесконечный набор композиций (учитывая соединения с двумя и более R и/или M) делают необходимым развитие методов прогнозирования свойств $R_{1-y}M_yF_{3-y}$ и соответственно перспектив их использования [1].

Нестехиометрические соединения возникают при неэквивалентном замещении [1, 2], например в $\text{La}_{1-y}\text{Ca}_y\text{F}_{3-y}$ ион La^{3+} замещен ионом Ca^{2+} . Замещение связано с введением в решетку точечных дефектов [1, 2], концентрации которых соизмеримы с концентрациями ионов компонентов. Упругие взаимодействия в дефектной подсистеме ведут к наноструктурированности (расслоению кристалла на «объемы» с размерами ≤ 10 нм, различающиеся по концентрациям дефектов и компонентов [1, 2] и соответственно по электрофизическим параметрам). В наноструктурированных кристаллах возможны комбинации объемов по типу: диэлектрик–полупроводник, полупроводник–полупроводник, и даже диэлектрик–проводник или полупроводник–проводник [2]. Существуют возможности формирования композиций с упорядоченным чередованием объемов разного типа.

Наноструктурированность во многом определяет свойства и возможности применения нестехиометрических фаз [1, 2]. Расслоение приводит к возникновению объемов со структурой, как правило, отвечающей структуре фаз, реализующихся в данном

RF_3-MF_2 [2]. Фазы промежуточных составов (в том числе упорядоченные) выявлены в RF_3-MF_2 на основе элементов цериевой подгруппы [1, 3], но в LaF_3-CaF_2 обнаружены только две равновесные фазы, представляющие собой твердые растворы на основе тисонита и флюорита (CaF_2) [1]. Структурная организация нестехиометрии для $La_{1-y}Ca_yF_{3-y}$ за счет когерентного сопряжения объемов с решетками тисонита и флюорита невозможна в силу несовместимости этих решеток: гексагональная у LaF_3 (постоянные решетки: $a = 0,718$, $c = 0,735$ нм) и кубическая у CaF_2 ($a \approx 0,545$ нм) [1]. Неопределенность и неполнота экспериментальных данных о структурной организации $La_{1-y}Ca_yF_{3-y}$ препятствуют прогнозированию перспектив его применения.

Нами изучены порядка 60 электронограмм исходного и отожженного $Ca_{0,65}La_{0,35}F_{2,35}$ и отожженных $Ca_{0,95}La_{0,05}F_{2,05}$, $Ca_{0,85}La_{0,15}F_{2,15}$, $Ca_{0,7}La_{0,3}F_{2,3}$ и $La_{0,9}Ca_{0,1}F_{2,9}$. Образцы для исследований предоставлены Б.П.Соболевым (Институт кристаллографии РАН). $La_{0,9}Ca_{0,1}F_{2,9}$ отжигался при 1280 К продолжительностью 340 ч, остальные композиции – при 1023 К в течение 760 ч. Исследования проводились на микроскопе Philips CM-30 при 300 кВ. Электронограммы отвечали тонким краям частиц, полученных дроблением, и не были свободны от эффектов динамического рассеяния. На каждой электронограмме обрабатывалось около 14 пар рефлексов. Выявлены две фазы с тригональными решетками; первая – с постоянными $a = 0,7186$ нм, $c = 0,7350$ нм, $c/a = 1,023$, что отвечает тисониту [1, 4]; вторая – с параметрами $a \approx 0,7253$ нм, $c \approx 0,7145$ нм, $c/a \approx 0,985$, ее решетку можно трактовать как модифицированную решетку тисонита. Среднее отклонение экспериментальных межплоскостных расстояний от табличных для тисонита или от рассчитанных по всем рефлексам электронограммы для модифицированной фазы не превышало 0,3%. На электронограммах, использованных для определения структуры модифицированной фазы, идентифицированы все отражения, причем эти отражения имели индексы hkl вплоть до $(h^2+k^2+hk+l^2) > 200$.

На рис.1 приведены электронограммы упорядоченной фазы для двух проекций. На рис.1,а наблюдаются ряды интенсивных рефлексов. Направления их локализации могут быть идентифицированы и как $[100]$ и как $[\bar{1}\bar{1}0]$. В решетке тисонита ряды ионов La^{3+} лежат вдоль $[100]$. Все электронограммы индцировались на основе предположения, что направление рядов интенсивных рефлексов совпадает с направлением локализации La^{3+} . Справедливость предположения подтвердилась тем, что совмещение этого направления с $[\bar{1}\bar{1}0]$ приводило к непреодолимым противоречиям в объяснении структуры модифицированной фазы.

Электронограмма для проекции $[\bar{1}\bar{2}0]$ модифицированной фазы приведена на рис.1,б. Видны две подсистемы отражений: сильные (002 , $3\bar{3}0$, 600 ...) и слабые, запрещенные для тисонита ($1\bar{1}1$, $1\bar{1}3$ $2\bar{2}0$...). Отношение c/a уменьшалось с ростом относительной интенсивности сетки «слабых» отражений от $c/a = 0,995$ до $c/a = 0,975$. На рис.1,б отсутствуют отражения $3\bar{3}0$, $3\bar{3}2$, $3\bar{3}4$..., которые принадлежат к наиболее интенсивным отражениям для решетки тисонита, но присутствуют рефлексы $3\bar{3}1$, $3\bar{3}3$, $3\bar{3}5$..., которые для этой решетки запрещены [5]. Кроме того, в отсутствие отражения $3\bar{3}0$ наблюдается отражение $6\bar{6}0$, которое для стандартного тисонита на два порядка слабее отражения $3\bar{3}0$ [4]. Изменения относительных интенсивностей отражений, появление новых и подавление разрешенных рефлексов и свидетельствуют о том, что симметрия модифицированной фазы отличается от симметрии исходного тисонита. «Слабые» рефлексы индцируются в решетке тисонита и не могут объясняться

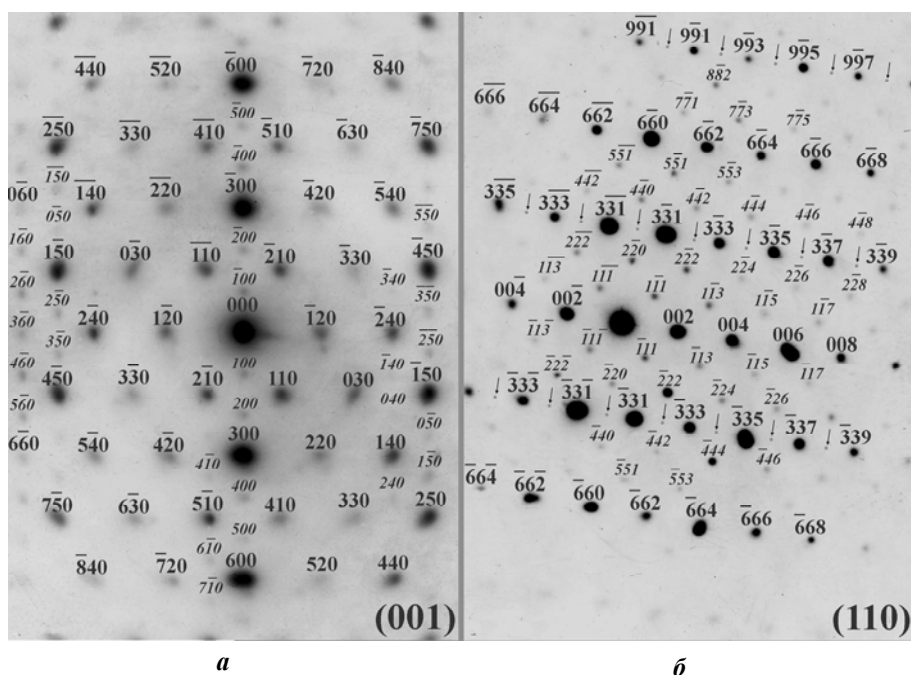


Рис. 1. Электрограммы упорядоченной фазы: *а* – проекция $[001]$ (в нижних правых углах указаны плоскости проекций; прямой шрифт – отражения матрицы, курсив – сверхструктурные отражения); *б* – проекция $[110]$ (стрелками указаны позиции рефлексов, обязательных на электрограммах стандартного тисонита и отсутствующих на электрограммах упорядоченной фазы)

снижением симметрии вплоть до триклинной или моноклинной [6]. Нематричные отражения могут возникать за счет рассеяния на структурах с двойниками [7]. Поэтому закономерности двойникования определялись для фазы с модифицированной решеткой с помощью электрограмм от ее объемов, содержащих двойники. Выявлены плоскости двойникования (001) , (110) , $(1\bar{2}0)$, т.е., рефлексы $1\bar{1}1$, $1\bar{1}3$, $2\bar{2}0...$ не могут быть двойниковыми, и упорядоченное распределение La^{3+} и Ca^{2+} по позициям катионной подрешетки – единственная причина появления этих рефлексов.

На рис.1,*а* приведена электрограмма упорядоченной фазы для проекции $[001]$. Можно отметить следующее: 1) геометрические позиции рефлексов соответствуют позициям рефлексов для проекции $[001]$ тисонита, но интенсивности матричных рефлексов рядов 600 , 300 , $000...$, 250 , 150 , $450...$, 750 , 450 , $150...$ выше интенсивностей рефлексов, лежащих в параллельных рядах, и эти различия отмечают даже для однотипных рефлексов, например для 300 и $3\bar{3}0$; 2) наблюдаются сверхструктурные отражения, особо заметные в рядах интенсивных рефлексов, но присутствующие во всех рядах; 3) не выполняются соотношения между относительными интенсивностями разных порядков одного отражения, например рефлекс 240 (интенсивность рентгеновского отражения $I_{220} = 36$) интенсивней рефлекса 120 ($I_{110} = 285$) [4]. На рис.1,*б* отсутствует отражение $3\bar{3}0$, которое наблюдается на рис.1,*а*, поэтому соответствие электрограмм на рис.1,*а* и 1,*б* одной и той же фазе необходимо подтвердить. На рис.2,*а* приведена электрограмма модифицированной фазы для проекции, близкой к $[1\bar{2}\bar{6}]$ (разворот от проекции $[001] \approx 17^\circ$ вокруг $[1\bar{1}0]$). На проекции $[1\bar{2}\bar{6}]$ присутствуют сверхструктурные отражения, формирующие ряды вдоль $[100]$, наблюдается отражение 300 , и появляется отражение $3\bar{3}1$, а электрограмма 2,*а* соответствует решетке с $c/a = 0,985$, что доказывает идентичность фаз на рис.1,*а* и 1,*б*.

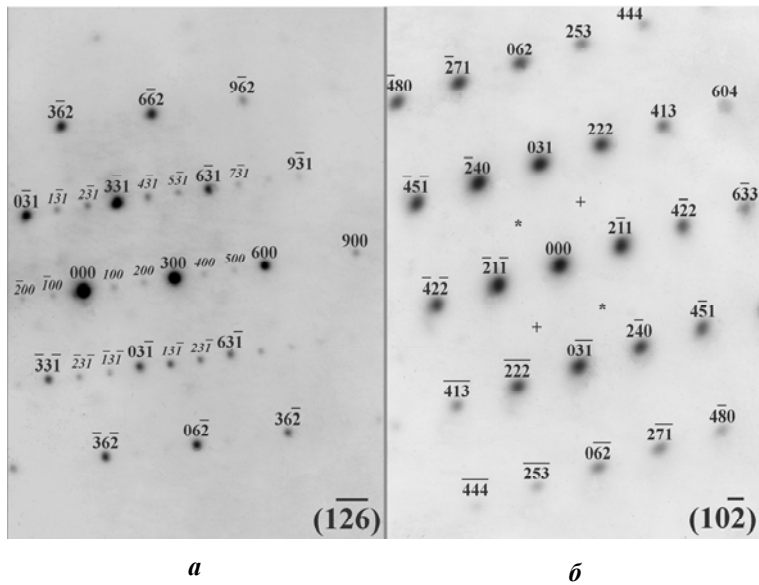


Рис.2. Электронограммы упорядоченной фазы: *a* – проекция $[1\bar{2}\bar{6}]$; *б* – проекция $[10\bar{2}]$ (отмечены позиции отсутствующих рефлексов: + – отражений 111 и $\bar{1}\bar{1}\bar{1}$; * – $\bar{1}20$ и $1\bar{2}0$). Электронограммы только приблизительно соответствуют указанным плоскостям проекций

На проекции, близкой к $[10\bar{2}]$ (рис.2,б) отсутствуют отражения 111 , 333 , (111 – сильнейшее на дифрактограммах тисонита $I_{111} = 999$ [4]). Рисунку 2,б отвечает $c/a = 0,985$, электронограмма принадлежит упорядоченной фазе. Отражения 111 нет также на проекции $[1\bar{1}0]$. Запрет отражений 111 , 333 ... невозможен для пространственной группы $P\bar{3}c1$, к которой принадлежит решетка тисонита, но наблюдается для группы $P\bar{3}1c$, которая тоже принадлежит к тригональной сингонии, и в которой не разрешены рефлексы hhl с $l = 2n + 1$. Принадлежность структуры упорядоченной фазы к пространственной группе $P\bar{3}1c$ подтверждается наличием на проекции $[1\bar{2}0]$ отражений $h\bar{h}l$ с $l = 2n + 1$, например $3\bar{3}1$, $3\bar{3}3$..., запрещенных для $P\bar{3}c1$, но разрешенных для $P\bar{3}1c$. Подобной идентификации не противоречит отсутствие на проекции $[1\bar{2}0]$ части отражений $h\bar{h}l$ с $l = 2n$, ($3\bar{3}0$, $3\bar{3}2$...), поскольку другие рефлексы $h\bar{h}l$ с $l = 2n$, например $6\bar{6}0$ и $6\bar{6}2$, присутствуют на этой же проекции, а отсутствующие на проекции $[1\bar{2}0]$ рефлексы $h\bar{h}l$ с $l = 2n$ имеются на других проекциях (отражение $3\bar{3}0$ выявлено на проекции $[001]$).

Существуют и другие рефлексы, присутствующие на одних проекциях и отсутствующие на других (так $1\bar{2}0$ имеется на $[001]$, но не выявлено на $[10\bar{2}]$). $\text{La}_{1-y}\text{Ca}_y\text{F}_{3-y}$ – трехкомпонентное соединение, где средние отношения амплитуд атомного рассеяния в диапазоне углов, отвечающем зафиксированным рефлексам, $\tilde{A}_{\text{La}}/\tilde{A}_{\text{F}} \approx 5,0$ и $\tilde{A}_{\text{La}}/\tilde{A}_{\text{F}} \approx 2,5$ [7]. Поэтому выявление некоторых рефлексов на одних проекциях и их отсутствие на других можно объяснить псевдопогасаниями, вызванными локализацией «тяжелых» ионов La^{3+} и Ca^{2+} в частных позициях [5].

Анализ показал, что интенсивности рефлексов 900 , 090 , $9\bar{9}0$... выше интенсивностей отражений 300 , 600 , 030 ...: постоянные решетки в плоскости (001) утроены. На проекции $[001]$ вдоль $[100]$, $[010]$, $[1\bar{1}0]$ матричные рефлексы разделены двумя сверхструктурными отражениями, т.е. по этим направлениям чередуются два иона одного типа и один ион дру-

гого. Вдоль $[110]$ и $\langle 2\bar{1}0 \rangle$ сверхструктурных рефлексов нет: вдоль этих направлений лежат ряды одноименных ионов. Признаки упорядочения вдоль направления $[001]$ не обнаружены. Электронограммы отвечают следующей модели структуры упорядоченной фазы: ионы катионной подрешетки закономерно чередуются в плоскости (001) : каждый ион La^{3+} окружен тремя ионами La^{3+} и тремя ионами Ca^{2+} , каждый ион Ca^{2+} окружен шестью ионами La^{3+} . Вдоль $[001]$ лежат колонки одноименных ионов. Структура соответствует фазе состава, определяемого формулой La_2CaF_8 (Описанные особенности дифракции позволяют приписать упорядоченной фазе также состав, определяемый формулой LaCa_2F_7 , но этот состав находится в области существования твердого раствора на основе флюоритовой решетки, и формирование LaCa_2F_7 с упорядочением на основе тисонитовой решетки, по-видимому, маловероятно.)

Предлагаемая модель согласуется с решеткой тисонита. В элементарной ячейке тисонита локализованы 6 ионов La^{3+} , которые формируют 6 структурных групп. Ячейка двухслойная, в каждом слое лежит по 3 структурных группы. Структурные группы разных слоев формируют 3 вертикальные пары. В предлагаемой модели замещение происходит одновременно в обеих группах одной вертикальной пары, а пары, в которых происходит замещение, упорядоченно меняются при переходе от ячейки к ячейке. Дальнейшая детализация структуры упорядоченной фазы возможна на основе электронограмм, где будут подавлены проявления динамической дифракции, искажающие интенсивности отражений. Выявленные закономерности упорядочения позволяют также уточнять структуру упорядоченной фазы методами молекулярной динамики. Структура La_2CaF_8 отличается от структуры упорядоченных фаз с решеткой на основе тисонита, выявленных для композиций на основе элементов иттриевой подгруппы [3]. По-видимому, эти различия обусловлены большей близостью ионных радиусов Ca^{2+} и La^{3+} .

Литература

1. **Sobolev B.P.** The Rare Earth Trifluorides. Part 1. The High Temperature Chemistry of the Rare Earth Trifluorides. – Barcelona: Institut d'Estudis Catalans, 2000. – 520 p.
2. **Adams D.M.** Inorganic Solids. An Introduction to Concepts in Solid-state Structural Chemistry. – London: John Wiley & Sons, 1974. – 327 p.
3. **Bevan D.J.M., Greis O., Srahele J.** A new structural principle in anion-excess fluorite-related superstructures // Acta Cryst. – 1980. – Vol. 36, N 6. – P. 889–890.
4. **Maximov B., Schultz H.** Space group, crystal structure and twinning of LaF_3 // Acta Cryst. – 1985. – Vol. B41, N 2. – P. 88–91. **Belzner A., Schultz H., Heger G.** Twinning in trigonal and hexagonal modifications of // Z. Kristallogr. – 1994. – Vol. 209. – P. 239–247.
5. **Бокий Г.Б., Порай-Кошиц М.А.** Рентгеноструктурный анализ. – М.: МГУ, 1964. – Т. 1. – 489 с.
6. **Гинье А.** Рентгенография кристаллов. – М.: Физ.-мат. ГИЗ, 1961. – 604 с.
7. Электронная микроскопия тонких кристаллов / **П. Хири, А. Хови, Р. Николсон и др.** – М.: Мир, 1968. – 574 с.

Максимов Сергей Кириллович – доктор физико-математических наук, профессор, главный научный сотрудник лаборатории электронно-микроскопических исследований МИЭТ. *Область научных интересов:* закономерности дифракции и электронно-микроскопического контраста, применение электронной микроскопии к исследованиям материалов и твердотельных приборов, фазовые превращения, дефекты кристаллической структуры.

УДК 621.9.047.7

Травление кремния методом переменной модуляции газов SF_6 и C_4F_8

О.П.Гущин

НИИ молекулярной электроники и завод «Микрон» (г. Москва)

Е.В.Данилкин, А.И.Мочалов

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Рассмотрен процесс глубокого травления кремния с переменной модуляцией газа, известный как Bosch-процесс. Отмечены его преимущества и недостатки. Показаны конструктивные особенности оборудования для реализации этого процесса. Проанализированы экспериментальные данные, полученные на модернизированной установке GIR-260. Изучены зависимости селективности травления кремния к маске от скорости травления и скорости травления кремния от ВЧ-мощности, подаваемой на подложкодержатель.

В последнее время разработаны и используются в производстве несколько методов сухого травления кремния на различную глубину. Это непрерывный процесс травления кремния на глубину до 10 мкм [1] и два процесса глубокого травления кремния с высоким аспектным отношением: процесс с переменной модуляцией газа (Bosch-процесс) и процесс, проводимый при низких температурах (криопроецесс). Среди перспективных методов глубокого травления кремния, используемых в промышленном производстве для изготовления микроэлектромеханических систем (МЭМС), наиболее распространен Bosch-процесс. Кривопроецесс является более дорогостоящим и сложным в осуществлении,

так как проводится при криогенных температурах, а непрерывный процесс травления ограничен низкими скоростями травления и глубиной и пригоден только для изготовления поверхностных МЭМС.

Bosch-процесс. Для травления кремния используется химия плазмы фтора, объединенная с плазмой фторуглерода для обеспечения пассивирования боковых стенок и улучшения селективности к маске. Полный цикл процесса – травление, а затем осаждение полимера – повторяется много раз до достижения глубокого, вертикального профиля (рис.1). Это осуществляется выбором

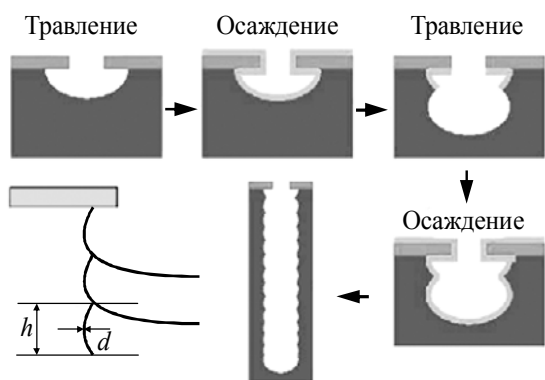
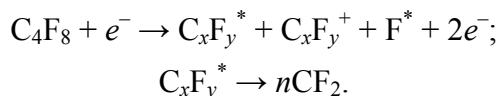


Рис.1. Схема Bosch-процесса (h и d – высота и глубина раковины соответственно)

исходных газов для создания определенного состава плазмы и доставкой необходимых компонентов в зону реакции.

Формирование профиля с определенным аспектным отношением реализуется в две стадии: травление кремния и пассивирующего слоя; пассивация [2, 3].

Пассивация боковых стенок и защита маски осуществляются с использованием, как правило, октофторциклобутана $c\text{-C}_4\text{F}_8$. Циклический фторуглерод диссоциирует в высокоплотной плазме с образованием CF_2 и более длинных радикальных цепей, которые осаждаются в виде фторуглеродных полимеров на травящихся поверхностях:

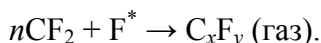


Гексофторид серы SF_6 является исходным газом, используемым для создания радикалов фтора при травлении кремния. Стадия травления состоит из трех этапов.

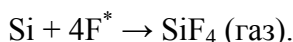
1. Молекула SF_6 расщепляется в высокоплотной плазме с образованием свободных радикалов фтора:



2. Радикалы фтора травят полимер CF_2 с образованием летучего соединения C_xF_y :



3. После удаления полимера радикалы фтора травят кремний, который удаляется как летучий SiF_4 [4]:



Профилем, скоростью травления, селективностью к материалу маски и шероховатостью боковой стенки можно управлять, используя для этого продолжительность шага травления, продолжительность шага осаждения или отношение времен двух этих шагов.

Недостатком Bosch-процесса является выраженная шероховатость боковых стенок (скаллопы), образующаяся в виде раковины после каждого шага травления (см. рис.1). Размер раковины определяют по ее высоте h и глубине d . Чем эти параметры ниже, тем стенка канавки более гладкая. Для уменьшения шероховатости необходимо минимизировать время травления и пассивации, но при этом итоговая скорость травления кремния уменьшается.

Профиль элементов при реактивно-ионном травлении (РИТ) кремния во фторсодержащих газах зависит от соотношения скоростей горизонтального и вертикального травления, стимулируемого ионной бомбардировкой. Поэтому анизотропное травление (вертикальный профиль) осуществляется либо за счет уменьшения потока атомов фтора, либо за счет увеличения энергии ионов. В отсутствие ионной бомбардировки атомы фтора образуют на поверхности кремния относительно устойчивый слой фторированного кремния, медленно взаимодействующий с вновь поступающими атомами фтора и сдерживающий травление. Ионная бомбардировка способствует постоянному удалению фторированного кремния, поток атомов фтора взаимодействует со свободной поверхностью кремния, и скорость травления возрастает. Предполагается также, что ионная бомбардировка нарушает поверхность кремния и взаимодействие нарушенной поверхности с химически активными частицами ускоряется [5].

Bosch-процесс мало чувствителен к природе фоторезиста, что позволяет не сильно структурировать резист до травления. В этом случае лучше избегать обработки фоторе-

зиста при высокой температуре, так как при этом может измениться его профиль, что, соответственно, приведет к изменению размера на структурах [5]. В ряде случаев можно использовать стабилизацию фоторезиста воздействием глубокого ультрафиолета.

Процесс не может быть выполнен в системе РИТ, поскольку здесь не достигается необходимый баланс ионов и радикалов, что необходимо в процессе травления. Соотношение ионов и радикалов надо строго контролировать, так как излишек ионов влияет на профиль, а излишек свободных радикалов увеличивает скорость травления кремния. Необходимый баланс может быть достигнут только в системах высокоплотной плазмы (HDP). Наиболее широко используются такие типы HDP-реакторов, как реакторы индуктивно связанной плазмы (ICP).

Оборудование для проведения Bosch-процесса должно удовлетворять следующим техническим требованиям:

- регуляторы расхода газа (РРГ) должны обеспечивать прецизионную подачу количества рабочего газа в единицу времени;
- расстояние между подложкой и ICP-областью генерации должно быть не менее 100 мм для обеспечения необходимого баланса между ионами и радикалами. Это снижает отношение ионов к радикалам, так как свободные радикалы имеют большее время жизни, чем ионы;
- для обеспечения постоянного и равномерного потока ионов на подложку необходимо чисто индуктивное удерживание плазмы в ICP-области;
- стенки, крышка реактора и насосные линии должны прогреваться. Это уменьшает осаждение полимера фторуглерода в данных областях, загрязнение подложки частицами полимеров и осаждение серы в насосных линиях и турбонасосе (что создает проблемы при обслуживании и снижает надежность откачной системы);
- для минимизации задержек времени между открытием РРГ и газом, достигающим камеры, необходима короткая линия смешения газов между РРГ и процессной камерой. Короткая линия смешения газов минимизирует время одного шага процесса;
- нижний электрод должен быть снабжен фокусирующим кольцом из материала (например, SiO_2 , SiC), не вносящего загрязняющих примесей.

Методика проведения экспериментов по исследованию и разработке Bosch-процесса. В настоящей работе Bosch-процесс реализован на базе установки GIR-260, где первый реактор был заменен на ICP-реактор высокоплотной плазмы. Газовая система установки была модифицирована так, что рабочие газы C_4F_8 и SF_6 подавались попеременно в реакционную камеру.

Эксперименты по определению скорости травления кремния и маски проводились на 5 пластинах. Каждая пластина травилась при разной ВЧ-мощности, подаваемой на подложкодержатель. Расходы газов SF_6 и C_4F_8 были постоянными и составляли 80 и 50 $\text{см}^3/\text{мин}$ соответственно. Давление P в реакционной камере поддерживалось на уровне 4 Па. ВЧ-мощность индуктора $W_{\text{инд}}$ составляла 800 Вт. За счет изменения ВЧ-мощности, подаваемой на подложкодержатель $W_{\text{п/д}}$, изменялась скорость травления кремния и маски.

Результаты и их обсуждение. В ходе работы исследованы следующие зависимости: селективность фоторезистивной маски (ФРМ) от скорости травления; селективность жесткости маски (SiO_2) от скорости травления; скорость травления от ВЧ-мощности, подаваемой на подложкодержатель (рис.2, 3, 4 соответственно).

Как видно из рис.2, с ростом скорости травления кремния селективность к ФРМ уменьшается. Это можно объяснить тем, что при увеличении ВЧ-мощности, подаваемой на подложкодержатель, энергия травящих частиц тоже увеличивается, что в свою

очередь приводит к росту скорости травления не только кремния, но и ФРМ. Причем скорость травления ФРМ увеличивается быстрее, что приводит к уменьшению селективности. Недостаточные для типичного Bosch-процесса [6] значения селективности к ФРМ могут объясняться вовлечением в процесс травления кислорода из внутренней поверхности реактора (SiO_2).

Как видно из рис.3, увеличение скорости травления кремния приводит к уменьшению селективности к SiO_2 . Причины этого аналогичны основной причине падения селективности к ФРМ – увеличение энергии травящих частиц.

В результате эксперимента получена зависимость скорости травления кремния от ВЧ-мощности (рис. 4). Из рисунка видно, что с увеличением мощности растет скорость травления. Как было показано выше, это вызвано увеличением энергии травящих частиц.

Исходя из экспериментально полученных зависимостей селективности травления от скорости и скорости травления от ВЧ-мощности на подложкодержателе, выбрана оптимальная скорость травления кремния при разработке Bosch-процесса на установке GIR-260. При этом подбиралось оптимальное значение подаваемой ВЧ-мощности. Так как увеличение скорости травления кремния сопровождается падением селективности к маске, то для травления на глубину более 30 мкм при заданной толщине SiO_2 (0,6 мкм) необходима селективность к SiO_2 , превышающая 100:1. Поэтому скорость травления кремния выбрана на уровне 4–6 мкм/мин, что означает ограничение ВЧ-мощности, подаваемой на подложкодержатель, значением 10–20 Вт.

Процесс глубокого травления кремния осуществлялся путем попеременного включения и выключения РРГ, подающих в реактор SF_6 для шага травления и C_4F_8 для шага пассивации. Время шага травления варьировалось от 10 до 15 с, время шага пассивации – от 10 до 15 с.

В ходе разработки процесса подобраны параметры, позволившие протравить канавки на глубину, превышающую 30 мкм, без заметного ухода профиля по всей глубине канавки, кроме ее верхней части (рис.5) (скорость травления 6 мкм/мин; расходы газов SF_6 и C_4F_8 составляли 50 и 40 $\text{см}^3/\text{мин}$ соответственно; $P = 4$ Па; $W_{\text{инд}} = 1000$ Вт; $W_{\text{п/д}} = 20$ Вт).



Рис.2. Зависимость селективности травления Si к фоторезисту от скорости травления

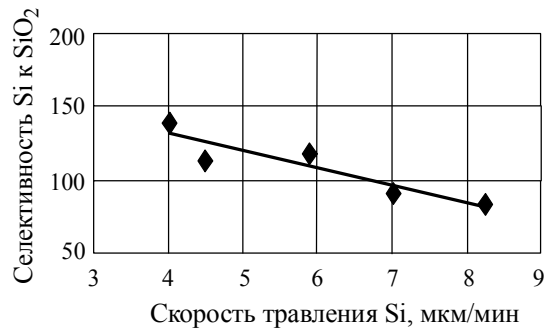


Рис.3. Зависимость селективности Si к SiO_2 от скорости травления

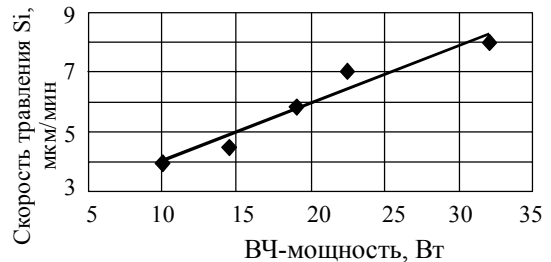


Рис.4. Зависимость скорости травления кремния от ВЧ-мощности, подаваемой на подложкодержатель

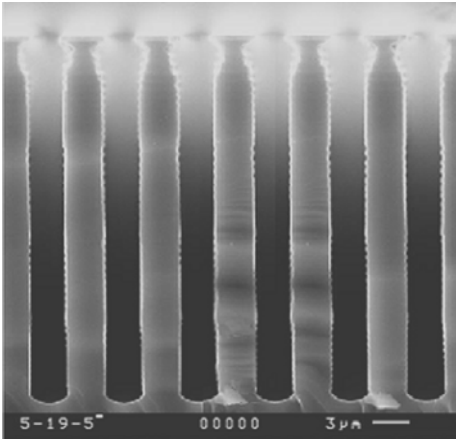


Рис.5. РЭМ-фотография протравленной на глубину 32 мкм канавки

Как видно из рисунка, данный процесс характеризуется подтравливанием под жесткую маску и скруглением дна. Последнее может объясняться большим разогревом образца из-за длительности процесса, так как эффективное охлаждение пластины в проведенных экспериментах отсутствовало. Возможно, что уход профиля канавки под маской связан с частичным разрушением пассивирующей стенки полимера кислородом из жесткой маски (термический SiO_2) либо наведением заряда на область маски, который меняет траекторию летящих ионов. На боковых стенках видны неровности (скалопы), характерные для Bosch-процесса. Вертикальные стенки и скругленное дно приемлемы для технологии микромеханики. Единственным недостатком является подтравливание под жесткую маску.

Таким образом, проанализированы факторы, определяющие профиль и скорость травления канавок в реакторах различного типа в плазме определенного состава. Установлены основные закономерности изменения профиля и скорости травления от конструктивных особенностей реактора и состава плазмы в Bosch-процессе. Показано, что на уход размера, оцениваемого по шероховатости и скорости травления, оказывают влияние следующие параметры процесса: плотность плазмы, время шага травления и пассивации.

Разработанный процесс можно использовать для получения структур с определенными управляемыми глубинами и аспектным отношением.

Литература

1. *Dave Thomas*. Trikon has last word with Omega etch // European semiconductor. – 2005. – Vol. 27, N 8. – P. 18–19.
2. *Ramdane Benferhat*. Etch control // European semiconductor. – 2002. – Vol. 23, N 12. – P. 21–23.
3. *Laermer F., Urban A.* Challenges, Developments and Applications of Silicon Deep Reactive Ion Etching // Microelectronic Engineering. – 2003. – Vol. 67–68, Issue 1, June. – P. 349–355.
4. *Nallan P., Kban A.H., Kumar A., Podlesnik D.* Speeding high aspect ratio etch // European semiconductor. – 2002. – Vol. 24, N 8. – P. 41–45.
5. Плазменная технология в производстве СБИС / Под ред. *Н.Айнспрука и Д.Брауна*. – М.: Мир, 1987. – 469 с.
6. *Martin J. Wal*. Comparison of Bosch and cryogenic processes for patterning high aspect ratio features in silicon // Oxford Instruments Plasma Technology, 2001.

Гущин Олег Павлович – начальник лаборатории перспективных технологических процессов ОАО «НИИМЭ и завод Микрон» (г.Москва). *Область научных интересов:* разработка технологий изготовления микроэлектронных приборов: плазмохимическая обработка; фотолитография; материаловедение.

Данилкин Евгений Викторович – аспирант кафедры материалов и процессов твердотельной электроники МИЭТ. *Область научных интересов:* процессы реактивно-ионного травления углублений в кремнии для формирования микро-, электромеханических систем (МЭМС).

Мочалов Алексей Иванович – кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры материалов и процессов твердотельной электроники МИЭТ. *Область научных интересов:* тонкие пленки металлов и сплавов, формирование силицидов, разработка новых систем металлизации кремниевых и арсенид-галлиевых ИС, микроэлектронных газовых сенсоров.

Особенности технологического процесса очистки полупроводниковых структур на основе электрохимического синтеза и рекуперации растворов

А.А.Ковалев

НПК «Технологический центр» МИЭТ

Рассмотрена проблема высокой экологической опасности и энергоемкости производства электронной компонентной базы. Предложено оригинальное и апробированное в действующих производственных условиях решение. Спецтехнологическое оборудование и технологии очистки поверхности защищены патентами России.

В современной микро- и нанoeлектронике возрастание требований к экономичности и экологической безопасности производства изделий электронной техники (ИЭТ) вызывает необходимость пересмотра многих традиционных подходов к разработке технологического оборудования и используемых при этом приемов и методов. По трудоемкости операций, применяемых в технологии изготовления полупроводниковых приборов, БИС и СБИС, более 60% занимают жидкостные химические процессы, требующие большого расхода дорогостоящих особочистых (марки ОСЧ) реактивов, огромных затрат на их приготовление, транспортировку и утилизацию. В настоящее время главными причинами, ограничивающими применение стандартных процессов очистки поверхности полупроводниковых структур, являются проблемы, обусловленные их экологической опасностью, энерго- и материалоемкостью.

Для процессов очистки поверхности полупроводниковых пластин в микроэлектронике используются установки, которые представляют собой автоматизированные линии, состоящие из отмывочных устройств и травильных ванн, промежуточных емкостей, соединенных между собой с помощью трубопроводов, запорно-регулирующей арматуры, фильтров, насосов и другого оборудования. Травильные ванны заполняются высокочистыми реактивами, где проводится обработка поверхности полупроводниковых пластин. После достижения в реактивах определенной степени загрязнения они удаляются из производственного цикла и вновь вводятся чистые реактивы в необходимых количествах. Отработанные и загрязненные реактивы сбрасываются в кислотно-щелочную канализацию и направляются на утилизацию.

Основной недостаток действующих практически на всех предприятиях отрасли установок – отсутствие в их составе оборудования для регенерирования реактивов с целью их повторного использования. Это приводит к высокой экологической опасности производства ИЭТ, большому расходу используемых дорогостоящих реактивов, которые утилизируются после однократного применения.

В связи с этим актуальны и целесообразны исследования, направленные на разработку и создание специального технологического оборудования, снабженного системами регенерирования отработанных растворов для промышленного внедрения на основе высокоэффективных ресурсосберегающих процессов очистки поверхности полупроводниковых структур. Эти задачи и являются предметом исследования данной статьи.

Первые попытки создания в полупроводниковой промышленности спецтехнологического оборудования, включающего блоки регенерирования отработанных растворов для повторного использования кислот, относятся к 1986 г. В конце 80-х – начале 90-х гг. появились сообщения о работах, проводимых в области создания оборудования, включающего системы регенерирования отработанных после проведения жидкостных процессов обработки поверхности растворов серной кислоты [1–4]. Основное внимание в этих работах уделялось уже не технологическим вопросам, а техническим, т.е. разработке специализированных узлов системы регенерирования. Наибольших успехов в исследовании, разработке и производстве оборудования для повторной переработки кислот – репроцессорных комплексов добились американские фирмы: «Alameda» и «Athen's» (позднее переименованная в АРЕС/«Athen's»). Способ очистки кислот, основанный на многократной высокотемпературной дистилляции, и оборудование для реализации способа защищены патентами США [5–7].

Репроцессорные комплексы фирмы АРЕС/«Athen's», основанные на принципе многоступенчатой высокотемпературной дистилляции в вакууме (остаточное давление 666 Па), имеют узел очистки, состоящий из системы дистилляционных аппаратов, конденсаторов, сепараторов, соединенных между собой трубопроводами для получения сверхчистой кислоты и ее возврата в процесс очистки поверхности полупроводниковых структур. Все конструкционные узлы репроцессоров выполнены из специальных марок кварца, тефлона, платинированного титана и платины.

Недостатки этих репроцессорных комплексов заключаются в следующем:

- используется сложное материалоемкое оборудование для очистки отработанного раствора;
- оборудование имеет большую энергоемкость, что связано с необходимостью нагрева рабочего раствора в травильных ваннах до 150 °С, в сепараторе – до 280 °С, в дистилляционных колоннах – до 300 °С и выше, так как температура кипения серной кислоты составляет 338 °С;
- процесс рекуперации является дистилляционным и в значительной степени зависит от сегрегационных коэффициентов дистилляционной колонны;
- технологические процессы имеют высокую пожароопасность, обусловленную высокотемпературным нагревом токсичных и агрессивных растворов серной кислоты.

Следует отметить, что к моменту начала работ [8–11], результаты которых представлены в настоящей статье, никаких разработок специального технологического оборудования, снабженного системами электрохимического синтеза и регенерирования отработанных растворов, в России не велось, разработки, проводимые за рубежом, основывались на принципиально иной концепции рекуперации.

Блок-схема отечественного репроцессорного комплекса РК-II [8–11] приведена на рис.1. Блок 2 позволяет:

- проводить электрохимический синтез растворов определенного состава, выраженного общей формулой: $\text{акт} \text{H}_2\text{SO}_4 + \text{C}_{\Sigma\text{окисл}}$, где $\text{акт} \text{H}_2\text{SO}_4$ – активированная серная кислота; $\text{C}_{\Sigma\text{окисл}}$ – суммарный окислитель;
- очистку растворов до определенной степени чистоты на уровне 0,1–1 ppb;
- полную рекуперацию растворов с коэффициентом безотходности до 0,98.

Отечественные репроцессорные комплексы (например, РК-II, предназначенный для проведения химических процессов жидкостного снятия (ЖХС) слоев полимеров с поверхности полупроводниковых подложек) работают следующим образом: раствор

серной кислоты заливают в напорную емкость 1 (см. рис.1), снабженную датчиками уровня, из которой раствор самотеком поступает в катодную камеру блока 2 электрохимического синтеза, а затем в анодную камеру блока 2 для проведения процесса рекуперации. При заданном потенциале на электродах движение раствора через блок 2 электрохимического синтеза сопровождается образованием множества активных окислительных компонентов с одновременной очисткой от посторонних примесей, накапливающихся на катоде и остающихся в виде продуктов катодных реакций в прикатодном пространстве, в адсорбере электрохимической ячейки. Полученная высокочистая окислительная смесь продуктов электрохимического синтеза выводится из последней анодной камеры через выходной штуцер в боковой стенке корпуса блока электрохимического синтеза и поступает в накопительную емкость 4 установки – репроцессорного комплекса. Таким образом обеспечивается непрерывность подачи регенерированного раствора в рабочую ванну для очистки полупроводниковых пластин при поддержании постоянного объема и концентрации моющего раствора. Использование блока электрохимического синтеза растворов состава $\text{акт} \text{H}_2\text{SO}_4 + \text{C}_{\Sigma\text{окисл}}$, их очистки и рекуперации позволяет провести трех- или четырехкратную смену объема кислоты в рабочей ванне в процессе очистки одной партии полупроводниковых пластин. В соответствии с патентами [8–11], поскольку моющий раствор подвергается непрерывной очистке и активации, конструкция устройства позволяет обеспечивать полную рекуперацию растворов, не требующую периодической замены растворов. Уменьшение объема раствора, связанное с его уносом пластинами и кассетами, ежедневно компенсируется добавкой исходного раствора.

Работа блока 2, совмещающего функции очистки и наработки в одном устройстве, приводит к доочистке раствора до заданного уровня содержания ионных и органических примесей и исключает необходимость сложной системы очистки, присутствующей в оборудовании США [5–7].

После заполнения электрохимической ячейки электролитом включают источник 3 стабилизированного напряжения и устанавливают напряжение на электродах, необходимое для проведения процессов электрохимической активации. Заданный потенциал и ток нагрузки контролируются по показаниям контрольно-измерительных приборов источника стабилизированного напряжения. Дальнейшее заполнение раствором электрохимической ячейки 2 приводит к сливу активированного раствора через сливное отвер-

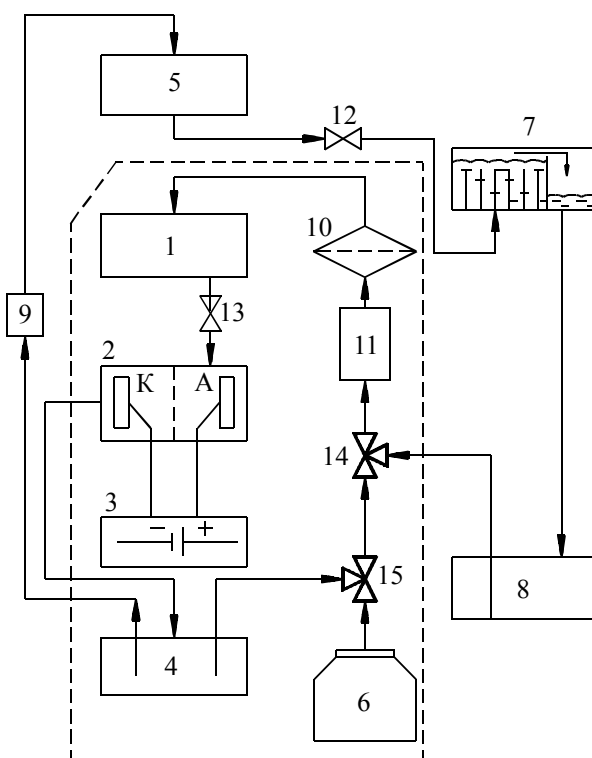


Рис.1. Блок-схема отечественных репроцессорных комплексов РК-II: 1 – напорная емкость; 2 – блок электрохимического синтеза растворов состава: $\text{акт} \text{H}_2\text{SO}_4 + \text{C}_{\Sigma\text{окисл}}$, их очистки и рекуперации; 3 – блок электропитания; 4, 5, 6, 8 – накопительная и расходные емкости; 7 – рабочая ванна для проведения процессов ЖХС; 9, 10, 11, 12, 13, 14 и 15 – насосы, фильтры, регуляторы протока, соединенные между собой трубопроводами и запорно-регулирующей арматурой в замкнутую гидравлическую систему

стие самотеком в накопительную емкость 4. При наработке достаточного объема активированной смеси она из емкости 4 с помощью насоса 9 перекачивается в расходную емкость и затем через регулирующее устройство 12 в рабочую ванну 7. Кассета с пластинами кремния диаметром 100 и 150 мм погружается в электрохимически синтезированный раствор состава $\text{акт} \text{H}_2\text{SO}_4 + C_{\Sigma\text{окисл}}$, подается в рабочую ванну для ЖХС полупроводниковых пластин. Кассета с пластинами, имеющими на поверхности фоторезистивную пленку, погружается в активированный раствор концентрированной H_2SO_4 , находящийся в рабочей ванне и нагретый до температуры 80–90 °С. Пластины выдерживаются в растворе 10 мин. Затем промываются в ванне с проточной водой в течение 15 мин и сушатся. Отработанный раствор вновь поступает в сборную емкость 8 и далее с помощью насоса 11 через фильтрующее устройство 10 подается в напорный бак 1.

Периодически осуществляется анализ качества полученного раствора на содержание неорганических примесей (методом инверсионной вольтамперометрии), суммарного органического углерода (методом жидкофазного окисления органических соединений), компонентного состава окислителей: $C_{\text{окисл}} = C_{\text{H}_2\text{SO}_5} + C_{\text{H}_2\text{S}_2\text{O}_8} + C_{\text{H}_2\text{O}_2}$ (титриметрическими методами анализа).

Параметры процессов электрохимического синтеза технологических сред состава $\text{акт} \text{H}_2\text{SO}_4 + C_{\Sigma\text{окисл}}$, а именно электрохимической очистки и генерации окисляющих компонентов, корректируются таким образом, чтобы свести к минимуму ионные и органические загрязнения в технологических растворах и непрерывно воспроизводить заранее заданный $C_{\Sigma\text{окисл}}$ компонентный состав раствора.

Внешний вид репроцессорного комплекса РК-II для проведения безотходных экологически безопасных химических процессов ЖХС-поверхности кремниевых пластин показан на рис.2, его схематичное изображение приведено на рис.3.



Рис.2. Внешний вид репроцессорного комплекса РК-II для проведения безотходных химических процессов ЖХС фоторезистивных слоев

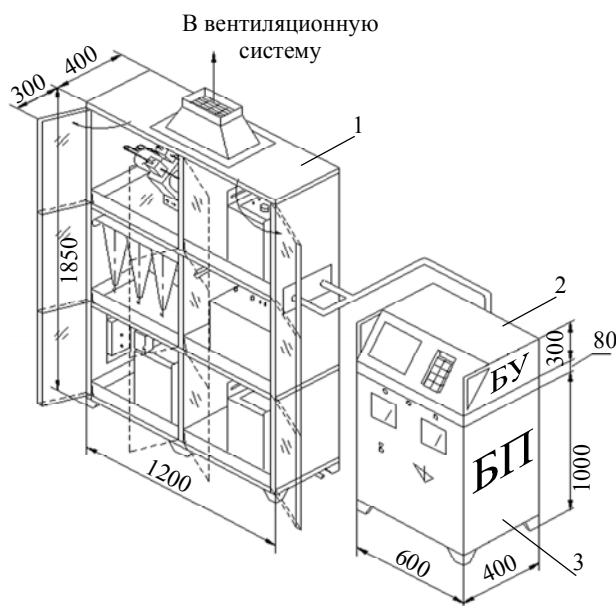


Рис.3. Схематичное изображение репроцессорного комплекса РК-II: 1 – технологический модуль; 2 – блок контроля и управления; 3 – источник стабилизированного напряжения (размеры даны в миллиметрах)

Производственные испытания репроцессорного комплекса РК-II свидетельствуют о том, что рекуперация обеспечивает: значительное (в 10–100 раз) снижение промстоков; снижение затрат на утилизацию промстоков; снижение затрат на транспортные расходы; снижение затрат на высокочистые дорогостоящие реагенты (например, по перекиси водорода до 100%); повышение срока службы оборудования; повышение экологической безопасности производства ИЭТ.

Литература

1. **Лаймен Дж.** Рециркуляционное устройство, на 95% уменьшающее расход кислоты // Электроника. – 1986. – № 16. – С. 72–74.
2. Оборудование для переработки кислот и растворителей // Электроника. Экспресс-информация, сер. Технология производства / оборудование. – 1989. – Вып. 3/4 (4660/4661). – С. 4, 5.
3. **Skidmore K.** Reprocess chemicals at the fab line. Recycle chemicals to minimize waste, cut cost and meet federal regulations // Semiconductor international. – July, 1988. – P. 1–6.
4. **Jones, Hoffman G., Yuan W.** Improved Wafer cleaning with ultra pure Piranha // Microcontamination Conference and exposition, Santa Clara convention center (October 27–30, 1987). – P. 69–80.
5. Pat. USA № 5061348, МКИ⁵ B01D3/10 / **McCormick Marshall, Dobson Jesse C.** Sulfuric acid reprocessor with continuous purge of second distillation vessel. Alameda Instruments Inc.-19.91; НКИ 203/40.
6. Pat. USA № 5225048, МКИ⁵ B01D3/10 / **Waliace I.Yuan.** Method for concentration of liquids. Athens Corp. 1993; НКИ 203/40.
7. Pat. USA № 5164049, МКИ⁵ B01D3/10 Method for making ultrapure sulfuric acid / **Clark R. Scot, Davison John B., Yuan Waliace I. and et al.** – Athens Corp. – 1992; НКИ 203/40.
8. Пат. Россия № 2024993, МКИ⁵ Н 01 L 21/312. Способ очистки изделий, преимущественно, полупроводниковых пластин / **Т.И.Хаханина, Л.З.Красавина, Т.Б.Клюева и др.** – Оpubл. 1994, Бюл. № 23.
9. Пат. Россия № 2109087, МКИ⁵ С 23 G 1/02, 1/36. Способ очистки поверхности металлов / **Т.И.Хаханина, Т.Б.Клюева, И.Н.Селиванова и др.** – Зарегистр. в Госреестре изобретений 20.04.98, Бюл. № 11.
10. Пат. Россия № 2139593, МКИ⁵ Н 01 L 21/312 Способ непрерывного жидкостного химического снятия слоев полимеров с поверхности изделий, преимущественно, полупроводниковых пластин / **Т.И.Хаханина, Т.Б.Клюева, А.А.Ковалев и др.** – Зарегистр в Госреестре изобретений 10.10.99, Бюл. № 28.
11. Свидетельство РФ на полезную модель № 6469 МКИ⁵ Н 01 L 21/312 Установка для непрерывной химической очистки поверхности изделий, преимущественно полупроводниковых пластин / **Т.И.Хаханина, Т.Б.Клюева, А.А.Ковалев и др.** – Зарегистр. в Госреестре полезных моделей 16.04.98, Бюл. № 4.

Ковалев Анатолий Андреевич – кандидат технических наук, заместитель директора НПК «Технологический центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* микроэлектроника, ресурсосберегающие технологии, технологии очистки поверхности пластин.

Расчет индуктивности корпуса для СВЧ интегральных микросхем

В.П. Тимошенко

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Паразитные реактивности корпусов существенно влияют на электрические характеристики ИМС в СВЧ-диапазоне. Представлены теоретические предпосылки по уменьшению паразитных индуктивностей СВЧ-корпусов. Показано, что индуктивность корпуса ИМС можно снизить до 60%. Экспериментальные результаты хорошо согласуются с теоретическим расчетом.

Повышение частотного диапазона рабочих и исследуемых сигналов требует улучшения параметров корпусов для интегральных микросхем. Главным ограничением с точки зрения полосы пропускания устройств являются реактивности ввода/вывода. Проблема снижения реактивности решается, если микросхема используется для разварки на печатную плату с помощью шариковых выводов. В этом случае реактивность ввода/вывода минимальна. Однако такой способ применения микросхем обладает такими недостатками, как сложность, значительная дороговизна монтажа и припайки микросхемы, практическая невозможность переустановки кристалла без разрушения последнего, сложность обеспечения хорошего теплоотвода. В связи с этим улучшение параметров СВЧ-корпусов микросхем, а также минимизация затрат на их производство и монтаж имеют значительные перспективы.

Теоретические предпосылки по уменьшению индуктивности ввода/вывода сигнала. Традиционно корпуса СВЧ-микросхем выполняются из СВЧ-керамики. Ввод/вывод высокочастотных сигналов осуществляется с помощью специальных микрополосковых или копланарных линий. Существенное значение имеет хорошее заземление. Соединение контактных площадок микросхем к выводам осуществляется методами термокомпрессии или ультразвуковой разварки. Такая методика корпусирования очень дорога, особенно если используется специальная гибридная технология создания СВЧ-линий.

Использование дешевых пластмассовых безвыводных (MLF-micro frame lead, QFN- Quad flat pack no-lead) корпусов в настоящее время имеет очень широкие перспективы.

Электрическая схема ввода/вывода микросхемы содержит пассивное сопротивление (R_{W1} , R_{W2}) и индуктивность проволоочки разварки (L_{W1} , L_{W2}), последовательно с которыми подключены пассивное сопротивление (R_{L1} , R_{L2}), индуктивность (L_{L1} , L_{L2}) и емкость на земляную шину (C_{L1} , C_{L2}) собственно выводов корпуса. Вывод корпуса имеет взаимную емкость (C_{12}) и взаимную индуктивность (M_{12W} , M_{12L}) с близлежащими выводами. Следует отметить, что реактивности корпуса являются постоянными величинами и не меняются в отличие от параметров проволоочки разварки. Индуктивность и сопротивление развариваемой проволоочки зависят от ее диаметра и расстояния от кри-

сталла до вывода корпуса. Электрическая схема вывода приведена на рис.1.

Точный расчет индуктивностей и взаимных индуктивностей ввода/вывода является трудной задачей, так как такая система имеет распределенную структуру, при этом, желательно, чтобы значение импеданса ввода/вывода (для СВЧ-применений) приближалось к 50 Ом. Задача упрощается, если размеры выводов таковы, что размеры неоднородности меньше длины волны сигнала, проходящего через вывод. В этом случае систему выводов можно считать как набор компонентов с сосредоточенными параметрами и рассчитывать по следующим соотношениям [1, 2]:

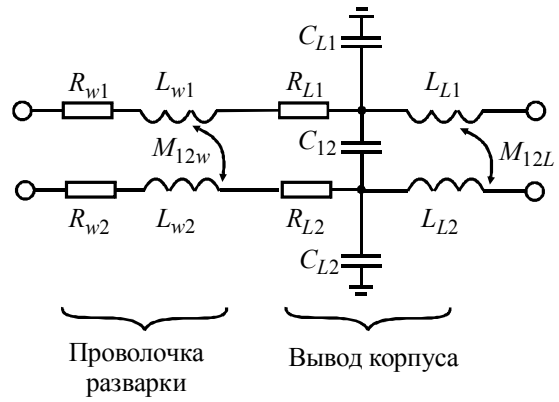


Рис.1. Электрическая схема ввода/вывода

- собственная индуктивность $L_s = 2l[\ln(2\frac{l}{r}) - 1]$, [нГн]; (1)

- взаимная индуктивность $M = 2l[\ln(\frac{2l}{d}) - 1 + \frac{d}{l}]$, [нГн]; (2)

- полная индуктивность $L = L_s \pm M$, [нГн], (3)

где l , r – соответственно длина и радиус проволоки; d – расстояние между соседними проволочками. В выражении (3) знак плюс соответствует случаю протекания токов через выводы в одном направлении, а знак минус – в противоположных направлениях.

В таблице приведены параметры пластиковых QFN-корпусов толщиной 0,85 мм с разным количеством выводов [3, 4]. Следует отметить, что при значительном выборе типоразмеров корпусов существует всего три типоразмера выводов и расстояний между ними.

Параметры QFN-корпусов

Размер корпуса, мм	Количество выводов, шт.	Длина вывода, мм	Ширина вывода, мм	Собственная емкость вывода, пФ	Собственная индуктивность вывода, нГн
3×3	4	0,55	0,33	–	0,188
3×3	8	0,55	0,3	–	0,197
3×3	16	0,4	0,23	–	0,124
5×5	20	0,55	0,3	–	0,197
5×5	32	0,4	0,23	0,29	0,124
6×6	40	0,4	0,23	0,29	0,124

Величина реактивностей ввода/вывода пропорциональна их геометрическим размерам и соответственно имеет пределы по уменьшению, определяемые возможностями монтажа на печатную плату.

Другим способом уменьшения реактивностей является компенсация индуктивности ввода за счет емкостей на входе кристалла микросхемы. Этот метод нашел широкое применение в СВЧ гибридной технологии. В качестве его недостатков следует отме-

титель компенсацию неоднородностей только для узкой полосы частот, а также использование дополнительных компонентов.

Проведено моделирование амплитудно-частотной характеристики эквивалентной схемы (см. рис.1) для 32-выводного корпуса с согласованным 50-омным входом/выходом. Полоса пропускания (без учета взаимной индуктивности) при индуктивности ввода 1 нГн (соответствует проволочке длиной 1 мм и радиусом 40 мкм) не превышает 4,8 ГГц. При длине проволочки меньше 0,5 мм основное влияние на полосу пропускания оказывают реактивности корпуса. Некоторое снижение индуктивности можно достичь либо увеличением диаметра развариваемой проволочки (рис.2), либо путем параллельно разваренных проволочек на одни контакты. Данные технические приемы не всегда технологически возможны. Следует отметить, что при параллельной разварке, например, двух проволочек за счет влияния взаимной индуктивности полная индуктивность не уменьшится в два раза.

Для уменьшения индуктивности ввода/вывода целесообразно использовать дифференциальный способ приема и снятия сигналов. В этом случае, как следует из соотношения (3), полная индуктивность ввода/вывода будет меньше на величину взаимной индуктивности. Это проиллюстрировано с помощью графиков (рис.3), из которых видно, что полная индуктивность ввода/вывода в 1,7 раза меньше собственной при длине проволочки 1 мм.

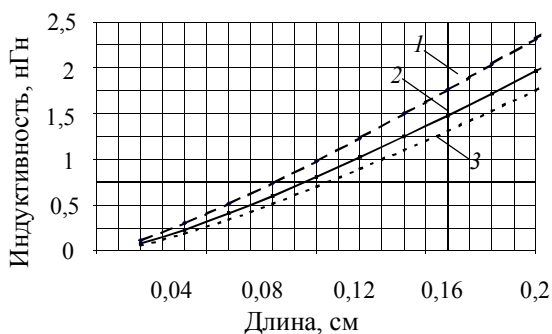


Рис.2. Зависимость индуктивности развариваемой проволочки от ее длины для различных радиусов: 1 – 20 мкм; 2 – 40 мкм; 3 – 60 мкм

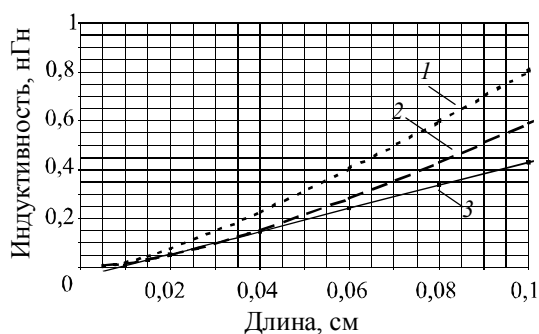


Рис.3. Индуктивность проволочки для разварки при дифференциальном вводе сигнала: 1 – собственная; 2 – взаимная; 3 – полная

Экспериментальные результаты. Экспериментальная проверка влияния взаимной индуктивности проводилась с помощью рефлектометрии. Метод измерений основан на отражении тестового перепада напряжения от неоднородности вывода корпуса. Это позволяет оценивать малые индуктивности с учетом взаимоиндукции на сверхвысоких частотах. Все результаты получены с помощью осциллографа Hewlett Packard 54750A, оснащенного блоком рефлектометра HP 54753.

Рефлектограммы отражений от проволочки разварки с длиной 4 мм и диаметром 100 мкм показаны на рис.4.

Анализ результатов показывает, что параллельная разварка двух проволочек, расстояние между которыми существенно больше диаметра, уменьшает отраженный сигнал на 31%. При параллельной разварке для дистанции между проволочками 100 мкм и 4 мм разница сигналов составляет 27%. Таким образом, при дифференциальном вводе сигнала полная индуктивность должна также уменьшиться на 27%.

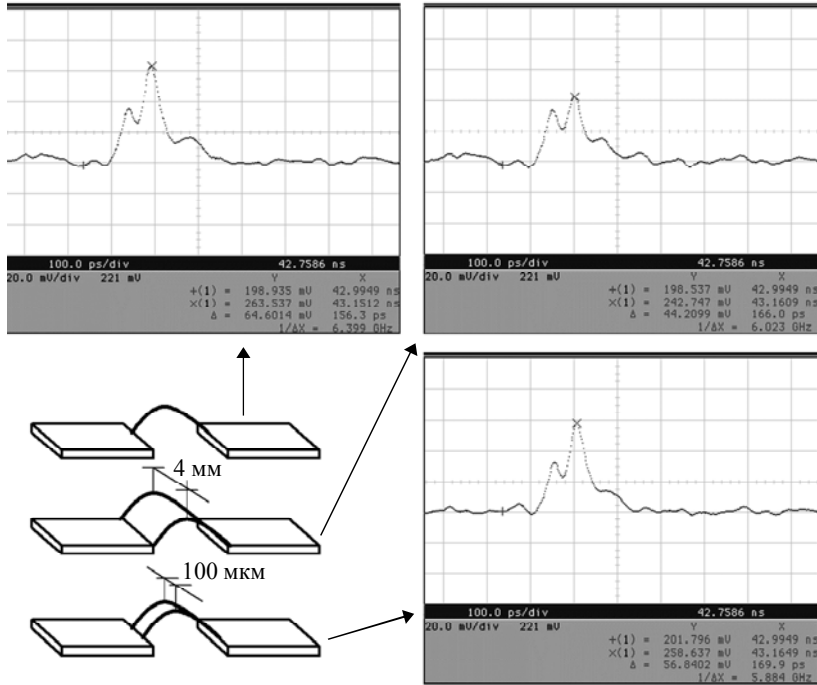


Рис.4. Рефлектограммы отражений от проволочки длиной 4 мм и диаметром 100 мкм

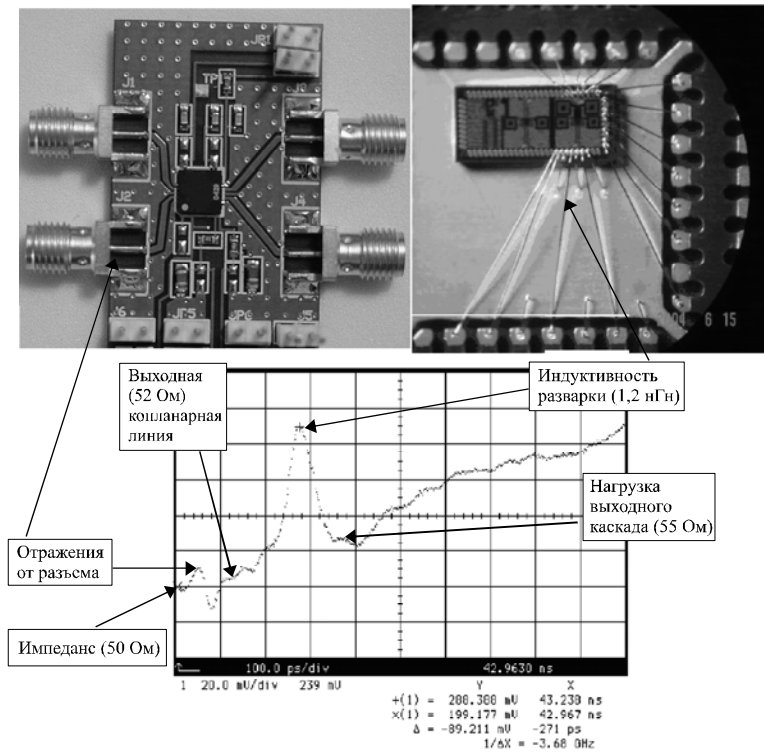


Рис.5. Рефлектограмма, поясняющая отражения от неоднородностей платы и корпуса

Рефлектограммы отраженного сигнала от неоднородностей корпуса QFN-32 с проволокой длиной 1,5 мм и радиусом 40 мкм, а также печатная плата и фотография корпуса, поясняющая отраженные сигналы, показаны на рис.5.

С использованием рефлектограммы отражений рассчитывается выходная индуктивность, равная 1,2 нГн, что хорошо согласуется с аналитическим результатом. В случае дифференциального вывода сигнала индуктивность уменьшается до 0,88 нГн.

Пластмассовые QFN безвыводные корпуса имеют хорошие перспективы по использованию в СВЧ-аппаратуре. Они относительно дешевы и обладают минимальными собственными паразитными реактивностями ввода/вывода.

Применение дифференциального ввода/вывода позволяет снизить потери на отражениях сигнала и уменьшить полную индуктивность на 27–30% за счет взаимной индукции. Дополнительно снизить индуктивность можно, применяя параллельную разварку, а также увеличивая диаметр развариваемых проволок.

Оценки показывают, что существует реальная возможность снижения индуктивности ввода/вывода до 60% по сравнению с одной проволокой.

Литература

1. *Ред Э.* Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50-омная техника: Пер. с нем. С. Н.Шибанова / *Под ред. Ю.А.Лурье.* – М.: Мир, 1990. – 256 с.
2. Bond wire Modeling standard EIA/JESD59 Electronic Industries Association. – June. – 1997. – <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/standards.jsp>.
3. Motorola Application note AN1902/D Rev.2, 03/2002 Quad Flat Pack No-lead (QFN). – http://www.freescale.com/files/analog/doc/app_note/AN1902.pdf.
4. JEDEC solid state outline for thermally enhanced plastic very thin and very very thin fine pitch quad flat no lead package, MO-220 // Rev.A. – January. – 2000: <http://www.jedec.org/Home/newsletter/sstn0101.pdf>.

Тимошенко Валерий Петрович – кандидат технических наук, докторант кафедры интегральной электроники и микросистем МИЭТ. *Область научных интересов:* проектирование СВЧ интегральных ИМС, телекоммуникация, СВЧ-радиосвязь.

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.382.2

Численный расчет вероятности включения микроплазмы в $p-n$ -переходе

В.К.Ионычев, А.Н.Ребров

Мордовский государственный университет

Анализируется влияние глубоких центров на статистическую задержку пробоя микроплазмы в $p-n$ -переходе. Проведен численный расчет вероятности включения микроплазмы в фосфидгаллиевых $p-n$ -переходах в случае эмиссии носителей заряда через простой двухзарядный генерационно-рекомбинационный центр и с многозарядной ловушки. Показано, что изменение зарядового состояния глубоких центров частичным снижением обратного напряжения на $p-n$ -переходе может приводить к особенностям распределения статистической задержки пробоя микроплазмы по длительности.

Лавинный пробой реальных $p-n$ -переходов локализован и носит микроплазменный характер [1]. Микроплазмы (МП), как правило, локализуются в местах скопления различного рода структурных дефектов и примесей. Микроплазменные каналы имеют диаметры порядка ширины области объемного заряда $p-n$ -перехода при напряжении пробоя. Малые размеры микроплазменных каналов приводят к статистической задержке лавинного пробоя, на которую большое влияние могут оказывать глубокие центры (ГЦ), находящиеся в этих каналах. Если концентрация ГЦ в микроплазменных каналах мала (много меньше концентрации легирующей примеси), то эмиссия носителей заряда с ГЦ влияет на статистическую задержку пробоя [2]. При большой концентрации ГЦ, когда при их перезарядке заметно изменяется напряженность электрического поля в $p-n$ -переходе, появляется релаксационная задержка пробоя [3]. Практическое использование этих эффектов для исследования ГЦ возможно только на основе достаточно точной количественной теории.

В данной работе рассматривается влияние ГЦ на статистическую задержку пробоя при их заполнении снижением обратного напряжения на $p-n$ -переходе. Проведен расчет вероятности включения микроплазмы в $p-n$ -переходе с участием глубоких центров.

Вероятность включения микроплазмы при эмиссии носителей заряда через простые двухзарядные глубокие центры. Ранее [2] было получено выражение для функции распределения задержки пробоя по длительности (вероятность того, что в течение времени t после приложения пробивного напряжения микроплазма не включится), которое имеет вид

$$1 - P_M = \exp \left\{ -S_M N_t \left[\frac{e_n e_p}{e_n + e_p} t \int_{-L_p}^{L_n} (P_n(x) + P_p(x)) dx + \frac{e_n^2}{(e_n + e_p)^2} \left(\int_{L_m}^{L_n} P_n(x) dx - \frac{e_p}{e_n} \int_{L_m}^{L_n} P_p(x) dx \right) \left(1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right) \right) \right] \right\}, \quad (1)$$

где P_M – вероятность включения микроплазмы за время t после подачи пробивного напряжения; S_M – сечение микроплазменного канала; N_t – концентрация ГЦ; e_n, e_p – коэффициенты эмиссии электронов и дырок с ГЦ; $L_n, -L_p$ – границы ОПЗ со стороны n - и p -области; $P_n(x), P_p(x)$ – вероятности запуска лавины электроном и дыркой; L_m – граница ОПЗ со стороны n -базы при напряжении заполнения глубоких центров V_m , $\tau = (e_p + e_n)^{-1}$. В полулогарифмической системе координат выражение $1 - P_M$ состоит из линейной и нелинейной частей:

$$\ln(1 - P_{M0}) = -S_M N_t \frac{e_n e_p}{e_n + e_p} \left[\int_{-L_p}^{L_n} (P_n(x) + P_p(x)) dx \right] t, \quad (2)$$

$$\ln(1 - P_{Mt}) = -S_M N_t \frac{e_n^2}{(e_n + e_p)^2} \left[\int_{L_m}^{L_n} P_n(x) dx - \frac{e_p}{e_n} \int_{L_m}^{L_n} P_p(x) dx \right] \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right) \right]. \quad (3)$$

Линейный член (2) отражает термогенерационный механизм запуска лавины через рассматриваемый глубокий уровень, нелинейный член (3) – запуск лавины, обеспечиваемый реэмиссией носителей с ГЦ. Для чисто электронной ловушки ($e_p = 0$) линейное слагаемое равно нулю и функция распределения задержки пробоя имеет вид

$$1 - P_{Mt} = \exp \left[A \left(1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right) \right) \right], \quad (4)$$

$$A = -S_M N_t \int_{L_m}^{L_n} P_n(x) dx, \quad \tau = e_n^{-1}. \quad (5)$$

В этом случае A всегда отрицательно, что соответствует уменьшению статистической задержки пробоя. При $e_p \neq 0$ линейное слагаемое можно исключить из рассмотрения, если измерить функцию распределения без заполнения глубоких центров. В этом случае при малых перенапряжениях $L_m \approx L_n$ и согласно (1) измеряется функция $1 - P_{M0}$. Таким образом, задачу можно свести к анализу функции $1 - P_{Mt}$, содержащей основную информацию о влиянии ГЦ на задержку пробоя, и которая так же имеет вид (4). Как следует из (3), в этом случае A может иметь как отрицательный, так и положительный знак. Последнее означает, что заполнение ГЦ основными носителями заряда увеличивает статистическую задержку пробоя микроплазмы.

В реальных p - n -переходах наряду с эмиссией носителей заряда с ГЦ имеются и другие механизмы, поставляющие носители для запуска лавины. В этом случае правая часть выражения (1) в показателе экспоненты должна быть дополнена еще одним, чаще всего линейным слагаемым. Его вклад также можно учесть при измерении функции распределения задержки пробоя без заполнения ГЦ (фоновый запуск). Выражение (3) содержит всю основную информацию о ГЦ в микроплазменном канале, и, как уже отмечалось, изменение зарядового состояния ГЦ может приводить как к увеличению, так и к уменьшению вероятности включения МП. Это зависит от знака параметра A , в общем случае имеющего вид

$$A = -\frac{M}{L_M} \frac{e_n^2}{(e_n + e_p)^2} \left(\int_{L_m}^{L_n} P_n(x) dx - \frac{e_p}{e_n} \int_{L_m}^{L_n} P_p(x) dx \right), \quad (6)$$

где $M = N_p S_M L_M$ – число ГЦ в микроплазменном канале.

Зависимость величины и знака параметра A от размеров области МП-канала, занятой заполненными ГЦ, поясняется на рис.1, где схематически показано распределение электрического поля в p^+n -переходе (рис.1,а) и эмиссионные свойства ГЦ в пределах ОПЗ p - n -перехода. В стационарном состоянии ГЦ эмитируют электроны и дырки в равной степени (рис.1,б). В нашем примере электроны покидают ОПЗ, проходя через область с относительно невысоким полем, следовательно, вероятность запуска лавины электроном мала. Дырки же, напротив, пролетают через область высоких полей и имеют высокую вероятность запуска лавины. Если в некоторой области от L_m до L_n ГЦ заполнить электронами (рис.1,в), то в течение последующего времени релаксации интенсивность эмиссии электронов в этой области возрастет, а интенсивность эмиссии дырок снизится. В результате произойдет уменьшение вероятности пробоя, обусловленное изменением относительных вероятностей запуска лавины соответствующими носителями. Для того чтобы вероятность пробоя возросла, необходимо, чтобы выполнялись условия: либо $e_n \gg e_p$ для p^+n -перехода, либо $e_p \gg e_n$ для n^+p -перехода.

Численный расчет функции распределения задержки пробоя МП проведен для плавного фосфидгаллиевого p - n -перехода с градиентом концентрации $4 \cdot 10^{22} \text{ см}^{-4}$ и $M = 100$. На рис.2 показано изменение параметра A с ростом ширины области заполнения ГЦ в канале МП. При расчетах использовались коэффициенты ионизации из работы [4]. Расчетное напряжение пробоя V_M анализируемой структуры GaP при $T = 300 \text{ К}$ составляло 17,8 В, диаметр микроплазменного канала 0,5 мкм, длина микроплазменного канала 0,31 мкм. Как видно из рисунка, при равных коэффициентах ионизации электронов и дырок (в GaP $\alpha_n = \alpha_p$) в плавном переходе увеличение статистической задержки пробоя наблюдать труднее, чем ее уменьшение.

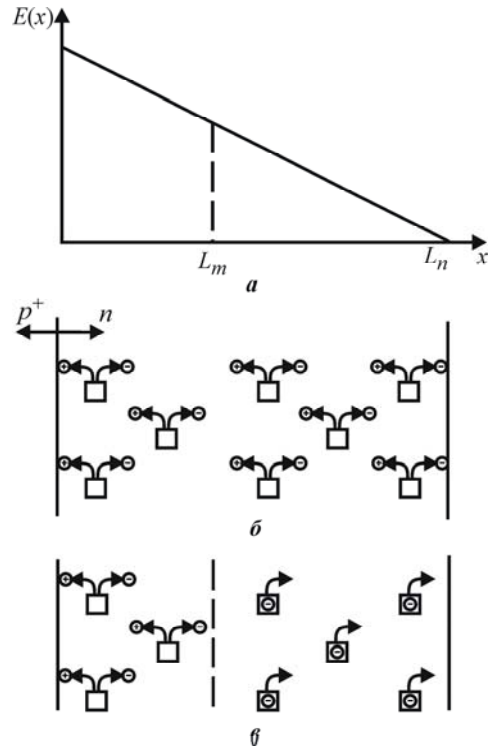


Рис.1. Распределение электрического поля в p^+n -переходе (а), состояние ГЦ до заполнения электронами (б) и после (в)

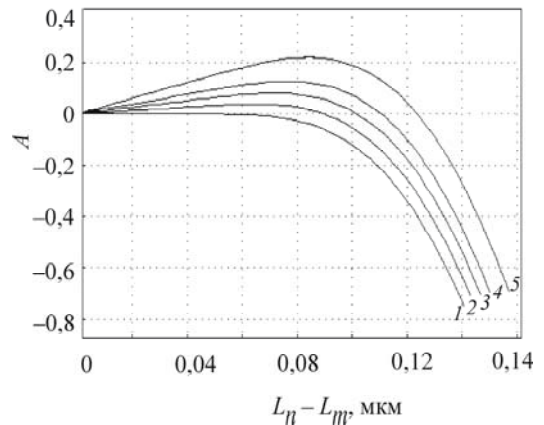


Рис.2. Зависимости параметра A от ширины области заполнения. Градиент концентрации $4 \cdot 10^{22} \text{ см}^{-4}$, $T = 300 \text{ К}$, $V_M = 17,80 \text{ В}$, $V - V_M = 0,7 \text{ В}$. e_p/e_n : 1 – $\leq 10^{-3}$; 2 – 10^{-2} ; 3 – $2 \cdot 10^{-2}$; 4 – $3 \cdot 10^{-2}$; 5 – $5 \cdot 10^{-2}$

Когда коэффициенты эмиссии электронов и дырок сильно различаются $\left(\frac{e_p}{e_n} \leq 10^{-3}\right)$, величина A всегда отрицательна при любой степени заполнения ОПЗ, что соответствует уменьшению статистической задержки пробоя или увеличению вероятности включения МП. И только когда e_p и e_n сближаются $\left(\frac{e_p}{e_n} > 10^{-3}\right)$, имеется область, где $A > 0$ и статистическая задержка пробоя увеличивается, причем наблюдается экстремум величины A , соответствующий определенной ширине области заполнения ГЦ. При заполнении глубоких центров вблизи края области пространственного заряда $A > 0$, но по абсолютной величине значение параметра A очень мало. Это затрудняет выделение величины A из общей функции распределения задержки пробоя. При полном заполнении ГЦ в ОПЗ со стороны n -базы при всех разумных соотношениях e_n и e_p $A < 0$, так как реэмиссия электронов с ГЦ происходит уже в сильном поле и они способны с большой вероятностью запускать лавину. Несколько благоприятнее ситуация в резких асимметричных p - n -переходах. При прочих примерно одинаковых условиях значение A вблизи максимума в них в несколько раз больше. Еще легче наблюдать увеличение статистической задержки пробоя МП в случаях, когда коэффициенты ударной ионизации неосновных носителей больше, чем для основных (например, в кремниевых n^+ - p -переходах). Здесь заполнение ГЦ дырками приводит к временному уменьшению эмиссии электронов, вклад которых в запуск лавины существенно выше.

На рис.3,а приведены расчетные кривые функции распределения задержки пробоя МП, соответствующие формуле (1), анализируемого p - n -перехода GaP при различных соотношениях e_n и e_p . Эти кривые содержат в себе линейный и экспоненциальный члены и постоянную величину A . Из кривых, подобных рис.3,а, всегда можно определить постоянную времени релаксации заряда на глубоком центре $\tau = (e_n + e_p)^{-1}$, исключив фоновую составляющую (линейный член), измеряя кривую распределения задержек на «хвосте» при $t > 3\tau$ или измеряя функцию распределения задержки пробоя без заполнения ГЦ.

Расчетные кривые распределения задержки пробоя МП по длительности, связанные с реэмиссией носителей заряда, приведены на рис.3,б. Когда $e_n \gg e_p$, перезарядка глубокого уровня определяется лишь эмиссией электронов, которые и запускают лавину.

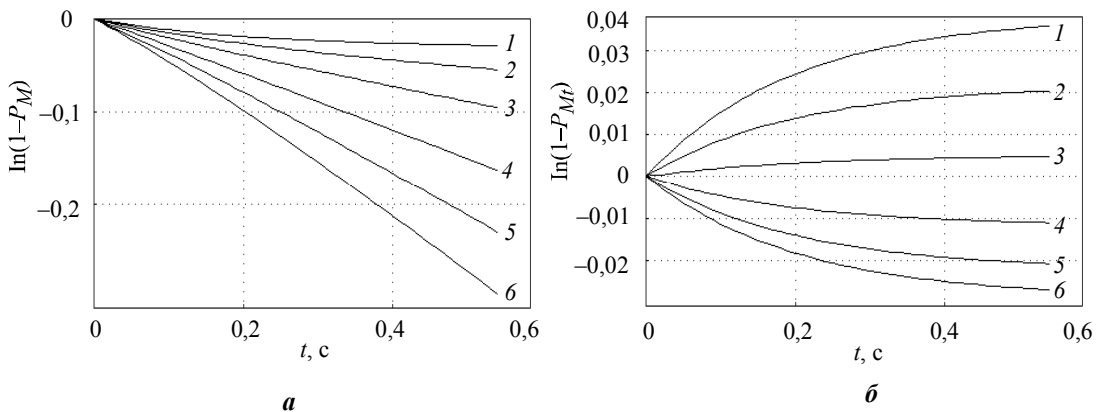


Рис.3. Расчетные кривые распределения статистической задержки пробоя микроплазмы по длительности: а – при заполнении ГЦ; б – связанные с реэмиссией носителей заряда с ГЦ. Градиент концентрации $4 \cdot 10^{22} \text{ см}^{-4}$, $T = 300 \text{ К}$, $V_M = 17,80 \text{ В}$, $V - V_M = 0,7 \text{ В}$, $V_m = 0 \text{ В}$, $N_t = 1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$.
 e_p/e_n : 1 – $\leq 10^{-3}$; 2 – $2 \cdot 10^{-3}$; 3 – $5 \cdot 10^{-3}$; 4 – 10^{-2} ; 5 – $1,5 \cdot 10^{-2}$; 6 – $2 \cdot 10^{-2}$

Функция распределения задержки пробоя изменяется во времени по экспоненциальному закону с постоянной $\tau = e_n^{-1}$, т.е. ГЦ ведет себя как ловушка захвата для основных носителей заряда.

Таким образом, несмотря на свою громоздкость, выражение (1) в реальном случае сильно упрощается. Глубокие уровни в полупроводниках расположены либо выше, либо ниже середины запрещенной зоны и обладают сильной асимметрией в скоростях эмиссии электронов и дырок, даже когда коэффициенты захвата равны или одного порядка. Для глубоких уровней, расположенных в верхней половине запрещенной зоны, как правило, $e_n \gg e_p$ и наоборот.

Вероятность включения микроплазмы при эмиссии носителей с многозарядной ловушки. Многозарядная ловушка может последовательно испускать несколько электронов либо дырок. Особенности тепловой ионизации ГЦ возникают в случае, когда два близко расположенных уровня принадлежат двум различным зарядовым состояниям одного и того же центра. Эти особенности возникают из-за того, что концентрация центров в определенных зарядовых состояниях перераспределяется между двумя состояниями в процессе ионизации. Конкретный центр может быть в одном зарядовом состоянии. Электроны и дырки эмитируют с центра последовательно, поэтому могут возникать ситуации, когда эмиссия с одного зарядового состояния ограничивает эмиссию с другого [5].

Если ГЦ имеет два энергетических уровня в запрещенной зоне, то он может находиться в трех зарядовых состояниях. Изменение числа центров в данном зарядовом состоянии возможно в результате: захвата электрона либо дырки на центр; эмиссии электрона или дырки с центра. Для центра, оказавшегося в ОПЗ, первые два процесса исключаются. Существенную роль играет один из процессов эмиссии, вследствие которого центр последовательно переходит из первого состояния во второе, а затем в третье. При этом поступательно уменьшается число носителей заряда на центре. Схема таких переходов показана на рис.4.

Рассмотрим для определенности полупроводник n -типа. В качестве начальных условий выберем полное заполнение центров носителями заряда ($N_{20} = N_t$). Все центры захватили по два электрона. При некоторой температуре, достаточной для перехода электронов с уровней в зону проводимости, концентрация центров в различных зарядовых состояниях будет изменяться.

Эмиссия электрона с уровня, соответствующего состоянию N_2 , в зону проводимости переводит центр в состояние N_1 . Вероятность этого процесса определяется скоростью термической эмиссии e_{n2} . Только после этого возможна эмиссия электрона из состояния N_1 в зону проводимости, вероятность которого e_{n1} . Следовательно, изменение концентрации центров в состоянии N_2 происходит за счет одного процесса, а в N_1 – за счет двух процессов, что описывается системой кинетических уравнений:

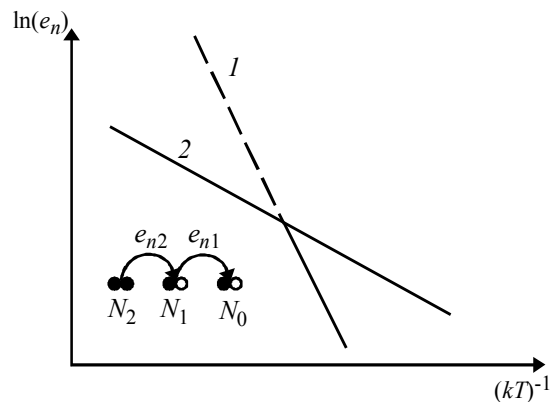


Рис.4. Схема термических переходов и зависимость скорости термической эмиссии с двухуровневого центра от температуры: 1 – e_{n1} ; 2 – e_{n2}

$$\frac{dN_2}{dt} = -e_{n2}N_2, \quad \frac{dN_1}{dt} = -e_{n1}N_1 + e_{n2}N_2 \quad (7)$$

с начальными условиями $N_2(0) = N_t$, $N_1(0) = 0$. При этом в процессе перезарядки центра выполняется условие $N_2(t) + N_1(t) + N_0(t) = N_t$. Решение системы уравнений (7) имеет вид

$$N_1(t) = \frac{e_{n2}N_t}{e_{n2} - e_{n1}} [\exp(-e_{n1}t) - \exp(-e_{n2}t)], \quad (8)$$

$$N_2(t) = N_t \exp(-e_{n2}t). \quad (9)$$

Скорости эмиссии электронов из зарядовых состояний N_2 и N_1 будут определяться как

$$G_1(t) = e_{n1}N_1(t), \quad G_2(t) = e_{n2}N_2(t).$$

При заполнении ловушек в области от L_m до L_n (см. рис.1,а) для функции распределения задержки пробоя МП по длительности, обусловленной реэмиссией носителей с двухуровневой ловушки, получим выражение

$$1 - P_{Mt} = \exp \left\{ A \left[\frac{e_{n2}}{e_{n2} - e_{n1}} \exp(-e_{n1}t) + \frac{e_{n2} - 2e_{n1}}{e_{n2} - e_{n1}} \exp(-e_{n2}t) - 2 \right] \right\}, \quad (10)$$

где $A = S_M N_t \int_{L_m}^{L_n} P_n(x) dx$ совпадает с подобным выражением (5) при эмиссии носителей с простой двухзарядной ловушки.

Здесь использовано выражение [1]

$$1 - P_{Mt}(t) = \exp \left[- \int_{L_m}^{L_n} P_{01}(t) dt \right],$$

где $P_{01}(t) = S_M \int_{L_m}^{L_n} (G_1(t) + G_2(t)) P_n(x) dx$ – вероятность перехода микроплазменного канала из состояния «выключено» в состояние «включено» в единицу времени.

Для анализа выражение (10) удобно представить в полулогарифмической системе координат в виде

$$\varphi(t) = \ln(1 - P_{Mt}) = \varphi_1(t) + \varphi_2(t),$$

где $\varphi_1(t) = A \left[\frac{e_{n2}}{e_{n2} - e_{n1}} \exp(-e_{n1}t) - 1 \right]$, $\varphi_2(t) = A \left[\frac{e_{n2} - 2e_{n1}}{e_{n2} - e_{n1}} \exp(-e_{n2}t) - 1 \right]$.

Величина $\exp(-A)$ есть вероятность того, что по истечении времени, когда установится стационарное состояние ловушки, после подачи прямоугольного импульса перенапряжения микроплазма не включится. Теоретически это время равно бесконечности.

На рис.5 приведены результаты расчетов функции $\varphi(t)$, $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ при различных соотношениях e_{n1} и e_{n2} . Для удобства расчетов величина A принята равной 1. В диапазоне температур, когда e_{n1} и e_{n2} равны или близки друг другу, разделить два процесса перезарядки двухуровневого центра из функции распределения статистической задержки пробоя не представляется возможным (рис.5,а,б), тем более, если экспериментальная кривая $\varphi(t)$ не достигает насыщения – величины $2A$. Будет обнаружен только один уровень, но с неверным значением концентрации. Чтобы отдельно определить вероятности ионизации обоих зарядовых состояний, необходимо экспериментально осуществить различные начальные заполнения этих состояний. Если скорости эмиссии с уровней сильно различаются, во всяком случае, более чем в несколько раз, то разделить эти два процесса можно путем аппроксимации кривой $\varphi(t)$ суммой экспонент и констант. В случае $e_{n1} \gg e_{n2}$ эмиссия электронов с зарядового состояния N_2 сильно лимитирует процесс эмиссии с зарядового состояния N_1 и функция распределения задержки пробоя $\varphi(t)$ имеет характерный выпуклый начальный участок (рис.5,в). Когда e_{n1} превышает e_{n2} более чем в десятки раз, $\varphi_1 \approx A$ и перезарядка ловушки практически определяется скоростью эмиссии носителей e_{n2} из зарядового состояния N_2 , но с удвоенной концентрацией центров, т.е. с уровня соответствующего зарядовому состоянию N_1 электроны эмитируют почти мгновенно вслед за электронами из состояния N_2 . При $e_{n2} \gg e_{n1}$ функция распределения $\varphi(t)$ имеет такой же вид (рис.5,г), что и в случае эмиссии основных носителей с уровней, принадлежащих двум различным по природе центрам. Разделить эти два уровня большого труда не представляет, а идентифицировать уровни можно лишь по концентрации центров.

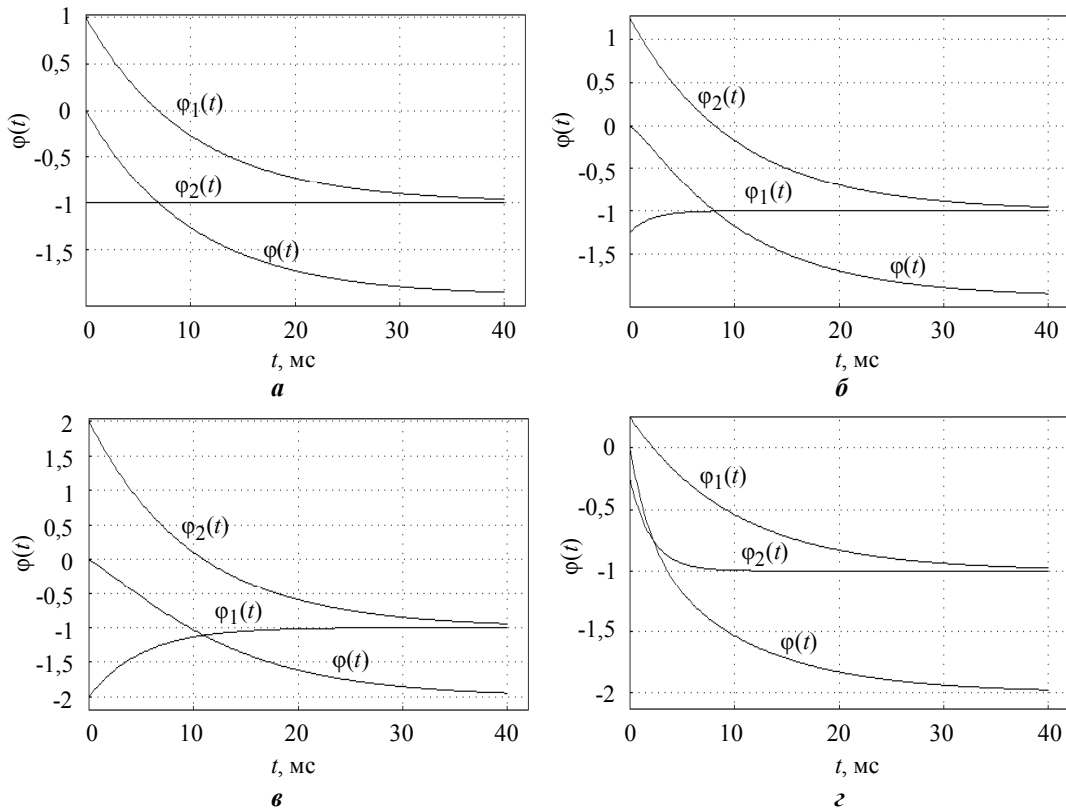


Рис.5. Функции распределения задержки пробоя микроплазмы при эмиссии электронов с двухуровневой ловушки. e_{n1}/e_{n2} : а – 0,5; б – 2; в – 5; г – 0,2

В результате работы проведен численный расчет вероятности включения МП в фосфидгаллиевом p - n -переходе при заполнении ГЦ частичным снижением обратного напряжения. Расчеты показывают, что если коэффициенты эмиссии электронов и дырок различаются более чем на три порядка величины, статистическая задержка пробоя всегда уменьшается независимо от степени и ширины области заполнения ГЦ в ОПЗ p - n -перехода. Глубокие центры будут являться ловушками захвата для основных носителей заряда и реэмиссия носителей с них всегда приводит к увеличению вероятности включения МП. Подобные расчеты особенно важны в том случае, когда надо достоверно знать, какие носители (электроны или дырки) и в какой области пространственного заряда запускают лавину. Для экспериментаторов это необходимо при расчете концентрации ГЦ в микроплазменном канале или когда измерения вероятности включения МП используются для определения зависимости коэффициентов ударной ионизации от напряженности электрического поля.

В работе также получено математическое выражение и проведены расчеты вероятности включения микроплазмы в случае эмиссии носителей заряда с двухуровневой ловушки. Показаны характерные особенности в распределении статистической задержки пробоя МП по длительности, когда два близко расположенных уровня принадлежат двум различным зарядовым состояниям одного и того же центра.

Литература

1. **Грехов И.В., Серезжин Ю.Н.** Лавинный пробой p - n -перехода в полупроводниках. – Л.: Энергия, 1980. – 152 с.
2. **Булярский С.В., Серезжин Ю.Н., Ионычев В.К.** Статистическая задержка пробоя микроплазмы в фосфидгаллиевых p - n -переходах // ФТП. – 1999. – Т. 33, вып. 11. – С. 1345–1349.
3. **Булярский С.В., Серезжин Ю.Н., Ионычев В.К.** Определение параметров глубоких уровней по релаксационной задержке пробоя p - n -перехода // ФТП. – 1999. – Т. 33, вып. 4. – С. 494–497.
4. **Logan R.A., White H.G.** Charge multiplication in GaP p - n -junctions // J. Appl. Phys. – 1965. – Vol. 36. – P. 3945–3946.
5. **Булярский С.В., Грушко Н.С.** Генерационно-рекомбинационные процессы в активных элементах. – М: Изд-во Моск. ун-та, 1995. – 399 с.

Ионычев Валерий Константинович – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры микроэлектроники Мордовского государственного университета. *Область научных интересов:* физические процессы в полупроводниковых приборах, физика лавинного пробоя, методы исследования глубоких центров в p - n -переходах.

Ребров Александр Николаевич – аспирант кафедры микроэлектроники Мордовского государственного университета. *Область научных интересов:* физика лавинного пробоя, методы исследования глубоких центров в p - n -переходах.

Модель барьерной емкости диода с короткой базой

В.Н.Бирюков

Таганрогский государственный радиотехнический университет

Предложена SPICE-совместимая модель нелинейной емкости с изломом вольт-фарадной характеристики. Рассчитан амплитудный спектр тока реальной барьерной емкости и ее модели. Показана возможность исключения из спектра 4-й или более высоких гармоник.

Точность расчета реактивного множителя частоты определяется в основном точностью моделирования его основного элемента – нелинейной емкости обратносмещенного полупроводникового диода. Даже для расчета малосигнальных цепей точность моделирования вольт-фарадной характеристики (ВФХ) может оказаться недостаточной [1, 2]. Расчет спектральных преобразований требует точности моделирования не только ВФХ, но и ее производных. Поэтому для расчета множителей частоты, использующих диоды с эффектом смыкания перехода [3] с изломом ВФХ, известные аналитические модели барьерной емкости оказываются зачастую совершенно непригодными и на практике используется кусочно-заданная (региональная) модель в виде:

$$C_B(u) = \begin{cases} C_B[(U_B - \phi_1)/(u - \phi_1)]^{M_1}, & u < U_B, \\ C_B[(U_B - \phi_2)/(u - \phi_2)]^{M_2}, & u \geq U_B. \end{cases} \quad (1)$$

Все производные $C_B(u)$ модели (1) терпят разрыв в точке $u = U_B$, поэтому модель не может использоваться в автоматизированном анализе цепей [4]. Представляет интерес синтез новой модели, являющейся, с одной стороны, аналитической (C_∞ -непрерывной), а с другой – сохраняющей малое число параметров и допускающей достаточно простую их идентификацию.

В настоящей работе рассматриваются вопросы синтеза модели барьерной емкости, совместимой с моделями, используемыми в автоматизированном анализе электронных цепей, вопросы идентификации параметров модели. Приводятся результаты расчета амплитудного спектра тока нелинейной емкости при гармоническом воздействии.

Простейшая модель ВФХ с изломом. Для того чтобы поставить задачу в наиболее общем виде, следует получить оценку амплитудного спектра, пригодную для качественного анализа. Экспериментальную вольт-фарадную характеристику барьерной емкости диода (рис.1) в простейшем случае можно аппроксимировать выражением

$$C_B = \begin{cases} 0, & \text{при } u \leq U_B; \\ au, & \text{при } u > U_B, \end{cases} \quad (2)$$

где $a = \text{const} > 0$. Выбранная аппроксимация позволяет, используя разработанную А.И.Бергом методику [5], выразить соотношения между амплитудами гармоник как функцию только одной переменной – угла отсечки ϑ , определяемого для воздействия $u = U_0 + U_m \cos \omega t$ в виде $\vartheta = \arccos[(U_B - U_0)/U_m]$. Рассчитанные численно графики

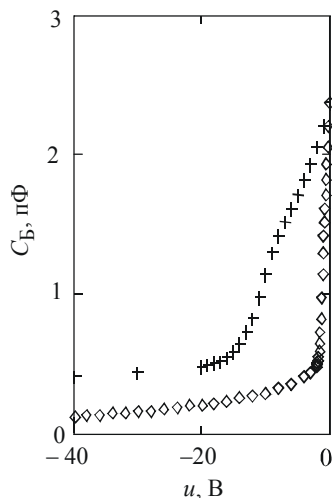


Рис.1. Вольт-фарадная характеристика коллекторного перехода транзистора КТ 3112: \diamond – эксперимент; + – начальный участок той же характеристики при увеличении масштаба по оси абсцисс в 10 раз (паразитная линейная емкость исключена)

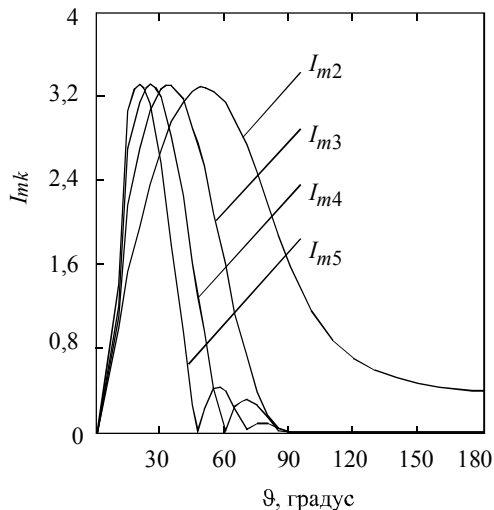


Рис.2. Зависимость амплитуд высших гармоник нелинейной емкости с ВФХ вида (2) от угла отсечки

$I_{mk}(\vartheta)$ (рис.2) позволяют сделать ряд выводов. Во-первых, максимальные амплитуды высших гармоник не зависят от их номера (если, как это принято в расчете, пренебречь ростом потерь с частотой). Во-вторых, начиная с четвертой гармоники, зависимости $I_{mk}(\vartheta)$ в некоторых точках равны нулю, что позволяет получить спектр тока, не содержащий некоторых паразитных гармоник. В третьих, для получения малых углов отсечки пологий участок ВФХ должен быть существенно, примерно на порядок, протяженнее крутого участка, что важно для оценки необходимого интервала аппроксимации ВФХ в рассматриваемой задаче.

Модель барьерной емкости диода со смыканием перехода. К моделям полупроводниковых приборов, предназначенных для автоматизированного анализа цепей, предъявляется ряд требований [6]. Требование «физичности» модели (использование в качестве ее параметров геометрических размеров базы прибора и параметров полупроводника) в данном случае не может быть выполнено, так как оно противоречит требованию к «компактности» модели (использование для ее математического описания выражений только в явном виде). В подобных случаях применяют полуэмпирические (полуфизические) модели, имеющие кроме физических малое число формальных параметров.

Стандартная модель барьерной емкости, используемая во многих SPICE-подобных симуляторах, имеет вид:

$$C_B(u) = C_0 (1 - u/\phi)^{-M}, \quad (3)$$

где C_0 – емкость при отсутствии смещения; ϕ и M – константы, определяемые, как и в (1), технологией изготовления прибора [7]. Для того чтобы ВФХ имела излом, введем в правую часть (3) множителем функции смещения, близкую к единице при $u < U_B$ и линейно растущую при $u > U_B$:

$$C_B(u) = C_0 (1 - u/\phi)^{-M} \{1 + (a/2)(u - U_B) + [U_\varepsilon^2 + (a/2)^2 (u - U_B)^2]^{1/2}\}, \quad (4)$$

где U_ε – малая константа, характеризующая протяженность промежуточного участка между пологим и крутым участками ВФХ; a – новый параметр. При $u < U_B$ модели (1), (3) и (4) совпадают. Модель (4), объединяющая свойства моделей (1) и (2), позволяет весьма точно аппроксимировать пологий участок ВФХ, что важно при малых углах отсечки. Отметим, что число параметров модели (4) на единицу меньше, чем число параметров модели (1).

Идентификация параметров модели. Общепринятым способом определения параметров моделей полупроводниковых приборов является метод наименьших квадратов, заключающийся в минимизации функционала

$$S(C_0, M, \phi, u) = \sum_{i=1}^N [(C(u_i) / C_i) - 1]^2 = \sum_{i=1}^N \delta_i^2, \quad (5)$$

где $\{C_i, u_i\}$, $i = 1, 2, \dots, N$ – заданная в виде таблицы ВФХ.

Применение стандартных программ компьютерной математики не всегда приводит к удовлетворительным результатам вследствие высокой жесткости моделей (1) и (4). Перебор встроенных методов оптимизации, их опций и начальных условий спуска позволяет получить в лучшем случае не более двух-трех точных значащих цифр параметров модели. Для получения более высокой точности (или, что не менее важно, оценки достигнутой точности), необходимой, например, для расчета балансных цепей, используется метод случайного спуска. Поскольку указанный метод сходится наиболее медленно, то целесообразно применять его именно для уточнения результатов, полученных более быстрыми методами (например, квазиньютоновским).

Повышение достигнутой быстрым методом точности возможно и без изменения метода спуска. Для этого можно воспользоваться редуцированием размерности задачи численной оптимизации, заменив в (4) параметр C_0 аналитическим выражением, полученным из решения линейного уравнения $\partial S / \partial C_0 = 0$. Совпадающие цифры в значениях параметров, полученных численно до и после редуцирования, можно считать точными. Отметим, что в силу высокой жесткости задачи отношение изменения параметра к изменению S в конце спуска может достигать 10^3 – 10^6 , т.е. минимум (5) следует определять с погрешностью в 10^3 – 10^6 раз меньше, чем требуемая погрешность определения параметров [8].

На точность определения минимума оказывают влияние как точность измерений, так и выбор измеряемых точек ВФХ. Уменьшение погрешности измерений снижает цифровой шум, наблюдаемый на дне овражной структуры, что существенно повышает точность численного определения производных, используемого во всех быстрых методах спуска [9]. Для того чтобы задача была хорошо обусловленной и искомые параметры слабо зависели от отдельных измерений, необходимо, чтобы при выбранных единичных весовых коэффициентах в (5) число измеренных точек ВФХ было примерно одинаково как на пологом, так и на крутом (начальном) участке характеристики.

Емкость база–коллектор транзистора складывается из нелинейной емкости p – n –перехода C_B и паразитной линейной емкости выводов C_n . При определении параметров нелинейной модели задача оптимизации становится более обусловленной (т.е. менее чувствительной к результатам измерений), если паразитную емкость исключить, определив C_n хотя бы весьма приближенно.

Анализ точности модели. Для характеристики точности моделирования обычно используется интегральная оценка – среднеквадратическая погрешность. Однако в случае большой выборки $\{C_i, u_i\}$ среднеквадратическая погрешность нередко оказывается меньше паспортной погрешности измерительных приборов, поэтому более полную информацию представляет зависимость $\delta(u_i)$ (рис.3). Полученное значение максимальной относительной погрешности – 7% может рассматриваться как оценка для максимально возможной погрешности анализа цепей при использовании модели (4), но такая погрешность может наблюдаться только в режиме малого сигнала, не характерном для работы умножителя. Для контроля точности расчета умножителя на рис.4 приведены результаты расчета программой SPICE гармоник тока, полученные как непосредственно по экспериментальной характеристике (программа SPICE позволяет использовать табличную ВФХ в безынерционной цепи), так и при помощи модели (4). Ни одна из смоделированных зависимостей $I_{m,k}(U_m)$ ни в одной точке при $U_m > |U_B|$ не имела погрешность более 5%.

В отличие от графиков, приведенных на рис.2, реальные зависимости $I_{m,k}(U_m)$ не имеют максимумов в области малых углов отсечки, так как на пологом участке реальная ВФХ изменяется, в отличие от модели (2), существенно. Однако значительное отличие крутизны реальной ВФХ на пологом и крутом участках позволяет получить практически одинаковые максимальные значения амплитуд всех высших (начиная с 3-й) гармоник. Кроме того, полностью сохраняется наличие нулей на графиках $I_{m,4}(U_m)$ и $I_{m,5}(U_m)$.

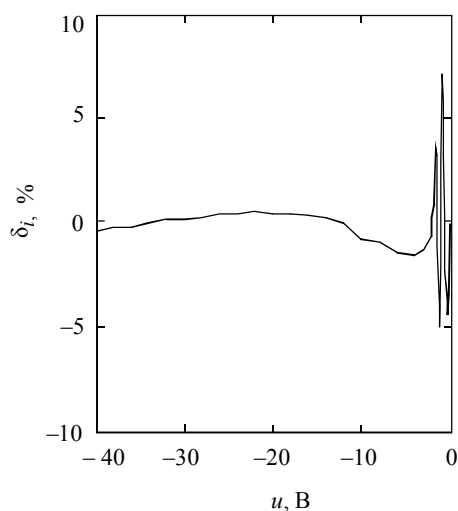


Рис.3. Относительная погрешность модели (4) в каждой точке экспериментальной ВФХ при $U_e = 1$ мВ, $C_0 = 0,5731$ пФ, $\phi = 10,317$ В, $M = 1,03$, $U_B = -1,5427$ В, $a = 2,033$ пФ/В

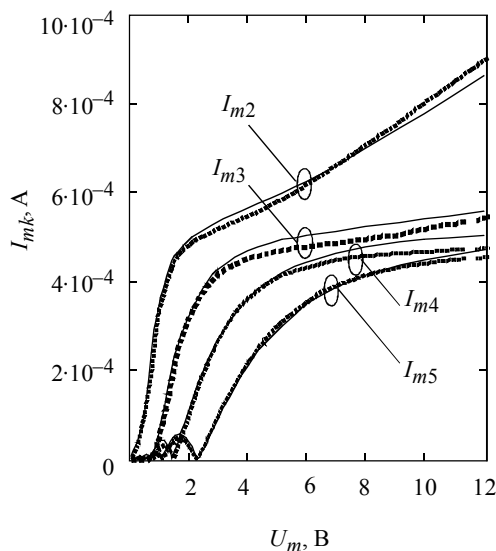


Рис.4. Результаты расчета зависимости амплитуд гармоник тока по экспериментальной ВФХ (сплошные линии) и по модели (4) (пунктир) от амплитуды напряжения при равенстве амплитуды напряжения и напряжения смещения:
 $u = U_m[-1 + \cos(2\pi 10^8)]$, В

Таким образом, представленная математическая модель получена путем умножения математической SPICE-модели барьерной емкости на аналитическую ограниченную при любом аргументе функцию. Вследствие этого, модель сохраняет все вычислительные свойства SPICE-модели, интегрируется в программу анализа при помощи подсхемы и может использоваться при моделировании не только чисто реактивных умножителей, но и в режиме умножения с прямым импульсным током диода. Параметры модели могут быть определены методом наименьших квадратов стандартными численными методами оптимизации. Экспериментальная проверка показывает, что модель позволяет рассчитать первые пять гармоник тока с погрешностью, соизмеримой с погрешностью измерений вольт-фарадной характеристики.

Проведенный анализ спектра барьерной емкости показывает, что амплитуды высших гармоник тока с ростом амплитуды напряжения растут приблизительно до одного и того же значения. Высшие гармоники, начиная с 4-й, растут при этом немонотонно, что позволяет выбрать такой режим, при котором одна из гармоник в спектре тока будет отсутствовать.

Литература

1. **Бирюков В.Н., Шурховецкий А.Н.** Идентификация параметров барьерной емкости // Изв. вузов. Электроника. – 1999. – Т. 4, № 9 – 10. – С. 77–80.
2. **Бирюков В.Н., Щebet В.В.** SPICE совместимая полуфизическая модель барьерной емкости // Радиотехника. – 2001. – № 7. – С. 93–95.
3. **Аблин А.Н., Могилевская Л.Я., Хотунцев Ю.Л.** Транзисторные и варакторные устройства. Анализ и синтез / Под ред. Ю.Л.Хотунцева. – М.: Радио и связь, 1995. – 160 с.
4. **McAndrew C.C., Bhattacharyya B.K., Wang O.A.** C_{∞} -continuous depletion capacitance model // IEEE Trans. Computed-Aided Design. – 1993. – Vol. 12, № 6. – P. 825–828.
5. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы – М.: Высшая школа, 2003. – 462 с.
6. **McAndrew C.C.** Practical modeling for circuit simulation // IEEE J. Solid-State Circuits. – Vol. 33, № 3. – P. 439–448.
7. Semiconductor Device Modeling with SPICE, ed. **P. Antognetti, G. Massobrio**. New York: McGraw-Hill Book Company, 1987.
8. **Гилл Ф., Мюррей У., Райт М.** Практическая оптимизация: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 509 с.
9. **Бирюков В.Н.** Автоматизированный анализ цепей: численные методы: Конспект лекций. Ч. 3. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2003. – 48 с.

Бирюков Вадим Николаевич – кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ радиотехники ТРТУ. *Область научных интересов:* моделирование компонентов электронных цепей, идентификация параметров моделей, численные методы анализа жестких систем.

Программное обеспечение НЧ шумовой спектроскопии глубоких уровней

С.А.Кострюков, Т.А.Холомина

Рязанская государственная радиотехническая академия

Разработана автоматическая установка для исследования спектральной плотности мощности НЧ-шума. Обсуждается выбор оптимальной весовой функции окна для математической обработки экспериментальных данных. Спектры низкочастотного шума, полученные на разработанной и созданной установке, позволили рассчитать энергию ионизации глубоких центров.

Спектроскопия НЧ-шума является одним из наиболее чувствительных релаксационных методов определения энергии ионизации ΔE_t глубоких уровней (ГУ) в барьерных структурах. При исследовании параметров ГУ методом спектроскопии НЧ-шума в барьерных структурах в качестве функции отклика применяется спектр либо температурная зависимость спектральной плотности мощности (СПМ) НЧ-шума. Для определения параметров ГУ используются максимумы температурных зависимостей СПМ или характерные частоты перегиба (изменения наклона) спектров НЧ-шума при условии $\omega_p \tau = 1$, где ω_p – круговая частота, соответствующая перегибу или максимуму; τ – время релаксации процесса [1–3].

Для описания релаксационных процессов, имеющих активационную природу, часто используется выражение вида [4, 5]

$$\tau = \tau_0 \exp\left(\frac{\Delta E_t}{kT}\right), \quad (1)$$

где τ_0 – среднее время дрейфа, обратно пропорциональное его вероятности, причем $\tau_0 \leq 2\tau_m$; ΔE_t – энергия ионизации глубокого уровня; k – постоянная Больцмана; T – температура. Второй множитель в (1) обратно пропорционален вероятности генерации носителя с глубокого (для определенности – донорного) уровня. При достаточном обратном смещении барьерного слоя (совпадении уровня Ферми с E_t) реализуется полный пролет всех активированных носителей в базу, при этом $\tau_0 = 2\tau_m$, где τ_m – максвелловское время релаксации в электронейтральной области.

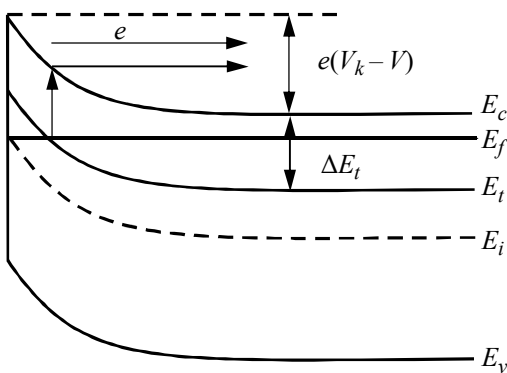


Рис.1. Зонная диаграмма барьера Шотки

Зонная диаграмма барьерной структуры (диода Шотки) приведена на рис.1. Наибольшая вероятность флуктуаций тепловой генерации носителей заряда (основных по типу базы) для области пространственного (ОПЗ) диода Шотки характерна для границы

барьерного слоя. Здесь квазиуровень Ферми совпадает с уровнями более глубоких центров по сравнению с любыми сечениями в ОПЗ. Соответственно, наблюдаются максимальные флуктуации тепловой генерации носителей с этих центров (шумовые флуктуации) (см. рис.1).

Время релаксации таких процессов в соответствии с активационно-дрейфовой моделью определяется в виде (1) при $\tau = \tau_m$. Спектральная плотность мощности НЧ-шума $S(\omega)$ как стационарного случайного процесса описывается суперпозицией ряда составляющих лоренцевой функции:

$$S(\omega) = C \int_0^d \frac{\tau}{1 + \omega^2 \tau^2} dx. \quad (2)$$

Здесь интегрирование проводится по координате x в пределах толщины ОПЗ; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота; C – некоторый коэффициент. При совпадении квазиуровня Ферми в ОПЗ с уровнем глубоких центров, при определенной температуре T наблюдается максимум СПМ НЧ-шума на частоте измерения и выполняется условие [5]

$$2\pi f_p \tau = 1, \quad (3)$$

где f_p – резонансная частота, которая может быть определена, как частота перегиба кривой спектра шума $S(\omega)$. Для определения энергии ионизации ГУ ΔE_t при известном удельном объемном сопротивлении полупроводникового материала базы диода Шотки экспериментально находится температура максимума уровня шума T_{\max} на определенной частоте f_1 . Тогда для ΔE_t имеем

$$\Delta E_t = kT \ln \left(\frac{1}{4\pi f_1 \varepsilon \varepsilon_0 \rho} \right). \quad (4)$$

Реализация такого способа определения энергии ионизации ГУ сдерживается сложностью исследовательского оборудования, от которого требуются предельная чувствительность и возможность сложной математической обработки результатов. В настоящей работе рассматриваются некоторые программные и аппаратные особенности измерения энергии ионизации ГУ методом низкочастотной шумовой спектроскопии.

Источником информации о ГУ в данном случае является шумовой сигнал, поступающий с обратносмещенного диода. Одна из главных проблем – усиление сигнала до уровня, достаточного для обработки. Иными словами, требуется усилитель с высоким коэффициентом усиления, но при этом обладающий наименьшим уровнем шума. Основной проблемой является собственный шум полупроводниковых приборов со спектром вида $1/f$, что усложняет построение усилителя постоянного тока с большим коэффициентом усиления. Как правило, в таких случаях используют усилители типа модуляция–демодуляция [6]. Но такой усилитель значительно усложнил бы схему. В нашем случае вполне достаточно двухкаскадного усилителя, нижняя частота которого ограничена R – C -фильтрами на уровне 0,1 Гц. Стабильность коэффициента усиления обеспечивается применением прецизионных резисторов в цепях обратной связи.

Входной каскад малошумящего усилителя (МШУ) построен на малошумящем операционном усилителе (ОУ) типа AD820, включенном по неинвертирующей схеме. Неинвертирующий вход подключен к нулевому потенциалу через резистор сопротивлением 10 МОм. Этот резистор параллельно с резистором, задающим смещение на образец, образуют входное сопротивление установки, равное 5 МОм. Второй каскад построен на

прецизионном усилителе AD620. Усиление второго каскада изменяется ступенчато. В целом при нижней граничной частоте 0,1 Гц усилитель имеет максимальный коэффициент усиления, равный 83000. Питание усилителя осуществляется от набора гальванических элементов для устранения помех, проникающих по цепям питания.

Применение фильтров для ограничения нижней граничной частоты приводит к увеличению времени восстановления усилителя после перегрузки. Теоретически при частоте среза 0,1 Гц время восстановления составляет 10 с. Однако многокаскадность усилителя увеличивает это время до нескольких минут. Первые эксперименты показали, что такое поведение усилителя значительно увеличивает время эксперимента, поскольку после каждого изменения входного воздействия, например изменения обратного смещения на исследуемом приборе, требуется некоторое время для восстановления линейного режима усилителя. С целью уменьшения этого временного интервала в схему усилителя были введены дополнительные ограничивающие элементы. Это позволило уменьшить время восстановления всего усилителя до 30–40 с.

Высокий коэффициент усиления требует специальных мер для обеспечения стабильности усиления. Поэтому особое внимание уделяется экранированию внешнего блока установки и измерительной ячейки. Для снижения входной емкости первый каскад малошумящего усилителя расположен рядом с предметным столиком. Вся измерительная ячейка помещена в разборный алюминиевый экран. Кроме того, пространственное разделение каскадов усилителя стабилизирует его при больших коэффициентах усиления.

Функциональная схема установки, используемой в эксперименте, представлена на рис.2. Конструктивно установка состоит из ЭВМ типа IBM PC и внешнего блока, связанных между собой через стандартный последовательный (СОМ) порт. Внешний блок содержит малошумящий усилитель, фильтр нижних частот (ФНЧ) 3-го порядка, АЦП разрядностью 10 бит, буферное ОЗУ и модуль гальванической развязки.

Сигнал, поступающий с образца, усиливается, преобразуется в цифровую форму и сохраняется в буферной памяти. Таким образом, формируется выборка исследуемого сигнала. По команде с ЭВМ выборка передается в компьютер для математической об-

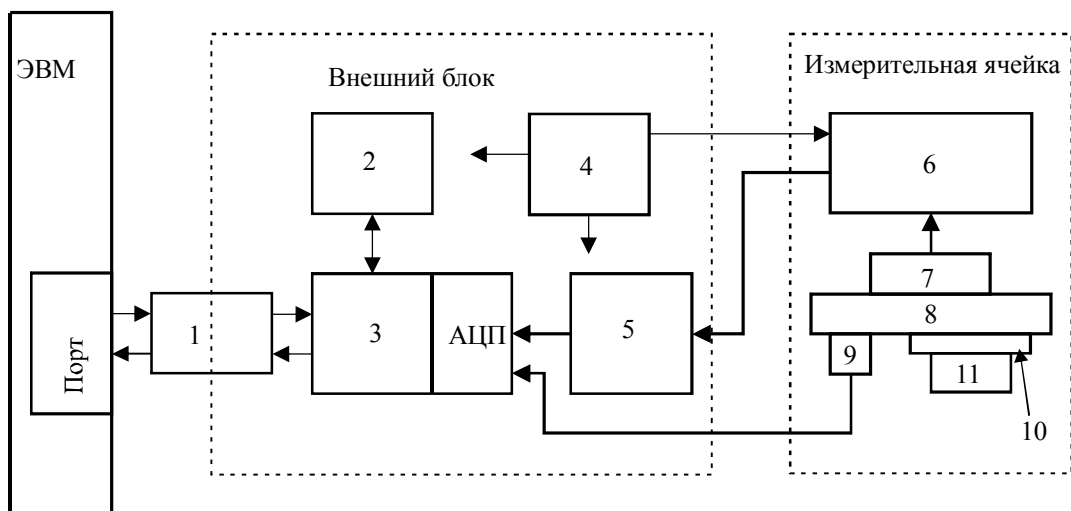


Рис.2. Функциональная схема установки: 1 – гальваническая развязка; 2 – буферная память; 3 – микроконтроллер со встроенным АЦП; 4 – источник питания (аккумуляторная батарея); 5 – усилитель с ФНЧ; 6 – предварительный малошумящий усилитель; 7 – исследуемая барьерная структура; 8 – держатель образца; 9 – датчик температуры; 10 – теплопроводящая диэлектрическая пластина; 11 – нагреватель (биполярный транзистор)

работки. Как показывает практика, процесс скоростной передачи данных в компьютер по последовательному порту порождает повышенный уровень шума. С целью устранения этих помех этап записи выборки и ее передача в ЭВМ разнесены по времени.

На основе ОЗУ внешнего блока организован кольцевой буфер, работающий по принципу, первый вошел – последний вышел. По команде от ЭВМ микроконтроллер внешнего блока начинает запись отсчетов АЦП в буфер. По другой команде работа АЦП останавливается и проводится передача последних 256 байт из буфера. Следующая команда, аналогичная предыдущей, производит только передачу следующего блока данных, так как работа АЦП уже остановлена. Так формируется необходимая длина выборки, кратная 256 байтам. Максимальная длина выборки, которую может записать внешний блок, определяется лишь емкостью установленной микросхемы ОЗУ.

Когда все данные переданы, подается команда запуска АЦП. Такой алгоритм не требует указания внешнему блоку длины выборки, а значит упрощает и ускоряет обмен между ЭВМ и внешним блоком.

После того как выборка передана в ЭВМ, проводится математическая обработка, заключающаяся в вычислении спектральной плотности мощности как фурье-преобразования от автокорреляционной функции входного сигнала [7]. Исходный текст программы, управляющей работой установки и вычисляющей СПМ, написан на языке Pascal 7.0 (отдельные фрагменты программы написаны на языке assembler).

Вычисление спектральной плотности мощности дискретизированных процессов обычно проводится с помощью процедур, использующих дискретное преобразование Фурье (ДПФ) [7]. Такой подход эффективен в вычислительном отношении и обеспечивает получение приемлемых результатов для большого класса задач. Однако процедуры вычисления ДПФ вносят некоторые искажения в исходный сигнал.

Рассмотрим случай, когда на вход процедуры вычисления ДПФ подается конечная выборка, содержащая отсчеты идеального синуса. Если бы вычисление ДПФ не вносило искажений, то на выходе процедуры получили бы только одну, отличную от нуля спектральную составляющую, соответствующую заданному входному синусоидальному сигналу. Однако реально на выходе ДПФ рядом с основной будут располагаться еще несколько отличных от нуля спектральных составляющих. Такое явление называют просачиванием энергии главного лепестка в боковые. Этот эффект является следствием конечности выборки. В нашем примере основным лепестком является спектральная составляющая, соответствующая входному колебанию, а все остальные (отличные от нуля) называются боковыми лепестками. Соответственно отношение амплитуд основного и наибольшего из боковых лепестков называют уровнем первых боковых лепестков. Первые – поскольку наибольшую амплитуду имеют спектральные составляющие, расположенные рядом с основным лепестком. Скорость спада амплитуды боковых лепестков показывает, во сколько раз изменяется амплитуда спектральных составляющих при изменении частоты в 10 раз (на декаду).

Для уменьшения амплитуды боковых лепестков отсчеты входной выборки умножают на значения специальной функции, называемой функцией окна. Иногда операцию умножения называют взвешиванием, а функцию окна – весовой функцией или просто окном. В настоящее время разработано множество различных окон, которые характеризуются рядом параметров. Согласно [8] к основным параметрам относятся: относительный уровень первых боковых лепестков; скорость спада боковых лепестков; максимальные потери преобразования; корреляция перекрывающихся участков; паразитная амплитудная модуляция; эквивалентная шумовая полоса и усиление преобразования. В зависимости от поставленной задачи выделяется некоторый набор параметров, в соот-

ветствии с которым выбирается конкретное окно. Как правило, выбор является компромиссом между сложностью вычисления весовых функций и обеспечиваемыми параметрами.

Шумовой сигнал, поступающий с обратносмещенного диода Шотки, имеет спектр вида $1/\omega^\gamma$, где $\gamma = 1 \dots 3$, а частота ω изменяется в широком диапазоне, например от 0,01 до 10000 Гц. Возникает вопрос, какова должна быть функция окна, чтобы вносились минимальные искажения в наблюдаемый сигнал. Как правило, при изучении физических причин НЧ-шума важна не столько мощность сигнала на определенных частотах, сколько общий ход зависимости спектральной плотности мощности шума от частоты. Если график спектральной плотности мощности в линейных координатах представляет собой кривую вида $1/\omega^\gamma$, то в двойных логарифмических координатах тот же график достаточно точно аппроксимируется прямой линией (рис.3,а), угол наклона которой равен γ . Построив график функции $1/\omega$ в двойных логарифмических координатах, можно легко вычислить скорость спада или угол наклона этого графика – он будет равен 6 дБ/октава. По углу наклона прямой можно сделать предположение о механизме генерации шума в барьерной структуре. Изменение угла наклона зависимости трактуется как резонансная частота некоторого процесса (рис.3,б). Таким образом, для правильного представления графической зависимости необходимо, чтобы искажения, вносимые процедурой вычисления ДПФ, не изменяли ход зависимости спектральной плотности мощности во всем частотном диапазоне от f_1 до f_2 .

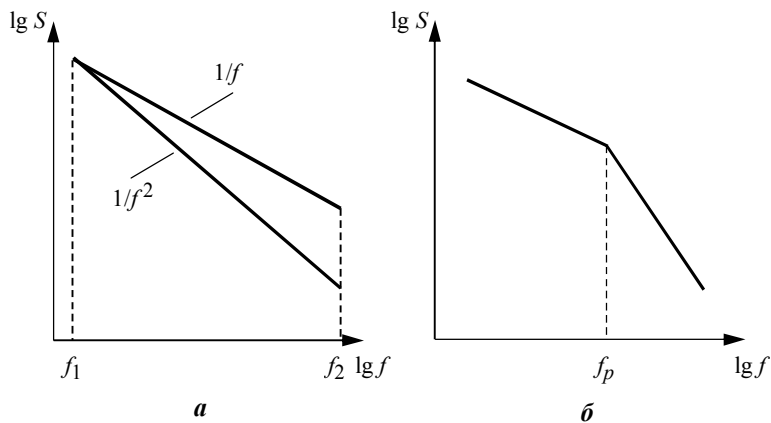


Рис.3. Качественное представление формы спектров исследуемых сигналов: а – без резонансных частот; б – при наличии некоторого резонансного процесса с частотой f_p

Влияние искажений можно проиллюстрировать следующим примером. Пусть на входе процедуры имеется сигнал со спектром $1/\omega^2$ (жирная линия на рис.4,а). Входная выборка умножается на весовую функцию некоторого окна, преобразование которого дает уровень первых боковых лепестков A дБ и скорость спада, пропорциональную $1/\omega$. Тогда, как видно из рис.4,а, выше некоторой частоты f_m амплитуда боковых лепестков от более низкочастотных составляющих превысит амплитуду спектральных составляющих входного сигнала. Этот пример показывает, что для решения поставленной задачи основными критериями для выбора окон являются уровень и скорость спада боковых лепестков. При этом решающее значение имеют не только абсолютные значения параметров, но и их отношение. Как показано в [8], для подавляющего большинства окон меньший уровень первых боковых лепестков соответствует меньшей скорости их спада. Поэтому вполне возможно наблюдать картину, представленную на рис.4,а.

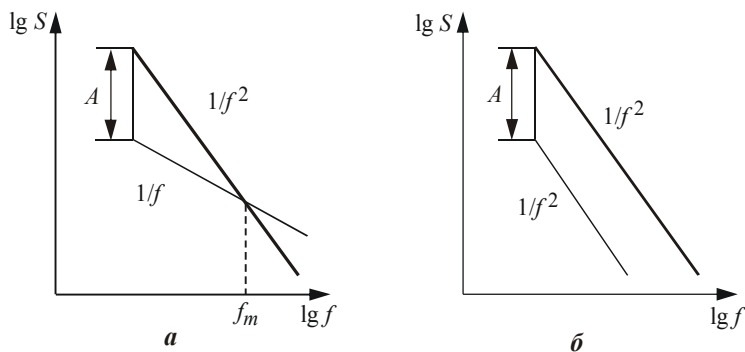


Рис.4. Расположение главного и боковых лепестков преобразования весовой функции окна по отношению к спектру исследуемого сигнала (A – амплитуда главного лепестка): a – весовая функция искажает спектр; b – правильный выбор весовой функции

Итак, можно сформулировать требования к преобразованию функции окна для наблюдения процессов со спектром вида $1/\omega^2$. Например, окно может иметь довольно большую амплитуду первых боковых лепестков, но скорость их спада должна быть не ниже 12 дБ/октава (пропорциональна $1/\omega^3$) (см. рис.3,б). Если же спектр имеет вид $1/\omega^3$, то боковые лепестки должны спасть со скоростью 18 дБ/октава (пропорциональной $1/\omega^3$).

С позиций поставленной задачи рассмотрим возможность использования некоторых классических окон для выделения частоты изгиба на частотной зависимости СПМ НЧ-шума. Экспериментальные данные, наглядно демонстрирующие различия в конечном результате эксперимента, обусловленные выбором той или иной функции окна, представлены на рис.5. В качестве источника сигнала использовался мощный диод Шотки, смещенный таким образом, чтобы уровень сигнала превышал собственный шум установки на несколько порядков.

Экспериментальные графические зависимости, представленные на рис.5, можно аппроксимировать тремя линейными участками. Первый участок расположен в частотном диапазоне 0,5–20 Гц, второй – в диапазоне 20–200 Гц. Третий участок, характеризующийся резким спадом кривой, расположен на частотах выше 200 Гц. Излом, получающийся на границе второго и третьего участков, свидетельствует о резонансных явлениях, происходящих в образце. Однако при использовании окна Хэннинга (рис.5,б) гораздо сложнее выделить рассмотренные участки. На этом графике четко виден излом на частоте 200 Гц. Зависимость, приведенная на рис.5,в, получена при использовании прямоугольного окна. По-видимому, спад, четко различимый на остальных графиках, закрыт боковыми лепестками более низких частот. Таким образом, здесь наблюдается зависимость, аналогичная зависимости, представленной на рис.3,а. Такую зависимость можно аппроксимировать одной прямой, свидетельствующей лишь о присутствии в образце НЧ-шума со спектром вида $1/\omega$.

Следует отметить простоту программной реализации окна вида $\cos^3(X)$. Преобразование весовой функции этого окна дает скорость спада боковых лепестков –24 дБ/октава, а максимальный уровень боковых лепестков –39 дБ. Использование этого окна требует вычисления тригонометрической функции и возведения числа в степень, что несколько замедляет получение конечного результата. В поставленной задаче это окно позволяет получить наиболее достоверные спектры. Однако это окно вносит наибольшую погрешность в абсолютные значения амплитуд спектральных составляющих.

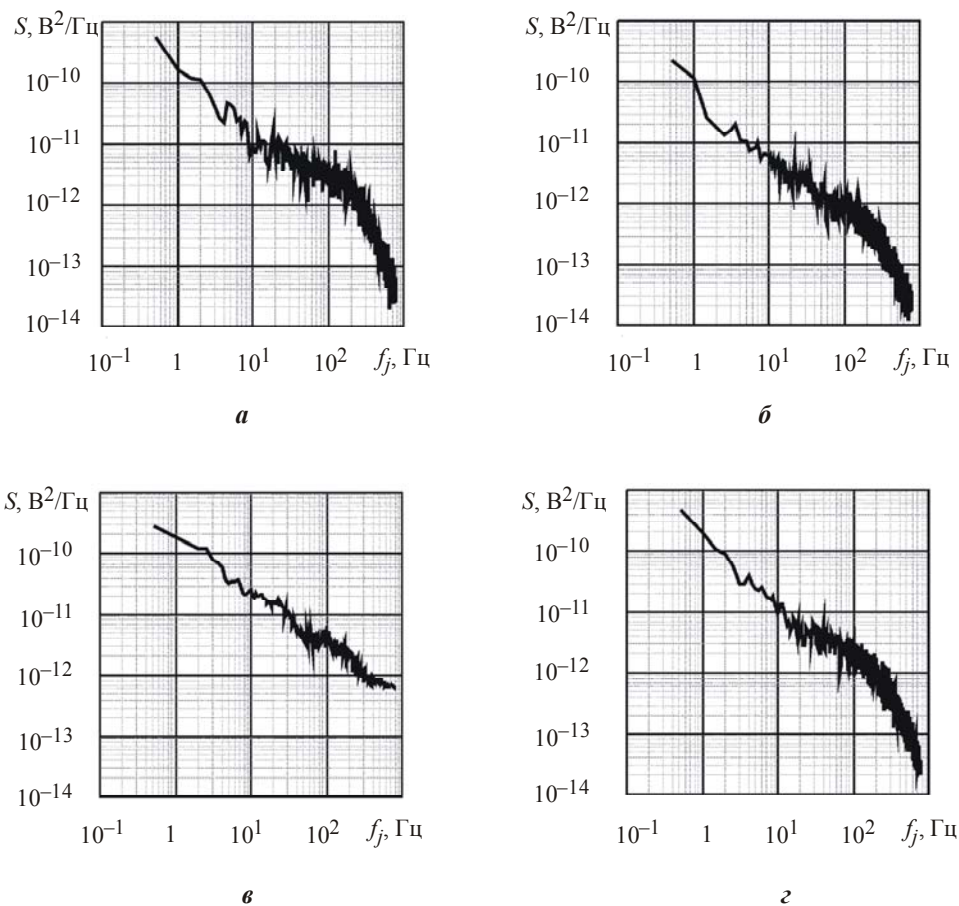


Рис.5. Зависимость спектральной плотности мощности шума S_j диода Шоттки от частоты f_j для разных весовых функций окна: a – весовая функция вида $\cos^3(x)$; $б$ – окно Хеннинга; $в$ – прямоугольное окно; $г$ – треугольное окно

Интерес же представляет не абсолютное значение амплитуд, а их соотношение. Поэтому в нашей программе вычисления используется окно вида $\cos^3(x)$.

Для более точного представления формы кривой спектра НЧ-шума дальнейшим развитием работы является применение метода разбиения СПМ шума по декадам с последующей сшивкой.

Вычисленные с учетом весовой функции значения спектральных составляющих передаются через файл в систему MathCad. По этим данным строится зависимость СПМ от частоты в двойных логарифмических координатах. Далее путем кусочно-линейной аппроксимации выделяется частота изменения наклона кривой.

На рис.6 приведена экспериментальная зависимость спектральной плотности мощности НЧ-шума диода Д220 от частоты в двойных логарифмических координатах. Жирными линиями показана кусочно-линейная аппроксимация кривой. Аппроксимация проводилась по минимуму среднеквадратичного отклонения обоих участков. Точка пересечения отрезков определила частоту изменения наклона. В результате значение частоты перегиба получилось равным 171 Гц.

Для расчета ΔE_i необходимо знать удельное объемное сопротивление базы барьерной структуры ρ . Были измерены вольт-фарадные $C-U$ -характеристики образца, и по наклону зависимости $1/C^2$ от U определена концентрация примеси. Удельное сопротивление

$\rho = 0,183 \text{ Ом}\cdot\text{м}$. Следовательно, значение времени максвелловской релаксации в базе диода $\tau = 1,9 \cdot 10^{-13} \text{ с}$. В соответствии с соотношениями (3), (4) при температуре $T = 290 \text{ К}$ значение энергии ионизации ГУ составило $\Delta E_i = 0,542 \text{ эВ}$. Энергия ионизации ГУ, полученная для тех же экспериментальных образцов методом нестационарной спектроскопии глубоких уровней на установке, разработанной авторами [9], оказалась равной $0,540 \text{ эВ}$. Аналогичное совпадение наблюдалось при исследовании и других образцов.

Совпадение результатов, полученных независимыми экспериментальными методами, свидетельствует о корректности разработанной программно-аппаратной реализации метода НЧ-шумовой спектроскопии глубоких уровней.

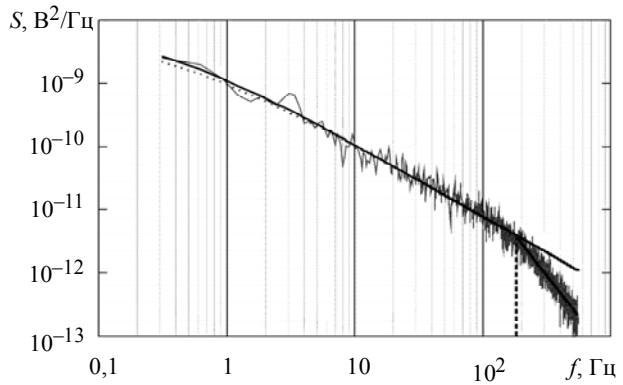


Рис. 6. Экспериментальная зависимость СМП НЧ-шума диода Д220 от частоты

Литература

1. Коган Ш.М. Низкочастотный токовый шум со спектром вида $1/f$ в твердых телах // УФН. – 1985. – Т. 14. – Вып. 2. – С. 285–325.
2. Орешкин П.Т., Холомина Т.А., Кордюков С.И. Волны объемного заряда и низкочастотный шум в барьерных слоях // Физика полупроводников и микроэлектроника. – Рязань, 1995. – С. 23–26.
3. Жигальский Г.П. Неравновесный $1/f$ -шум в проводящих пленках и контактах // УФН. – 2003. – Т. 173, № 5. – С. 465–490.
4. Орешкин П.Т., Денисов А.Л., Кордюков С.И. Метод определения энергии ионизации глубоких центров в ОПЗ слоя Шоттки по НЧ шумам // Тез. докл. Всес. совещ.-семинара «Математическое моделирование и экспериментальное исследование электрической релаксации в элементах интегральных схем». – М., 1983. – С. 89.
5. Орешкин П.Т. Барьерные слои как резонаторы на глубоких центрах // Изв. вузов СССР. Физика. – 1990. – № 11. – С. 21–25.
6. Бабаян Р.Р. Микроэлектронные устройства для обработки непрерывной информации. – М.: Наука, 2003. – 207 с.
7. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Под ред. И.С.Рыжсакова. – М.: Мир, 1990. – 110 с.
8. Хэррис Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИЭР. – 1987. – Т. 66, № 1. – С. 60–96.
9. Автоматизированный измерительно-аналитический комплекс токовой релаксационной спектроскопии глубоких уровней / В.Г.Литвинов, В.В.Гудзев, М.В.Зубков и др. // Рязань: Рязанский ЦНТИ, информационный листок о НТР № 61-081-02. – 2002. – 4 с.

Кострюков Сергей Анатольевич – аспирант кафедры биомедицинской и полупроводниковой электроники Рязанской государственной радиотехнической академии. *Область научных интересов:* физика твердого тела, низкочастотные шумы полупроводниковых барьерных структур.

Холомина Татьяна Андреевна – доктор физико-математических наук, профессор кафедры биомедицинской и полупроводниковой электроники Рязанской государственной радиотехнической академии. *Область научных интересов:* физика твердого тела, релаксационные процессы в полупроводниковых барьерных структурах.

Использование нейронных сетей в задачах прогнозирования деградации выходных параметров ИС

А.В.Строгонов, М.И.Горлов

Воронежский государственный технический университет

Рассмотрено прогнозирование процесса деградации выходных параметров ТТЛ ИС по результатам испытаний на долговечность с использованием нейронных сетей в системе Matlab/Simulink.

Большинство известных методологических подходов при прогнозировании надежных характеристик ИС (физический, статистический, физико-статистический) носят постановочный характер, заимствованы из различных областей науки и техники и пригодны к использованию лишь на стадии проектирования и изготовления ИС. Физический подход базируется на уравнениях типа Аррениуса, Эйринга и др. Уравнение Аррениуса приближенно описывает многие деградационные процессы и отказы ИС, в том числе ионный дрейф, диффузию примесей, образование интерметаллических соединений, ползучесть, кристаллографические микроструктурные перестроения конструкционных материалов. Это уравнение в равной степени хорошо описывает появления отказов ИС при воздействии повышенной температуры как в период приработки, так и в период старения [1–3].

На практике при физическом подходе используются два коэффициента ускорения механизмов отказа: один (K_y^T) вызван температурой, второй – напряжением (K_y^U) для расчета долговечности по результатам ускоренных испытаний. Эти коэффициенты приведены в зарубежных справочниках по предсказанию надежности типа MIL-HDBK-217, HRD5, NNT Procedure, CNET Procedure, Siemens Procedure, используемых ведущими фирмами-изготовителями ИС, такими как Atmel, ADI, Siemens, Microchip, Altera, и в отечественном РД110755-90 [1–3]. Экспериментальную интенсивность отказов для периода нормальной работы ИС на «ваннообразной» кривой интенсивности отказов ведущие фирмы-изготовители (например, «Siemens AG», «Analog Devices», «Atmel», «Xilinx», «Altera», «QuickLogic», «Actel») рекомендуют оценивать по результатам электротермотренировки (предпочтительно, динамической) по формуле [1]:

$$\lambda = \frac{\chi^2(P, m)}{2N\Delta t K_y} \cdot 10^9,$$

где χ^2 – распределение хи-квадрат; P – доверительная вероятность (0,5–0,95), связанная с уровнем значимости CL соотношением $1 - \frac{CL}{100}$; $m = (2n + 1)$, здесь n – количество отказавших ИС; N – общее число испытываемых ИС; K_y – обобщенный коэффициент ускорения; Δt – время испытаний. Величину $N\Delta t K_y$ называют «приведенное полное время испытаний». Использование этой формулы предполагает представление результатов в форме χ^2 и экспоненциальное распределение числа отказов за время испытаний.

Обобщая физический подход, можно сделать вывод, что строгих математических уравнений, определяющих долговечность, не существует. Однако практически считается, что долговечность ИС обратно пропорциональна прикладываемому напряжению $U^{\gamma(T)}$ ($\gamma(T)$ – фактор ускорения напряжением при температурной нагрузке T), плотности тока $j^{\alpha(T)}$ ($\alpha(T)$ – фактор ускорения плотностью тока при T) и обратному значению абсолютной температуры [2]:

$$\bar{t}_F \propto U^{-\gamma(T)} j^{-\alpha(T)},$$

$$\bar{t}_F \propto \text{const} \cdot \exp(E_a / kT),$$

где \bar{t}_F – среднее время наработки до отказа, или медианный срок службы $t_{50\%}$ (время, в течение которого отказывают 50% ИС в выборке); E_a – энергия активации; k – константа Больцмана; T – температура кристалла ИС. Долговечность ИС для периода нормальной работы ИС на «ваннообразной» кривой интенсивности отказов по результатам ускоренных испытаний при экстраполяции к +50 °С может быть оценена значением 10^9 ч (>114000 лет), а для схем с дефектами – 10^5 ч (11,4 лет) [2].

Статистический подход заимствован из теории прогнозирования технического состояния сложных РЭА [4]. При этом подходе прогнозы делят на краткосрочные и долгосрочные. Краткосрочное прогнозирование основано на изучении эволюции контролируемых параметров. Контролируемый параметр рассматривают как случайный процесс. Для оценки вероятности выхода параметра за поле допуска используют различные математические методы, основанные на отыскании распределения экстремальных значений, оценивании многомерных плотностей распределений значений контролируемого параметра, канонические разложения случайного процесса, марковская аппроксимация (дискретная модель) поведения контролируемых параметров и т.д. При долгосрочном прогнозировании рассчитывают только показатели надежности, такие как вероятность безотказной работы и др.

Перенесение такого подхода на ИС сопряжено с большими трудностями. Так, эволюционные процессы, протекающие в структуре ИС, могут сопровождаться и улучшением параметров ИС. Зачастую многие важные электрические параметры ИС не изменяют своего значения вплоть до отказа, другие же не несут информации, необходимой для прогнозирования долговечности, а лишь указывают на то, что схема в какой-то момент времени является работоспособной. Поэтому для предсказания долговечности ИС приходится выбирать параметры, лишь косвенно характеризующие естественное старение, или те параметры, процесс контроля которых является обязательным по ТУ.

Для прогнозирования долговечности РЭА по результатам ускоренных испытаний используются вероятностно-физические модели (диффузионные распределения), которые выгодно отличаются от строго вероятностных моделей тем, что их параметры могут быть вычислены как на основе статистики отказов, так и на основе статистики процесса деградации, а также путем использования обоих типов информации. В настоящее время применяются четыре вида двухпараметрических вероятностно-физических моделей отказов – альфа-распределение («веерный» процесс), нормальное («сильно перемешанный» гауссовский процесс), DM- и DN-распределение (марковский монотонный процесс и марковский немонотонный процесс соответственно). Из специализированных программ расчета надежностных характеристик РЭА известна подсистема

АСОНИКА-К. Математическое ядро подсистемы АСОНИКА-К содержит в качестве модели надежности экспоненциальное распределение и DN-распределение [5].

В электронной промышленности разработаны рекомендации по использованию статистических методов прогнозирования применительно к ИС – РМ 11 091.484-82. Согласно этим рекомендациям методы прогнозирования делятся на три класса: методы экстраполяции (метод наименьших квадратов, метод экспоненциального сглаживания, метод огибающих кривых и др.), методы экспертных оценок и методы моделирования. Четких указаний по выбору того или иного метода прогнозирования нет.

Физико-статистический подход не имеет строго обоснования. В рассматриваемых работах [6–8] не объясняется, почему необходимо решать физико-статистическое уравнение непрерывности для оптимизации показателей надежности ИС. Дается лишь предположение, что для обеспечения требуемого уровня надежности ИС в некотором интервале времени и в интервале значений контролируемых параметров ИС должна быть обеспечена устойчивость характеристик функций, описывающих эти параметры. Требование такой устойчивости является своеобразным аналогом законов сохранения, в частности закона сохранения свойств изделия, в данном случае ИС. Формальным выражением законов сохранения служит уравнение непрерывности. Если решить это уравнение, то можно получить выражения для эволюции функции плотности распределения значений контролируемых параметров ИС [6–8].

Несмотря на всю привлекательность физико-статистического подхода, следует отметить и ряд недостатков этого метода: наличие наперед разработанной некоторой физической модели, которая базируется на детальном изучении механизма отказа; решение физико-статистического уравнения непрерывности будет затруднено в случае действия нескольких механизмов отказа; невозможно использовать предложенный метод потребителем в случае применения зарубежных современных БИС, так как исследовать физику отказов не представляется возможным. Данный метод пригоден к использованию лишь на стадии проектирования и изготовления. Физико-статистический подход не отражен ни в один из документов электронной промышленности (ГОСТ, ОСТ, РМ, РД).

Тем не менее, в работе [7] показано применение физико-статистического подхода на примере деградации тока потребления КМОП БИС в течение наработки 30 тыс.ч. Исходная плотность распределения значений J_{num} имеет вид:

$$f_0(Y) = \frac{\exp(-Y/L)}{L(1 - \exp(1/L))}, 0 \leq Y \leq 1,$$

где Y – вектор технических характеристик, состоящий из компоненты J_{num} ; $[0,1]$ – границы нормированных значений Y ; L – значение параметра распределения, равное 0,27. Скорость деградации характеристики J_{num} аппроксимируется зависимостью вида

$$C[Y(t), E] = \frac{Y(0)}{1 + E} \exp\left\{E - (E + 1) \frac{Y(t)}{Y(0)}\right\},$$

где E – случайная, асимптотически нормально распределенная величина с характеристиками $M(E) = 0$, $\sigma(E) = 0,14$. Решение уравнения непрерывности $df/dt + \text{div}(fC) = 0$, $f(Y, 0) = f_0(Y)$ методом Коши есть функция плотности [7]:

$$f(Y, t, E) = \frac{Z \exp(-ZY / L)}{L[1 - \exp(-1 / L)]}.$$

Вероятность безотказной работы $P(t, E)$ и интенсивность отказов $\lambda(t, E)$ имеют вид:

$$P(t, E) = 1 - \exp(-Z / L) / [1 - \exp(-1 / L)],$$

$$\lambda(t, E) = Z^2 \exp(-Z / L) / [L(1 + E)(t + e)(1 - \exp(-1 / L))],$$

$$Z = 1 + E / [E + \ln(t + e)].$$

В работе [7] фигурирует время испытаний 30 тыс.ч. Других примеров в литературе с таким большим временем испытаний нет.

Из анализа рассмотренных подходов следует, что прогнозирование долговечности серийно выпускаемых ИС по параметрическим отказам по данным длительных испытаний ИС или в условиях эксплуатации РЭА – достаточно сложная и не решенная до настоящего времени задача.

В настоящей работе показано, как можно осуществить прогнозирование времени наступления параметрических отказов по траекториям процесса деградации основных электрических параметров ИС с использованием систем Matlab/Simulink и Statistica for Windows. Для повышения достоверности прогнозов предлагается использовать модели цифровых фильтров, временных рядов и нейронных сетей.

Исследуемые объекты (ИС) представляются «черным ящиком», как некоторая динамическая система, которая может быть описана своим функциональным оператором. Такой подход ставит своей целью посредством построения некоторой модели установить изоморфизм не с внутренней структурой и ее функционированием, а с внешними проявлениями ее информативных параметров. В качестве основных информативных параметров предлагается использовать параметры, контролируемые по ТУ.

Исследования, проведенные в работах [9–11], показали, что модели цифровых фильтров и модели временных рядов, используемые для прогнозирования процесса деградации контролируемых параметров ТТЛ ИС при испытаниях на долговечность, связаны между собой и базируются на общем математическом аппарате для отыскания параметров этих моделей. Цифровые фильтры способны лишь строить одношаговые прогнозы и не пригодны для прогнозирования времени наступления параметрических отказов. Модели временных рядов позволяют прогнозировать время наступления параметрического отказа по траектории процесса деградации контролируемого параметра. Однако в задачах реального времени, к которым можно отнести задачи слежения и одношагового прогнозирования, они не пригодны, так как для оценивания параметров моделей требуется накопление статистических данных, необходима процедура идентификации модели и последующее исследование ее адекватности. Альтернативой к использованию моделей цифровых фильтров и временных рядов могут выступать нейронные сети (НС), которые способны решать более широкий круг задач [12].

Рассмотрим пример прогнозирования процесса деградации такого параметра, как выходное напряжение низкого уровня (U_{ol}) ТТЛ ИС в системе Statistica for Windows с использованием моделей временных рядов (модель авторегрессии проинтегрированного скользящего среднего – АРПСС-модель).

Разделим прогнозы на точные (глубина прогнозирования ограничивается 30 тыс. ч) и грубые (до наступления параметрического отказа). Под параметрическим отказом будем понимать пересечение верхней (для параметра U_{OL}) границей 90%-ного доверительного интервала АРПСС-модели границ отказовых уровней по ТУ. Например, параметр U_{OL} ИС типа 133ЛА8 по ТУ ограничен сверху, поэтому за параметрический отказ принимается условие $U_{OL} > 0,4$ В.

Контроль электрических параметров при испытаниях на долговечность проводился на заводах-изготовителях в соответствии с ОСТ 11.0787–90 «Оборудование для испытаний ИС на безотказность и долговечность. Общие технические требования» и ТУ на ИС. Погрешность измерений параметра U_{OL} при испытаниях на долговечность – не хуже 3%.

Для замера в момент времени t из четырех выходов одной ИС, связанных с параметром U_{OL} , выбираются минимальное, максимальное и среднее значения. Далее для 20 ИС формируется выборка из этих значений. Из этой выборки выбирается наихудшее значение (максимальное). В момент времени $t+1$ измерения повторяются. Таким образом формируется ряд деградации параметра U_{OL} , состоящий из наихудших значений выборки в целом, в дальнейшем – просто ряд деградации.

При прогнозировании параметрических отказов ИС с использованием моделей временных рядов по результатам испытаний на долговечность возникают дополнительные трудности. В классическом анализе временных рядов считается, что для построения статистически адекватных моделей число замеров должно быть 150–200 и более, но не менее 30. Испытания на долговечность дороги, продолжаются свыше 10 лет, а число замеров мало и они проводятся не в равные интервалы времени, что соответствует требованиям руководящих документов электронной промышленности. Например, временной ряд замеров параметров ИС типа 106ЛБ1 при испытаниях на долговечность в течение 120 тыс.ч имеет вид: 0; 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 11; 12; 13; 14; 15; 16; 17; 18; 19; 20; 21; 22; 23; 24; 25; 26; 27; 28; 29; 30; 40; 50; 60; 70; 80; 90; 100; 110; 120; 130 тыс. ч. Общее число замеров равно 41.

В качестве примера рассмотрим временные ряды с пропусками, заполненными прогнозами линейной регрессии. На рис.1 показано прогнозирование процесса деградации наихудших значений параметра U_{OL} ТТЛ ИС серий 133, 136, 106, 134, 1533 на глубину 30 тыс. ч. Для параметра U_{OL} с пропусками идентифицировались АРПСС-модели вида АРПСС(0, d , q).

Из рисунка видно, что для параметра U_{OL} ИС типа 133ЛА8 и 133ЛР3 (рис.1,а, кривые 1 и 2) в течение первых 30 тыс. ч характерно стремление к верхней границе параметрического отказа 0,4 В. Однако после 40 тыс. ч параметр U_{OL} указанных типов ИС стал удаляться от границы параметрического отказа. Для параметра U_{OL} ИС типа 106ЛБ1 (рис.1,б, кривая 1) после 40 тыс. ч наблюдается тенденция устойчивого стремления к границе параметрического отказа, а для параметра U_{OL} ИС типа 134ЛБ1 (рис.1,б, кривая 2) наблюдается тенденция удаления от границы параметрического отказа. Параметр U_{OL} ИС типа 134ИР1 (рис.1,б, кривая 3) в течение первых 20 тыс. ч показывает сильную тенденцию к увеличению, далее ряд «срывается» и начинает резко возрастать до достижения параметрического отказа (70 тыс. ч).

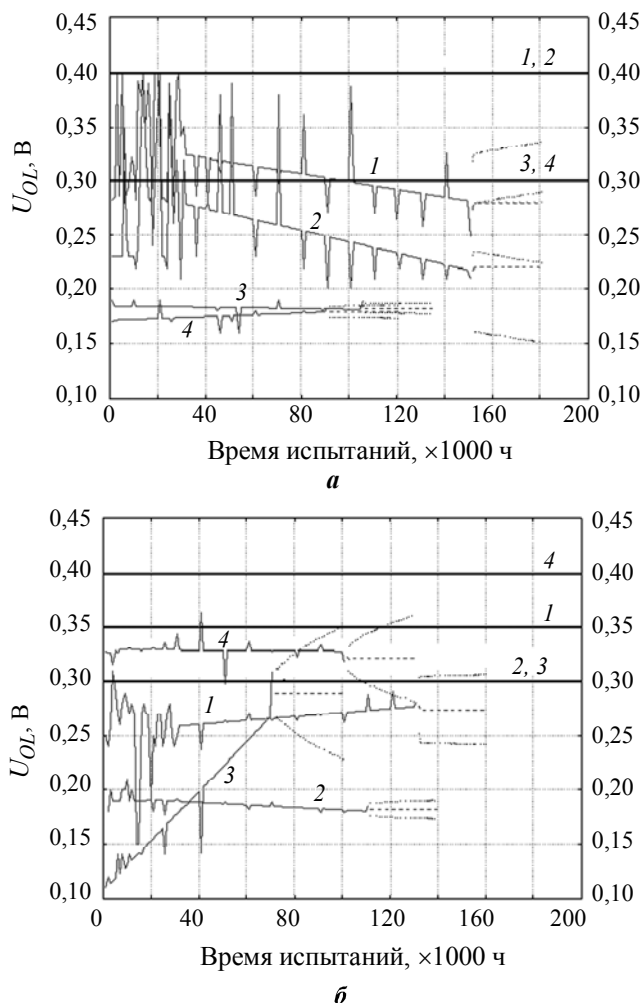


Рис.1. Поведение параметра U_{OL} при испытаниях на долговечность и прогнозы по различным АРПСС-моделям с 90%-ным доверительным интервалом: а – ИС типа 133ЛРС АРПСС(0, 1, 2) (кривая 1); ИС типа 133ЛА8 АРПСС(0, 1, 1) (кривая 2); ИС типа 136ЛРЗ АРПСС(0, 1, 1) (кривая 3); ИС типа 136ЛАЗ АРПСС(0, 1, 1), испытания на сохраняемость (кривая 4); б – ИС типа 106ЛБ1 АРПСС(0, 1, 2) (кривая 1); ИС типа 134ЛБ1 АРПСС(0, 1, 1) (кривая 2); ИС типа 134ИР1 АРПСС(0, 1, 1) (кривая 3); ИС типа 1533ТМ2 АРПСС(1, 1, 0) (кривая 4): — ряд деградации; - - - прогноз; 90%-ный доверительный интервал; — граница отказового уровня по ТУ

Рассмотрим использование нейронных сетей в задачах прогнозирования процесса деградации параметра U_{OL} ИС типа 133ЛА8. По функциональному назначению ИС представляет четыре 2-входовых схемы И-НЕ с открытым коллекторным выходом (элементы контроля). Временной ряд замеров параметров ИС типа 133ЛА8 при испытаниях на долговечность в течение 150 тыс.ч имеет вид: 0; 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 11; 12; 13; 14; 15; 16; 17; 18; 19; 20; 21; 22; 23; 24; 25; 26; 27; 28; 29; 30; 35; 40; 45; 50; 60; 70; 80; 90; 100; 110; 120; 130; 140; 150 тыс.ч. Общее число замеров $N = 45$, средняя продолжительность между замерами составляет 3333 ч. Отказов за время испытаний (достигнута величина гарантийной наработки) зафиксировано не было.

Проанализируем работу однонаправленной многослойной сети (функция newff) и сети с радиальными базисными элементами (функция newrbe) применительно к ряду

деградации параметра U_{OL} ИС типа 133ЛА8 без пропусков. Тенденции прогнозов сетей newrbe и newff разные (рис.2). У сети newff (сеть предполагает наличие не линейной связи между входом и выходом) прогноз резко падает до нуля и уходит в область отрицательных значений параметра U_{OL} . Поэтому прогнозы сети newff исключим из рассмотрения. У сети newrbe (используется на практике для аппроксимации функций) прогноз выглядит более правдоподобным. Рассмотрим работу обобщенно-регрессионной сети (функция newgrnn), являющейся разновидностью НС с радиальными базисными элементами. Правдоподобный прогноз дает и сеть newgrnn. Работа линейной сети (newlind) и ее прогноз подобны линейной регрессии.

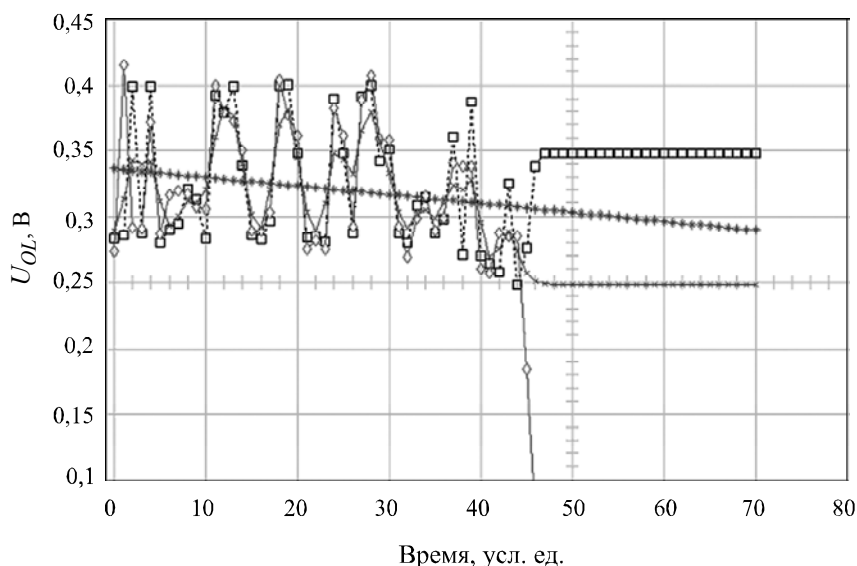


Рис.2. Прогноз однонаправленной многослойной сети newff (—◇—), сети с радиальными базисными элементами newrbe (—□—), обобщенно-регрессионной сети newgrnn (—*—), линейной сети newlind (—×—) для процесса деградации параметра U_{OL} ИС типа 133ЛА8

Прогнозы всех четырех сетей показывают отсутствие параметрического отказа. Использование различных моделей НС в системе Matlab/Simulink позволяет найти среднее значение работы этих сетей. Так, НС newrbe дает среднее 0,283 В, НС newgrnn – 0,289 В, НС newff – 0,273 В, НС newlind – 0,3364 В. Среднее значение всех четырех НС равно 0,295 В. Последнее значение наблюдаемого ряда составляет 0,248 В.

Представляет интерес сравнить прогнозы различных НС с прогнозами АРПСС-моделей, построенными с использованием системы Statistica for Windows. На рис.3 показано сравнение прогноза, построенного к части ряда процесса деградации параметра U_{OL} ИС типа 133ЛР3 при испытаниях на долговечность в течение 150 тыс. ч (с 30 до 45 замеров), полученного с использованием АРПСС(2,0,0)-модели ($Z_t - 0,536Z_{t-1} - 0,452Z_{t-2} = a_t$, где Z_t – ряд деградации, a_t – белый шум), подогнанной по 45 замерам (целый ряд), и сети newgrnn, обученной на 30 замерах (урезанный ряд). Также показана работа НС newgrnn и newrbe, обученных на 45 замерах. Приводятся прогноз АРПСС(2,0,0)-модели и прогнозы НС newgrnn и newrbe за пределы ряда деградации (с 45 до 55 замеров). Глубина прогнозов ограничивается 10 замерами. Во всех случаях имеет место пересечение точечных прогнозов АРПСС-модели с прогнозами НС. После пересечения значений прогнозов они начинают быстро расходиться. Прогнозы НС newgrnn и newrbe укладываются в 90%-ный доверительные интервалы АРПСС(2,0,0)-

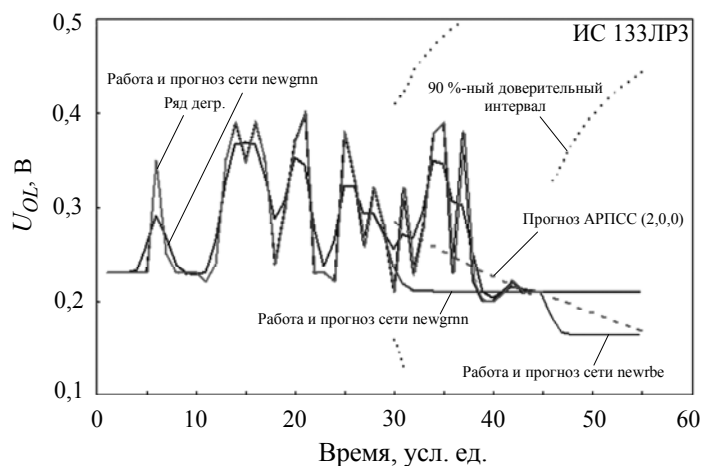


Рис.3. Сравнение прогноза (с 30 до 45 замеров) АРПСС(2,0,0)-модели процесса деградации параметра U_{OL} ИС типа 133ЛР3, построенной по 45 замерам, с прогнозом НС newgrnn с 30 до 45 замеров, обученной на 30 замерах, и работой НС newgrnn и newtbe, обученных по 45 замерам, и сравнение прогноза (с 45 до 55 замеров) АРПСС(2,0,0) модели с прогнозами НС newgrnn и newtbe

модели. В целом НС newlind, newgrnn и newtbe дают прогнозные значения, находящиеся в согласии с прогнозом АРПСС-модели.

Прогнозирование процесса деградации контролируемых параметров ИС с использованием НС может взаимно дополнять прогнозы с использованием моделей временных рядов. Для рядов деградации без пропусков точечные прогнозы НС и АРПСС-моделей показывают увеличение параметрического запаса по параметру U_{OL} ИС типа 133ЛА8 и 133ЛР3 еще по крайней мере в течение 35 тыс. ч после 150 тыс. ч испытаний на долговечность.

Для рядов деградации с пропусками по точечным прогнозам АРПСС-моделей отказы по параметру U_{OL} ИС типа 133ЛА8, 133ЛР3, 106ЛБ1, 134ЛБ1 не фиксируются. Все прогнозируемые параметрические отказы для указанных типов ИС установлены путем пересечения интервальных прогнозов верхних границ параметрических отказов. Интервальными прогнозами АРПСС-моделей для ИС типа 106, 134 не подтверждается, а для ИС типа 133ЛР3, 133ЛА8 подтверждается гарантийная наработка не менее 200 тыс. ч в облегченном режиме.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант 05-08-01225-а).

Литература

1. **Строгонов А.В.** Долговечность субмикронных БИС и ПЛИС // Микроэлектроника. – 2005. – Т. 34, № 2. – С. 138–158.
2. **Горлов М.И., Емельянов В.А., Строгонов А.В.** Геронтология кремниевых интегральных схем. – М.: Наука, 2004. – 240 с.
3. **Горлов М.И., Строгонов А.В.** Геронтология кремниевых интегральных схем // Микроэлектроника. – 2001. – Т. 30, № 2. – С. 147–160.
4. **Костенко Ю.Т., Раскин Л.Г.** Прогнозирование технического состояния систем управления. – Х.: Основа, 1996. – 303 с.
5. Подсистема АСОНИКА-К – расчет надежности аппаратуры и ЭРИ / **В.В.Жаднов, И.В.Жаднов, А.С.Измайлов и др.** // EDA Express. – 2002. – № 5. – С. 17–20.
6. **Алексянян И.Т., Черняев Н.В.** Обобщенная модель надежности изделий // Изв. вузов. Электроника. – 1998. – № 1. – С. 85–90.

7. **Алексаян И.Т., Черняев Н.В.** Метод изучения надежности интегральных микросхем // Микроэлектроника. – 1992. – Вып. 2. – Т. 21. – С. 105–111.
8. **Алексаян И.Т., Черняев Н.В.** Управление надежностью интегральных микросхем на основе информационной избыточности // Изв. вузов. Электроника. – 1998. – № 7. – С. 62–66.
9. **Строгонов А.В.** Прогнозирование деградации выходных параметров ТТЛ ИС. Ч. I // Компоненты и технологии. – 2005. – № 8. – С. 210–214.
10. **Строгонов А.В.** Прогнозирование деградации выходных параметров ТТЛ ИС. Ч. II // Компоненты и технологии. – 2005. – № 9. – С. 106–111.
11. **Строгонов А.В.** Использование цифровых фильтров для моделирования деградации выходных параметров ТТЛ ИС в системе MATLAB/SIMULINK// Компоненты и технологии. – 2005. – № 8. – С. 168–174.
12. **Строгонов А.В.** Использование нейронных сетей для прогнозирования деградации выходных параметров ТТЛ ИС в системе Matlab/Simulink // Компоненты и технологии. – 2006. – № 1. – С. 31–33.

Горлов Митрофан Иванович – доктор технических наук, профессор кафедры полупроводниковой электроники ВГТУ. *Область научных интересов:* геронтология ИС; повышение надежности изделий электронной техники в процессе серийного производства; влияние воздействия внешних дестабилизирующих факторов на ИС.

Строгонов Андрей Владимирович – кандидат технических наук, доцент кафедры полупроводниковой электроники ВГТУ. *Область научных интересов:* геронтология ИС; прогнозирование долговечности ИС в условиях воздействия внешних дестабилизирующих факторов; проектирование БИС; САПР БИС.

Метод оценки электрических параметров солнечных элементов в процессе контроля их эксплуатационных характеристик

А.Ф.Яремчук, А.В. Мазуров, Е.М.Соколов

ЗАО «Телеком-СТВ» (г. Москва)

А.А.Шерченков

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

Предложена методика определения внутренних параметров солнечных элементов. Использование трех контрольных точек ВАХ солнечного элемента с производными в этих точках позволяет просто решить систему уравнений для определения внутренних параметров в случае одно- и двухдиодной модели. Разработанная программа определения внутренних параметров по предложенной методике встроена в программу управления симулятора солнечного излучения ST-1000.

Технологический контроль параметров производственных партий обязателен при изготовлении солнечных элементов (СЭ). Определение таких параметров СЭ, как последовательное и шунтирующее сопротивления, «фактор идеальности», обратный и «тепловой» ток, рекомбинационный ток в области пространственного заряда, является трудной, но важной задачей при производстве СЭ (обратная задача для определения конечного числа внутренних параметров СЭ), поскольку позволяет контролировать и корректировать ход технологического процесса [1–5]. Затраты на проведение испытаний достигают иногда 50% от затрат на изготовление СЭ, что характерно для производства любой высокотехнологичной продукции.

В данной работе предложена упрощенная методика, которая позволяет в условиях производства быстро и с высокой точностью определять внутренние параметры солнечного элемента.

В настоящее время существует ряд подходов для решения поставленной задачи [1–4]. Наиболее отработанным с математической точки зрения является стандартный минимизационный процесс при использовании квадратичного функционала, рассчитываемого на основе данных измеренной ВАХ [1]. Однако это чрезвычайно сложная итерационная процедура, требующая для обеспечения сходимости процесса обязательного применения выбранных весовых эмпирических дополнительных функций из-за чрезвычайно сильной нелинейности ВАХ. В основном этот метод применяется в исследовательских целях при анализе экспериментальных СЭ и не пригоден для анализа массовой продукции. Поэтому во всех известных программах для быстрой оценки внутренних параметров СЭ на основе измерения ВАХ используются те или иные упрощающие процедуры [4, 5]. Предлагаемая методика не является исключением из этого правила, однако, используемый в данной работе подход позволяет свести проблему вычисления параметров СЭ к последовательности тривиальных вычислений в случае применения однодиодной модели. В случае двухдиодной модели единственным усложнением является итерационный процесс нахождения последовательного сопротивления R_s . Простой алгоритм позволяет встраивать разработанную программу в процесс кон-

троля изготовленных СЭ в режиме непосредственной проверки качества СЭ в ходе их производства с целью корректировки производственного цикла.

ВАХ СЭ в случае одно- и двухдиодной модели описываются соответственно уравнениями:

$$I = I_{sc} - I_0 \left(\exp \left[\frac{V + (I - I_{sc})R_s}{n\phi_T} \right] - 1 \right) - \frac{V}{R_s + R_{sh}}, \quad (1)$$

$$I = I_{sc} - I_{01} \left(\exp \left[\frac{V + (I - I_{sc})R_s}{\phi_T} \right] - 1 \right) - I_{02} \left(\exp \left[\frac{V + (I - I_{sc})R_s}{m\phi_T} \right] - 1 \right) - \frac{V}{R_s + R_{sh}}, \quad (2)$$

где I_{sc} – ток короткого замыкания СЭ; ϕ_T – температурный потенциал; n – «фактор идеальности» СЭ для однодиодной модели; R_s – последовательное сопротивление СЭ; R_{sh} – шунтирующее сопротивление; m – «фактор идеальности» для двухдиодной модели ($1,8 < m < 2$); I_0 – редуцированный обратный ток для однодиодной модели; I_{01} – «тепловой» (редуцированный) ток для двухдиодной модели; I_{02} – обратный ток (редуцированный) в области пространственного заряда СЭ.

Уравнения (1) и (2) отличаются от обычных уравнений ВАХ СЭ [1]. Отличие заключается в явном присутствии фототока короткого замыкания I_{sc} (реально измеряемая величина), в то время как в уравнениях общепринятой электрической модели явно присутствует только величина генератора фототока I_{ph} , которую нельзя измерить непосредственно. В уравнениях (1) и (2) эта величина исключена путем вычитания I_{sc} из общепринятых уравнений. Это приводит к появлению редуцированных значений I_0 , I_{01} и I_{02} :

$$I_0 = I_0^n \frac{\exp \left(\frac{I_{sc} R_s}{n\phi_T} \right)}{1 + \frac{R_s}{R_{sh}}}, \quad (3)$$

$$I_{01} = I_{01}^n \frac{\exp \left(\frac{I_{sc} R_s}{\phi_T} \right)}{1 + \frac{R_s}{R_{sh}}}, \quad I_{02} = I_{02}^n \frac{\exp \left(\frac{I_{sc} R_s}{m\phi_T} \right)}{1 + \frac{R_s}{R_{sh}}}, \quad (4)$$

где I_0^n , I_{01}^n и I_{02}^n – истинные величины обратных токов СЭ для одно- и двухдиодной модели.

Частные производные $\partial I / \partial V$ для (1) и (2) имеют вид:

$$\frac{\partial I}{\partial V} = - \frac{I_0 \exp \left[\frac{V + (I - I_{sc})R_s}{n\phi_T} \right] + \frac{n\phi_T}{R_s + R_{sh}}}{n\phi_T + R_s I_0 \exp \left[\frac{V + (I - I_{sc})R_s}{n\phi_T} \right]}, \quad (5)$$

$$\frac{\partial I}{\partial V} = - \frac{I_{01} \exp\left[\frac{V + (I - I_{sc})R_s}{\phi_T}\right] + I_{02} \exp\left[\frac{V + (I - I_{sc})R_s}{m\phi_T}\right] \cdot \frac{1}{m} + \frac{\phi_T}{R_s + R_{sh}}}{\phi_T + R_s \left(I_{01} \exp\left[\frac{V + (I - I_{sc})R_s}{\phi_T}\right] + I_{02} \exp\left[\frac{V + (I - I_{sc})R_s}{m\phi_T}\right] \cdot \frac{1}{m} \right)}. \quad (6)$$

Для проведения расчетов используются следующие измеряемые точки на ВАХ: $(I_{sc}, V = 0)$, (I_m, V_m) , $(I = 0, V_{oc})$, где I_m, V_m – точка максимума КПД СЭ, V_{oc} – напряжение холостого хода. Разработанная нами система измерения ВАХ при световых условиях АМ 1,5 позволяет достаточно точно определять эти величины вместе со значениями производных в этих точках.

Принимая во внимание, что $R_{sh} \gg R_s$, производная $\partial I/\partial V$ при $V = 0$ позволяет определить величину $1/(R_s + R_{sh}) \approx 1/R_{sh}$. Таким образом, величина шунтирующего сопротивления R_{sh} может быть определена непосредственно в процессе измерения ВАХ СЭ. Учитывая, что для реальных СЭ $R_{sh} \gg R_s$, $\exp[(V_m - (I_m - I_{sc})R_s)/n\phi_T] \gg 1$ и $\exp[(V_{oc} - I_{sc}R_s)/n\phi_T] \gg 1$, а также используя известное соотношение

$$\left. \frac{\partial I}{\partial V} \right|_{V=V_m} = \frac{I_m}{V_m} = \frac{1}{R_m}$$

и определенное значение $\partial I/\partial V = 1/R_a$ при $V = V_{oc}$, можно получить следующую систему линейных уравнений для определения R_s и n в случае однодиодной модели:

$$\begin{cases} n\phi_T \left(1 - \frac{R_m}{R_{sh}}\right) = (R_m - R_s) \left(I_{sc} - I_m - \frac{V_m}{R_{sh}}\right), \\ n\phi_T \left(1 - \frac{R_a}{R_{sh}}\right) = (R_a - R_s) \left(I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_{sh}}\right). \end{cases} \quad (7)$$

Из линейной системы (7) легко найти R_s и «фактор идеальности» n . Оставшийся параметр I_0 определяется из (1) при двух значениях V ($V=V_m$ и $V=V_{oc}$) с использованием метода наименьших квадратов.

Таким образом, в данной схеме все вычисления для определения параметров однодиодной модели СЭ выполняются явно, без использования каких-либо итерационных процедур.

В случае использования двухдиодной модели для описания ВАХ СЭ системы уравнений (2), (4), (6) достаточно для определения всех необходимых параметров. Однако эта замкнутая система уравнений включает экспоненты и по сложности ее решение мало отличается от прямой минимизационной схемы. Поэтому так же, как это делается в большинстве известных алгоритмов решения подобной задачи [3–5], параметр m считается заданным. Прямые численные вычисления рекомбинационного тока в области пространственного заряда показывают, что $1,8 < m < 2$. Это согласуется с теорией [6]. Математическое моделирование процессов рекомбинации в области пространственного заряда показывает, что во всем интервале приложенных к СЭ напряжений $m = 1,9$ для любых реальных «резких» p - n -переходов с соотношением концентраций легирующих примесей в областях эмиттера и базы $10^{19} \text{ см}^{-3}/10^{16} \text{ см}^{-3}$ и больше. Таким образом, в данной модели «фактор идеальности» принимается фиксированным ($m = 1,9$) [6].

Считая фактор m заданным, можно получить следующее уравнение для определения значения R_s в случае двухдиодной модели:

$$\exp\left(\frac{V_{oc} - V_m - I_{sc}R_s}{\Phi_T}\right) = \frac{\frac{m\Phi_T}{R_a - R_s} - \left(I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_s + r_{sh}}\right)}{\frac{m\Phi_T}{R_m - R_s} - \left(I_{sc} - I_m - \frac{V_m}{R_s + R_{sh}}\right)}. \quad (8)$$

Следует отметить, что значение R_s , полученное из этого уравнения, не совпадает со значением R_s , рассчитанным при использовании однодиодной модели. В противном случае были бы получены значения $m = n$, $I_{01} = 0$ и задача свелась бы к уже решенной для однодиодной модели СЭ. Нелинейное уравнение (8) легко решается в рамках задачи численной минимизации с применением метода «золотого сечения» – хорошо разработанного математического приема с известными алгоритмами решения. После определения R_s с использованием известного значения m находятся I_{01} и I_{02} из решения линейной системы уравнений.

Анализ чувствительности определения внутренних параметров ВАХ СЭ по отношению к погрешностям измерения показал следующее: в случае абсолютно точного измерения ВАХ ошибка в определении внутренних параметров СЭ равна 0. При 10%-ной экспериментальной ошибке измерения ВАХ ошибка в определении параметров может достигать 100% и выше, как это имеет место в любой другой схеме решения подобной обратной задачи. Таким образом, для обеспечения высокой точности определения внутренних параметров СЭ необходимо, чтобы ошибка измерения ВАХ была не хуже 1%. В свою очередь, это предполагает достаточно жесткие требования к измерительной системе солнечного симулятора излучения.

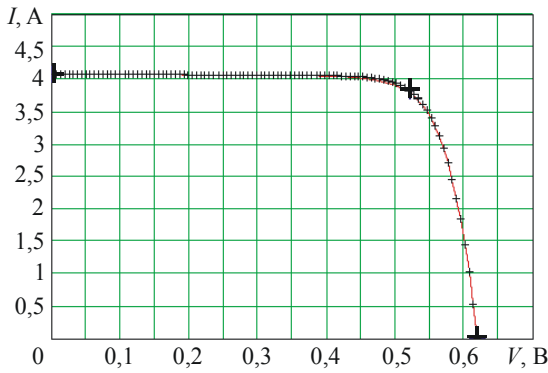


Рис.1. Экспериментальная ВАХ коммерческого СЭ, измеренная солнечным тестером «ST-1000»: + – экспериментальные точки ВАХ; — рассчитанные ВАХ по одно- и двухдиодной модели с использованием рассматриваемых алгоритмов; + – три основные опорные точки

На рис.1 показана нагрузочная характеристика коммерческого СЭ, измеренная тестером ST-1000. Как видно из рисунка, рассчитанные с использованием двух теоретических моделей ВАХ практически точно воспроизводят экспериментальную.

Кроме того, смоделированные ВАХ, рассчитанные с использованием одно- и двухдиодной модели, практически совпадают между собой. Очень слабое различие рассчитанных ВАХ наблюдается в области точки максимальной мощности СЭ. Экспериментальные параметры ВАХ коммерческого СЭ площадью 125 см² имеют следующие значения: КПД = 15,92%; $I_{sc} = 4,071$ А; $V_{oc} = 0,619$ В; $I_m = 3,828$ А; $V_m = 0,520$ В; $FF = 78,9\%$ (так называемый «фактор заполнения»); $R_a = 0,0112 \Omega$, $R_{sh} = 23 \Omega$. При этом рассчитанные внутренние параметры СЭ равны: $R_s = 3,974 \cdot 10^{-3} \Omega$; $n = 1,14$; $J_0 = 2,064 \cdot 10^{-11}$ А/см² – для однодиодной модели и $R_s = 4,757 \cdot 10^{-3} \Omega$; $J_{01} = 9,083 \cdot 10^{-13}$ А/см²; $J_{02} = 1,815 \cdot 10^{-9}$ А/см² – для двухдиодной модели.

На рис.2 показан интерфейс реализованного алгоритма решения задачи. Он удобен и пригоден для применения в производственных условиях.

Предложенная методика и разработанная программа использовались при отработке технологии формирования сетки металлизации СЭ. При этом применялись два метода

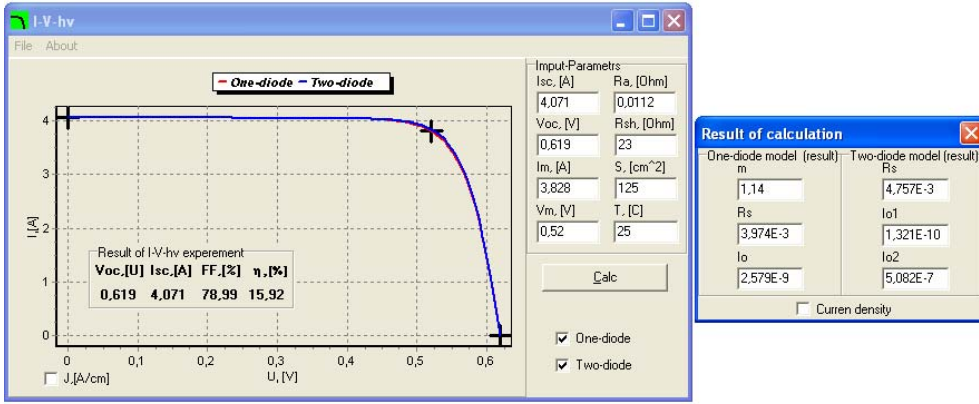


Рис.2. Интерфейс разработанной программы для обработки ВАХ с использованием одно- и двухдиодной модели СЭ

нанесения слоя меди на лицевую сторону СЭ – только магнетронное распыление и магнетронное распыление с последующим электрохимическим осаждением меди. Каждый из этих способов имеет преимущества и недостатки с экологической и экономической точек зрения.

Наиболее важным параметром, определяемым качеством металлизации, является последовательное сопротивление СЭ. Как видно из таблицы, применение метода электрохимического осаждения для увеличения толщины пленки Cu до 6 мкм приводит к существенному уменьшению последовательного сопротивления СЭ по сравнению с исходными значениями R_s при толщине пленки Cu 2 мкм. Это приводит к существенному увеличению фактора заполнения ВАХ и, как следствие, к увеличению КПД СЭ. Сравнение параметров СЭ, при изготовлении которых использовалось осаждение слоев Cu толщиной 6 мкм только магнетронным методом и комбинированным магнетронным и электрохимическим методами, показало, что величина R_s в обоих случаях практически одинакова (см. характеристики коммерческого СЭ на рис.2).

Основные параметры СЭ

Номер образца	КПД, %	FF, %	R_s , Ω	Номер образца	КПД, %	FF, %	R_s , Ω
До электрохимического осаждения Cu (толщина слоя 2 мкм)				После электрохимического осаждения Cu (толщина слоя 6 мкм)			
1	11,53	62,8	$1,26 \cdot 10^{-2}$	1	13,46	73,0	$2,43 \cdot 10^{-3}$
2	11,76	63,5	$1,38 \cdot 10^{-2}$	2	14,17	76,7	$5,87 \cdot 10^{-10}$
3	12,02	64,4	$1,13 \cdot 10^{-2}$	3	14,19	76,0	$3,63 \cdot 10^{-10}$
4	11,29	61,4	$1,46 \cdot 10^{-2}$	4	13,68	74,0	$3,63 \cdot 10^{-10}$
5	10,70	58,4	$1,50 \cdot 10^{-2}$	5	13,75	75,6	$1,29 \cdot 10^{-3}$
6	11,99	65,3	$1,06 \cdot 10^{-2}$	6	13,68	73,8	$1,60 \cdot 10^{-3}$
7	12,10	66,0	$1,08 \cdot 10^{-2}$	7	14,20	77,7	$3,63 \cdot 10^{-10}$
8	12,00	64,0	$1,25 \cdot 10^{-2}$	8	14,51	76,9	$5,77 \cdot 10^{-3}$

Таким образом, с точки зрения получаемых параметров СЭ эти два способа формирования металлизации практически одинаковы, однако применение электрохимического осаждения меди позволяет снизить время работы магнетрона, что в конечном итоге приводит к снижению затрат на производство СЭ. Кроме того, снижение времени магнетронного напыления позволяет свести к минимуму саморазогрев подложек. Преимуществом электрохимического осаждения меди является существенное снижение меха-

нических напряжений в формируемой медной пленке, что уменьшает прогиб пластин и ведет к получению металлических пленок с улучшенной адгезией.

Предложенная упрощенная методика определения внутренних параметров солнечного элемента позволяет в условиях производства с высокой точностью определять внутренние параметры солнечного элемента. Методика использована при разработке программы управления симулятором солнечного излучения ST-1000 (ЗАО «Телеком-СТВ»), что позволяет проводить контроль изготовленных СЭ в режиме непосредственной проверки качества СЭ в ходе их производства с целью корректировки производственного цикла.

Литература

1. *Gottscgalg R., Rommel M., Infield D.G., Ryssel H.* Comparison of different methods for the parameter determination of the solar cell's double exponential equation // 14-th European Photovoltaic Solar Energy Conference (Barcelona, Spain, 30 June-4 July 1997). – 1997. – P. 321–324.
2. *Bowden S., Rohatgi A.* Rapid and accurate determination of series resistance and fill factor losses in industrial silicon solar cells // 17-th European Photovoltaic Solar Energy Conference (Munich, Germany, 22-26 October 2001). – 2001 – P. 1802–1806.
3. *Martinez V., Jimeno J.S., Saenz M.J., Rodrigues V.* Multi-fit, fitting strategies and batch fitting in multiv 2 // 14-th European photovoltaic Solar Energy Conference (Barcelona, Spain, 30 June-4 July, 1997). – 1997. – P. 2427–2430.
4. *Ball M., Erler K.* Automatic methods for treatment of the dark current characteristics of solar cell // 16th European Photovoltaic Solar Energy Conference (1-5 May 2000, Glasgow, UK). – 2000. – P. 1–4.
5. Simple and fast extraction technique for the parameters in the double exponential model for the I-V characteristic of solar cells / *E. van Kerschaver, R.Einhaus, J.Szlufchik et al.* // 14-th European Photovoltaic Solar Energy Conference (Barcelona, Spain, 30 June-4 July 1997). –1997. – P. 2438 – 2441.
6. *McIntosh K.R., Altermatt P.P., Heiser G.* Depletion-region recombination in silicon solar cells: when does $m_{DR} = 2$? // 16-th European Photovoltaic Solar Energy Conference (1-5 May, 2000, Glasgow, UK). – 2000. – P. 250–253.

Яремчук Александр Федотович – кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник ЗАО «Телеком-СТВ» (г. Москва). *Область научных интересов:* физико-математическое моделирование работы полупроводниковых приборов, в частности солнечных элементов; методы определения основных электрофизических параметров полупроводниковых структур.

Мазуров Александр Вячеславович – кандидат технических наук, ведущий инженер-программист ЗАО «Телеком-СТВ» (г. Москва). *Область научных интересов:* перспективные технологические методы изготовления полупроводниковых структур, в частности солнечных элементов на основе различных полупроводников; методы анализа и контроля основных электрофизических параметров солнечных элементов.

Соколов Евгений Макарович – заместитель директора ЗАО «Телеком-СТВ» (г. Москва). *Область научных интересов:* технология изготовления солнечных элементов; методы контроля параметров солнечных батарей.

Шерченков Алексей Анатольевич – доктор технических наук, профессор кафедры материаловедения и физической химии МИЭТ. *Область научных интересов:* фотоэлектрические преобразователи энергии и солнечная энергетика; перспективные материалы и технологии твердотельной электроники, физика и технология неупорядоченных полупроводников; гетероструктуры на основе неупорядоченных полупроводников.

PSPICE-модель электретного преобразователя физических величин

Р.А.Фёдоров, Н.А.Шелепин

НПК «Технологический центр» МИЭТ

Показана возможность получения PSPICE-моделей электретных преобразователей физических величин, в том числе модель электретного микрофона. Рассматриваемые модели могут быть использованы для получения характеристик соответствующих датчиков путем совместного моделирования с электронной схемой.

В настоящее время с появлением новых электронных микроэлектромеханических устройств (МЭМС) не исчезает актуальность их качественного моделирования и расчета параметров при проектировании. Для реализации подобного анализа необходимо разработать модели электронных элементов МЭМС, учитывающие воздействие физических величин, которые можно было бы включить в состав системы для анализа и расчета электронных схем.

Модель электретного микрофона. Микрофон – это электроакустический прибор, преобразующий акустические звуковые колебания воздушной среды в электрические сигналы [1]. Они классифицируются по признаку преобразования акустических колебаний в электрические и подразделяются на электродинамические, электромагнитные, угольные, пьезоэлектрические и электростатические (конденсаторные и электретные).

На сегодняшний день электростатические микрофоны производятся такими известными фирмами, как «Panasonic», «Neumann», «AKG», «Неватон». Ряд микрофонов помимо основных технических характеристик обладают следующими немаловажными свойствами: миниатюрность; низкая потребляемая мощность; большая номенклатура; интегральное исполнение. Последнее свойство дает возможность объединения микрофона с электрической схемой обработки на одном кристалле.

На рис.1 представлена упрощенная конструкция конденсаторного микрофона. Два электрода – подвижный и неподвижный образуют обкладки конденсатора. Подвижный электрод – мембрана из металлической фольги или полимерной металлизированной пленки толщиной несколько микрон. Под действием звукового давления она совершает

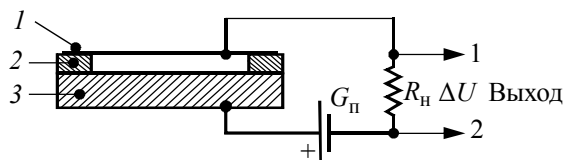


Рис.1. Упрощенная конструкция конденсаторного микрофона: 1 – металлизированная пленка; 2 – калиброванная изолирующая прокладка; 3 – неподвижный электрод

колебания относительно неподвижного электрода, что приводит к изменению емкости конденсатора относительно состояния покоя. Величина изменения емкости, а значит и выходной электрический сигнал должны соответствовать звуковому давлению. Степень соответствия выходного напряжения звуковому давлению по амплитуде и частоте определяет частотная характеристика чувствительности (ЧХЧ) и динамический диапазон конкретного микрофона. Конденсатор включен в электрическую цепь последовательно с источником напряжения G_n и активным нагрузочным сопротивлением R_n . При колебаниях мембраны емкость конденсатора меняется с частотой воздействующего на мембрану звукового давления. В электрической цепи появляется переменный ток той же частоты, и на нагрузочном сопротивлении возникает переменное напряжение, являющееся выходным сигналом микрофона.

Емкость электрического конденсатора с обкладками в виде двух параллельных плоских пластин равна [2]:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{x}, \quad (1)$$

где ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума ($\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м); ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика ($\epsilon \geq 1$); S – площадь плоской обкладки, м²; x – расстояние между обкладками, м.

Схема конденсатора замещается зависимым источником тока. В случае малых смещений мембраны упростим ее движение до линейного движения известной массы при воздействии различных сил. Тогда уравнение перемещения металлизированной мембраны конденсатора определяется следующими силами [3]: силой инерции вследствие воздействия звукового давления; силой торможения, пропорциональной скорости движения, вызванной демпфированием, трением и другими видами потери энергии; силой упругости мембраны; силой электростатического притяжения вследствие разности потенциалов между обкладками конденсатора.

Функциональная зависимость источника, определяющего движение металлизированной мембраны, описывается выражением согласно второму закону Ньютона:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = PS - \eta \frac{dx}{dt} - kx + \frac{\epsilon S V_{12}^2}{2(x_0 - x)^2}, \quad (3)$$

где m – масса подвижного электрода, кг; P – давление звука, Па/м²; S – площадь электродов, м²; η – коэффициент силы торможения (демпфирования), Н·с/м; k – коэффициент жесткости упругого подвеса, Н/м; x_0 – расстояние между подвижным и неподвижными электродами в состоянии покоя, м; ϵ – диэлектрическая постоянная, Ф/м.

В настоящее время нашли широкое применение электрические аналоги постоянных магнитов – электреты. Поскольку они могут создавать постоянные, сравнительно высокие электрические поля без каких-либо дополнительных источников питания и высоковольтных преобразователей, то это открывает возможность создания на их основе миниатюрных электроакустических преобразователей – электретных микрофонов, размеры которых измеряются миллиметрами [4].

Электретные микрофоны по принципу работы те же конденсаторные, но изменение напряжения на обкладках обеспечивается зарядом электрета, тонким слоем нанесенного на мембрану и сохраняющим этот заряд продолжительное время (несколько десятков лет) [1].

Таким образом, модель электретного микрофона содержит в себе два последовательно соединенных источника: зависимый источник тока, описывающий поведение микромеханического конденсатора при перемещении металлизированной мембраны; источник напряжения, используемый вместо поляризационной пленки.

На рис.2 представлена схема замещения электретного микрофона. Для зарядки микромеханического конденсатора источником напряжения G_{Π} используется высокоомный резистор R_{Π} .

Математический аппарат и технические возможности программы PSPICE обеспечивают составление электронных схем и решение системы уравнений (1), (2) с помощью численного метода.

Приведем основные параметры модели электретного микрофона для моделирования в программе PSPICE:

Масса металлизированной мембраны m , кг	$5,0 \cdot 10^{-6}$
Коэффициент силы торможения (демпфирования) η , Н·с/м	$3,0 \cdot 10^{-3}$
Коэффициент жесткости металлизированной мембраны k , Н/м	8,0
Площадь перекрытия обкладок S , м ²	$140 \cdot 10^{-6}$
Расстояние между обкладками x_0 , м	$30,0 \cdot 10^{-6}$
Диэлектрическая постоянная ϵ , Ф/м	$8,85 \cdot 10^{-12}$

Для приближения полученных характеристик к характеристикам конкретной марки электретного микрофона допускаются изменения значений параметров модели и электрической схемы. Для соответствия размерностей переменных принято, что значение переменной в вольтах в программе PSPICE соответствует значению этой переменной в единицах СИ.

Электрическая схема модели электретного микрофона преобразована в текстовый вид с описанием всех функциональных зависимостей и переменных. Для упрощения визуализации и дальнейшей работы с моделью создано условное геометрическое изображение с привязкой на полученную текстовую модель.

На рис.3 представлена упрощенная схема для моделирования электретного микрофона. Полученная модель позволяет проводить совместное моделирование с электрической схемой в трех режимах: переходные процессы (Tran); расчет по постоянному току (DC); расчет по переменному току (AC).

Существует возможность проведения параметрического анализа модели электретного микрофона в составе электрических схем с построением целевых функций.

На рис.4 представлена временная диаграмма моделирования электретного микрофона без нагрузки в программе PSPICE. Входной физической величиной является звуковое давление

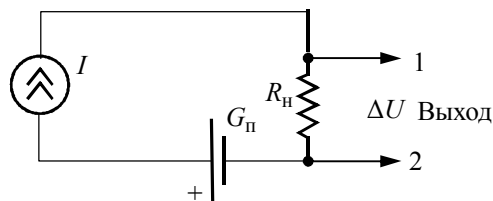


Рис.2. Схема замещения электретного микрофона

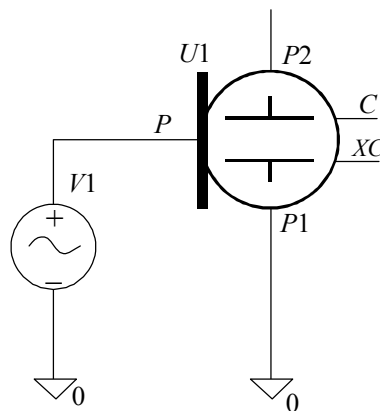


Рис.3. Схема электрическая для моделирования электретного преобразователя

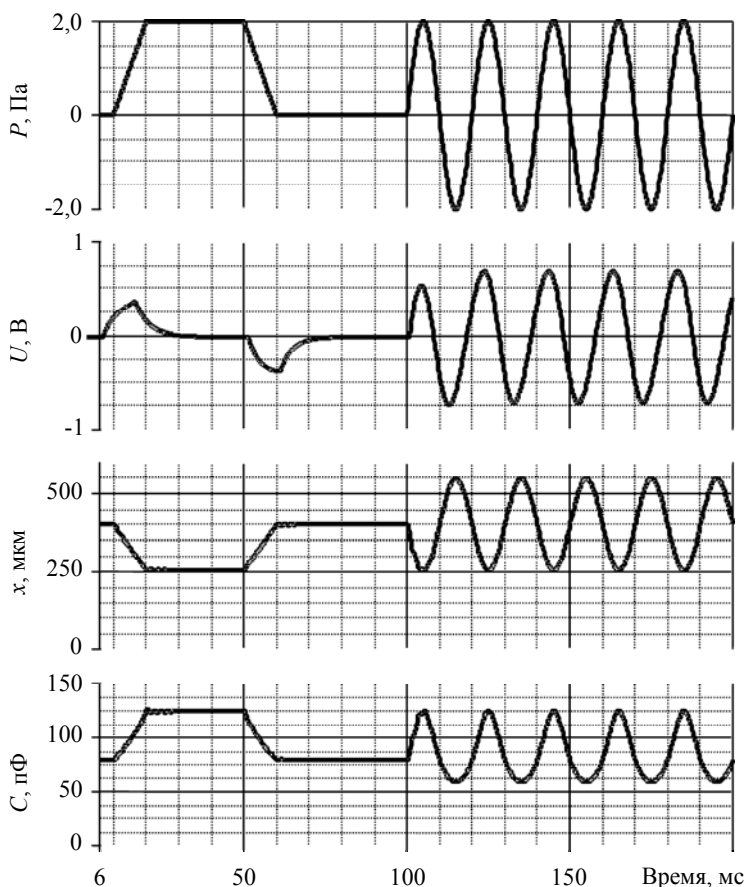


Рис.4. Временная диаграмма моделирования электретного микрофона без нагрузки в программе PSPICE

(в паскалях), которое задается источником напряжения $V19$ (в вольтах) на вход P модели. Выходными параметрами являются: напряжение на конденсаторе между выводами $P1$ и $P2$; расстояние между обкладками конденсатора (в метрах), которое является выходным напряжением на выводе XC ; значение емкости, которое является выходным напряжением на выводе C .

Поскольку электростатические микрофоны обладают высоким выходным сопротивлением, то для его уменьшения, как правило, в корпус микрофона встраивают истоковый повторитель на полевом n -канальном транзисторе с p - n -переходом. Это позволяет снизить выходное сопротивление до значения не более 3–4 кОм и уменьшить потери сигнала при подключении к входу усилителя сигнала микрофона.

Используя полученную модель, основные характеристики и внутреннюю схему конкретного электростатического микрофона, можно создать SPICE-модель этого микрофона. Так, например, на рис.5 представлена внутренняя схема модели электретного микрофона МКЭ-3 для моделирования в программе PSPICE.

Основные характеристики микрофона МКЭ-3 следующие:

Чувствительность, мВ/Па, не менее.....	4–20
Диапазон частот, Гц.....	50–15000
Уровень шума, дБ.....	30
Напряжение питания, В.....	–4,5
Неравномерность ЧХ, дБ.....	12

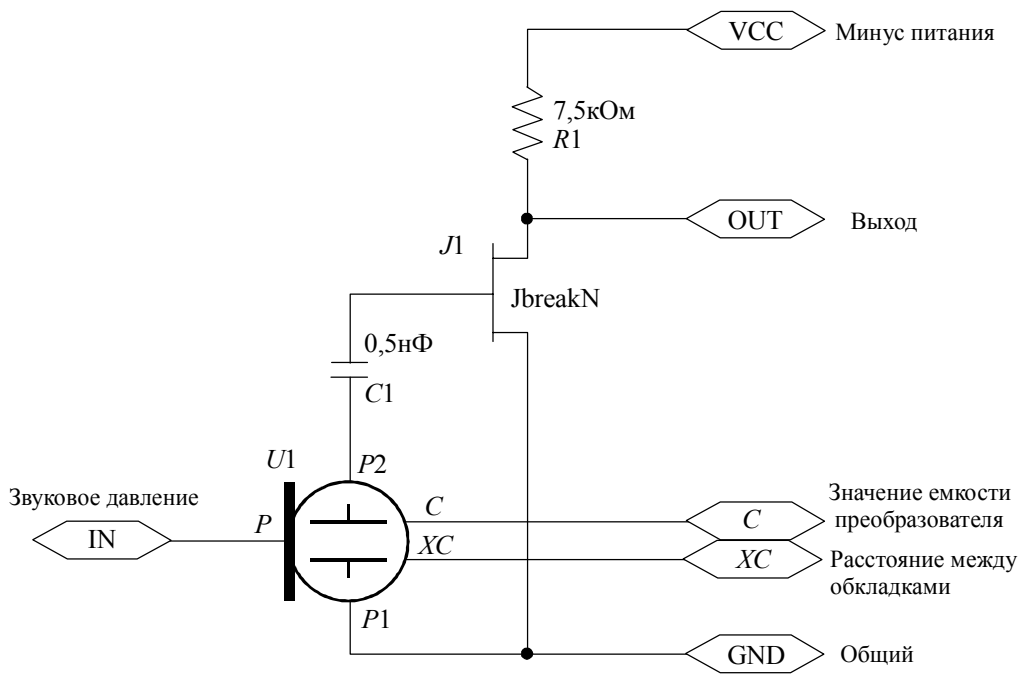


Рис.5. Схема электрическая электретного микрофона на основе схемы МКЭ-3

На рис.6 представлена частотная характеристика чувствительности микрофона МКЭ-3, полученная в результате моделирования в программе PSPICE.

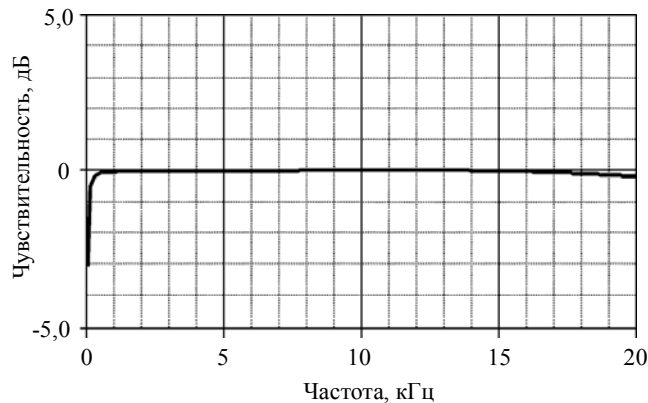


Рис.6. Частотная характеристика чувствительности схемы электретного микрофона на основе схемы МКЭ-3, полученная в программе PSPICE

Таким образом, на основе разработанной методики построения моделей SPICE для электретных преобразователей физических величин реализована общая модель электретного микрофона. На основе общей модели электретного микрофона разработана модель электретного микрофона МКЭ-3. Показана практическая возможность моделирования перемещения металлизированной мембраны электретного микрофона и совместного моделирования преобразователя при воздействии звукового давления и электронных схем формирования сигнала.

Литература

1. **Вахитов Ш.** Современные микрофоны и их применение // Радио. – 1998. – № 11. – С. 16.
2. **Ренне В.Т.** Электрические конденсаторы. – 3 изд. – Л., 1969.
3. **Шелепин Н.А.** Основные принципы создания SPICE-моделей микроэлектромеханических систем // Микросистемная техника. – 2004. – № 9. – С. 30–35.
4. Электреты / *Пер. с англ. под ред. Г.Сесслера.* – М.: Мир, 1983. – 487 с.
5. **Кухлинг Х.** Справочник по физике / *Пер. с нем. под ред. Е.М.Лейкина.* – М.: Мир, 1982. – С. 259.

Фёдоров Роман Александрович – аспирант, научный сотрудник НПК «Технологический центр» МИЭТ. *Область научных интересов:* проектирование и разработка цифровых и смешанных КМОП интегральных схем.

Шелепин Николай Алексеевич – доктор технических наук, главный конструктор ОАО «НИИМЭ и завод Микрон» (г. Москва). *Область научных интересов:* функционально сложные микроэлектромеханические системы, проблемы проектирования и основы моделирования в САПР для анализа электронных схем.

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.382(06)

Аппаратные средства введения помехоустойчивого кодирования для повышения отказоустойчивости СБИС оперативной памяти

И.С.Ельчин, И.И.Шагурин

Московский инженерно-физический институт
(государственный университет)

П.Н.Осипенко, Б.В.Василегин

Научно-исследовательский институт системных исследований РАН (г. Москва)

Рассмотрена реализация метода обнаружения и коррекции ошибок в микросхемах памяти с помощью кода Хэмминга, проанализированы возможности и особенности его применения. Даны оценки требуемых аппаратных затрат и возникающих дополнительных задержек при различной разрядности ячеек памяти.

Эффективным средством повышения отказоустойчивости блоков оперативной памяти является использование специальных методов кодирования информации, обеспечивающих выявление и коррекцию ошибочных битов. Методы отказоустойчивого кодирования позволяют с помощью введения дополнительных аппаратных средств преобразовать форму представления записываемых в память данных таким образом, чтобы при чтении выявить ошибочные биты. Возникающие единичные сбои и отказы можно оперативно парировать с помощью специальных алгоритмов коррекции ошибок. Для преобразования поступающих данных в соответствующий помехоустойчивый код (при записи в память) и последующего восстановления исходных данных (при считывании) в состав микросхем памяти требуется ввести специальные кодеры и декодеры. Введение кодеров и декодеров в состав микросхемы приводит к увеличению площади кристалла, повышению энергопотребления и возрастанию времени выборки.

Для решения вопроса о целесообразности включения этих дополнительных аппаратных средств необходимо провести анализ их параметров, оценить их влияние на характеристики разрабатываемой СБИС памяти. В данной работе проведены такие оценки для случая использования кода Хэмминга*, который отличается относительно простой реализацией и может быть с минимальными трудозатратами интегрирован в типовую структуру современных микросхем оперативной памяти.

* *Золотарев В.В., Овечкин Г.В.* Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 126 с.

В классическом варианте код Хэмминга способен обнаружить и исправить одну ошибку. Это достигается с помощью введения в исходное слово данных дополнительных контрольных бит, которые вместе с информационными составляют кодовое слово. При считывании кодового слова декодер образует из прочитанных информационных и контрольных разрядов корректирующее число E , которое равно 0 при отсутствии ошибки, либо указывает место ошибки – порядковый номер ошибочного разряда в слове. Ошибочный разряд корректируется изменением его значения на противоположное.

В расширенном коде Хэмминга к контрольным разрядам добавляется бит контроля четности для кодового слова, содержащего информационные и контрольные биты. Этот код позволяет исправлять одиночные ошибки и обнаруживать двойные ошибки. При считывании формируются корректирующее число E и общий бит четности P для кодового слова. При этом реализуется следующая логика работы декодера:

если $E = 0$ и $P = 0$, то ошибок нет,

если $E \neq 0$ и $P = 1$, то имеется одиночная ошибка, которая исправляется,

если $E \neq 0$ и $P = 0$, то имеется двойная ошибка, которая не исправляется,

если $E = 0$ и $P = 1$, то имеется ошибка в бите четности P .

Количество контрольных бит, вводимых при использовании классического и расширенного кода Хэмминга, для типовых значений разрядности информационных слов приведено в табл.1.

Таблица 1

Количество контрольных бит при использовании классического и расширенного кодов Хэмминга

Число информационных бит	Число контрольных бит	Число контрольных бит для расширенного кода Хэмминга
2 – 4	3	4
5 – 11	4	5
12 – 26	5	6
27 – 57	6	7
58 – 120	7	8

Кодер и декодер можно реализовать с помощью сдвигового регистра и сумматора. При этом вводимая аппаратная избыточность оказывается минимальной, но возникает значительная дополнительная задержка, так как для выполнения кодирования требуется количество тактов, которое больше или равно числу разрядов кодируемого информационного слова. При декодировании требуются дополнительные такты для обработки введенных контрольных битов. Использование таких кодеров и декодеров в микросхемах памяти приводит к существенному увеличению времени выборки.

В данной статье рассматриваются варианты кодеров и декодеров, которые спроектированы в виде комбинационных схем (без применения сдвиговых регистров). При этом усложняется аппаратная реализация кодирования – декодирования, но существенно сокращаются вводимые временные задержки.

На рис.1,а приведена структура комбинационного кодера для классического кода Хэмминга. Контрольные биты формируются путем выполнения операции Иключающее ИЛИ над кодами позиций ненулевых битов. Эта операция реализуется цепочкой блоков, на каждый из которых параллельно поступают соответствующие биты информационного слова. Позиции ненулевых битов определяются с помощью операции И над поступившим битом и двоичным номером его позиции в слове. На вход элемента, кроме бита данных и кода его позиции в информационном слове, поступает и результат аналогичной операции, выполненной предыдущим блоком. Полученные контрольные биты вводятся в определенные позиции кодового слова с помощью блока введения контрольных битов. Сформированное таким образом кодовое слово поступает на выход кодера.

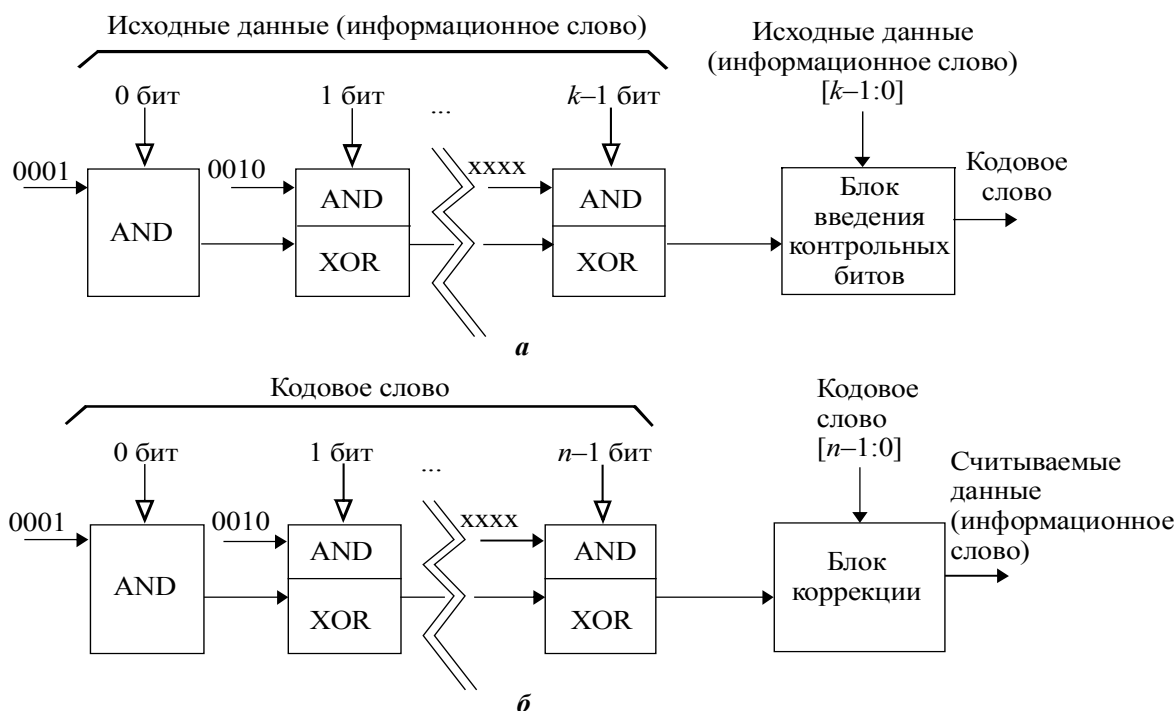


Рис. 1. Структуры кодера (а) и декодера (б) для реализации кода Хэмминга

Структура комбинационного декодера (рис. 1, б) похожа на структуру кодера. Считанное из памяти кодовое слово, содержащее возможные ошибки, обрабатывается цепочкой элементов, которые выполняют операцию Исключающее ИЛИ над кодами позиций ненулевых битов. В результате формируется корректирующее число E . Блок коррекции исправляет данные, инвертируя бит, местоположение которого определяется корректирующим числом.

При использовании расширенного кода Хэмминга в кодер добавляется схема формирования бита четности P для полученного кодового слова, что реализуется последовательным применением операции Исключающее ИЛИ. В структуру декодера для этого кода включается анализатор ошибки, который формирует сигнал наличия двойной ошибки $Error$, если значения $E \neq 0$ и $P = 0$.

Схема включения кодера и декодера показана на рис. 2. Кодер включается в поток данных, записываемых в память. На его вход параллельно поступает k -разрядное информационное слово. На выходе кодер формирует кодовое слово разрядностью $n = k + m$, которое содержит информационные и контрольные биты. Полученное кодо-

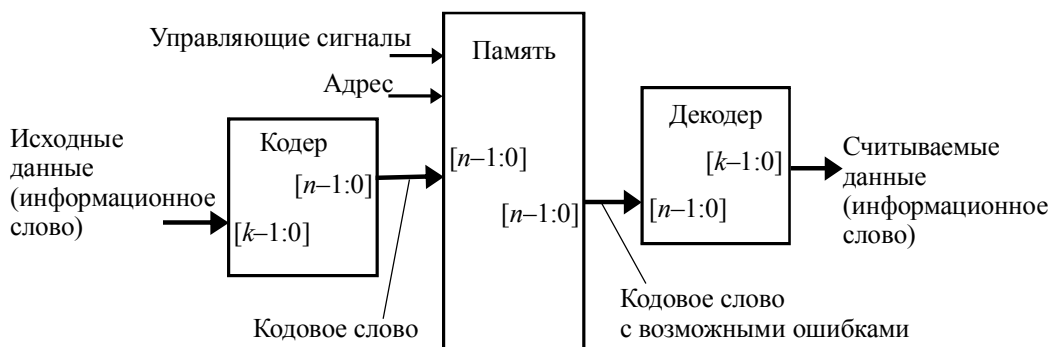


Рис. 2. Схема включения кодера и декодера

вое слово записывается в память по заданному адресу. При считывании из памяти записанное кодовое слово поступает в декодер, который анализирует его, определяет наличие и местоположение ошибки и исправляет ее. После коррекции данные разрядностью k поступают на выход памяти.

В случае реализации расширенного кода Хэмминга, выявляющего двойную ошибку, декодер выдает выходной сигнал *Error*, который принимает значение 1, если обнаружена двойная ошибка. В этом случае исправление ошибок невозможно, поэтому блок данных, поступающих с выхода декодера, содержит ошибку.

Для оценки аппаратных затрат, необходимых для реализации кодов Хэмминга, было получено описание схем кодера и декодера на языке Verilog. Рассмотрены варианты схем, необходимых для коррекции одного ошибочного бита в 8-, 32- и 64- разрядных словах с помощью классического кода Хэмминга и для коррекции одного бита и выявления двух ошибочных битов в 8-, 32- и 64-разрядных словах с помощью расширенного кода Хэмминга. По полученным Verilog-описаниям кодеров и декодеров проведен их схемотехнический синтез на базе логических элементов И, ИЛИ, НЕ, Исключающее ИЛИ, которые имеются в составе функциональной библиотеки. Синтез производился с использованием пакета программ ActiveHDL. По результатам схемотехнического синтеза проведена оценка необходимых аппаратных средств (количество требуемых логических элементов) и значений дополнительных задержек, которые возникают при введении кодера и декодера в структуру СБИС памяти.

В табл.2 указано количество логических элементов И (AND), ИЛИ (OR), Исключающее ИЛИ (XOR), НЕ (INV), требуемых для схемотехнической реализации кодера и декодера при различной разрядности контролируемых слов (8, 32 или 64 бита). Как показывают полученные данные, реализация декодера оказывается существенно сложнее,

Таблица 2

Аппаратные средства для реализации кодеров и декодеров

Разрядность слова, бит	Число контрольных бит	Количество элементов AND	Количество элементов XOR	Количество элементов INV	Количество элементов OR
Для кодера без контроля четности (классический код Хэмминга)					
8	4	32	28		
32	6	192	186		
64	7	448	441		
Для декодера без контроля четности (классический код Хэмминга)					
8	4	72	60	32	
32	6	388	286	192	
64	7	881	618	448	
Для кодера с контролем четности (расширенный код Хэмминга)					
8	5	32	39		
32	7	192	223		
64	8	448	511		
Для декодера с контролем четности (расширенный код Хэмминга)					
8	5	73	72	33	3
32	7	389	324	193	5
64	8	882	689	449	6

чем кодера: общее число используемых в декодере логических элементов в среднем в 2,5 раз больше, чем в кодере. При увеличении разрядности контролируемых слов сложность кодеров и декодеров значительно возрастает: для контроля 32-разрядных слов требуется в 5–6 раз больше элементов, чем для контроля 8-разрядных, а для контроля 64-разрядных слов – в 11–14 раз больше, чем для контроля 8-разрядных. При этом переход от использования классического кода Хэмминга к расширенному требует увеличения числа элементов, используемых для реализации кодера и декодера, всего на 6–12%.

В табл.3 приведены оценки дополнительной задержки T_3 , которая возникает из-за включения кодера и декодера. Для получения этой оценки в разработанном схемотехническом варианте определялось максимальное число последовательно включенных элементов AND, OR, XOR, INV (каскадов прохождения сигнала), через которые проходят данные в процессе кодирования и декодирования. Полученные оценки показывают, что декодеры имеют задержку на 20–80% больше, чем кодеры. При увеличении разрядности контролируемых слов с 8 до 32 бит задержки кодирования и декодирования возрастают в 3–4 раза, при увеличении разрядности с 8 до 64 бит – в 5–8 раз. При использовании расширенного кода Хэмминга задержки кодирования – декодирования оказываются на 10–50% выше, чем при использовании классического кода Хэмминга.

Чтобы введение контроля по Хэммингу не приводило к увеличению цикла чтения и записи данных в память, задержка кодирования – декодирования T_3 должна удовлетворять условию: $T_3 \leq T_b - T_o$, где T_b – заданное время выборки, T_o – задержка, вносимая остальными (традиционными) процедурами – адресация ячейки, запись или чтение слова в матрицу памяти, формирование выходных сигналов и др. Если принять, что вводимая задержка T_3 не должна превышать 20% от общего времени выборки, то при типовом значении $T_b = 30$ нс

Таблица 3

Временные задержки кодирования и декодирования

Разрядность слова, бит	Число контрольных бит	Число каскадов				Общая задержка
		AND	XOR	INV	OR	
Для кодера без контроля четности (классический код Хэмминга)						
8	4	8	7			$T_3 = 8T_{AND} + 7T_{XOR}$
32	6	32	31			$T_3 = 32T_{AND} + 31T_{XOR}$
64	7	64	63			$T_3 = 64T_{AND} + 63T_{XOR}$
Для декодера без контроля четности (классический код Хэмминга)						
8	4	15	13	1		$T_3 = 15T_{AND} + 13T_{XOR} + T_{INV}$
32	6	43	39	1		$T_3 = 43T_{AND} + 39T_{XOR} + T_{INV}$
64	7	77	72	1		$T_3 = 77T_{AND} + 72T_{XOR} + T_{INV}$
Для кодера с контролем четности (расширенный код Хэмминга)						
8	5	8	18			$T_3 = 8T_{AND} + 18T_{XOR}$
32	7	32	42			$T_3 = 32T_{AND} + 42T_{XOR}$
64	8	64	74			$T_3 = 64T_{AND} + 74T_{XOR}$
Для декодера с контролем четности (расширенный код Хэмминга)						
8	5	16	25	2	3	$T_3 = 16T_{AND} + 25T_{XOR} + 2T_{INV} + 3T_{OR}$
32	7	44	77	2	5	$T_3 = 44T_{AND} + 77T_{XOR} + 2T_{INV} + 5T_{OR}$
64	8	78	143	2	6	$T_3 = 78T_{AND} + 143T_{XOR} + 2T_{INV} + 6T_{OR}$

Примечание. T_{AND} , T_{XOR} , T_{INV} , T_{OR} – задержки переключения элементов AND, XOR, OR, INV.

получаем условие $T_3 \leq 6$ нс. Так как максимальная задержка вводится при выполнении декодирования, то полученное условие определяет требования к задержкам логических элементов, используемых в схеме декодера. Например, при контроле 32-разрядных слов логические элементы в декодере должны иметь среднюю задержку $t_3 = 0,08$ нс/вентиль при использовании классического кода Хэмминга, $t_3 = 0,05$ нс/вентиль при использовании расширенного кода Хэмминга.

Следует отметить, что данные оценки являются приближенными и требуют уточнения после проведения топологического проектирования кодера и декодера с учетом характеристик технологического процесса, используемого для изготовления проектируемых микросхем памяти, и определения реальных значений емкостей, перезаряжаемых в процессе кодирования – декодирования.

Использование кодирования по Хэммингу позволяет корректировать однократные ошибки и выявлять двойные ошибки при относительно небольшом увеличении объема матрицы памяти: на 19–22% при контроле 32-разрядных слов и на 11–13% при контроле 64-разрядных слов. Сложность вводимых для контроля кодеров и декодеров зависит от разрядности хранимых данных: для 32-разрядных слов число требуемых логических элементов составляет 1200–1400 вентиляей, для 64-разрядных слов – 2800–3000 вентиляей. Полученные результаты позволяют количественно оценить требования к задержке переключения элементов, используемых для реализации кодеров и декодеров Хэмминга, в зависимости от разрядности хранящихся данных и заданного значения времени выборки памяти.

Ельчин Иван Сергеевич – аспирант кафедры микроэлектроники МИФИ. *Область научных интересов:* проектирование микросхем, повышение надежности микросхем; высокоуровневые языки проектирования.

Шагурин Игорь Иванович – доктор технических наук, профессор кафедры микроэлектроники МИФИ. *Область научных интересов:* цифровая схемотехника, программирование цифровых микросхем и систем на кристалле, аппаратная реализация систем на базе микропроцессоров и микроконтроллеров.

Осипенко Павел Николаевич – начальник отдела разработки вычислительной техники НИИСИ РАН (г. Москва). *Область научных интересов:* разработка средств вычислительной техники и процессорных микросхем.

Василегин Борис Владимирович – научный сотрудник отдела разработки вычислительной техники НИИСИ РАН (г. Москва). *Область научных интересов:* надежность цифровых СБИС при работе в условиях экстремальных воздействий.

Выбор оптимальной структуры функционально полного контроллера шины SPI с 32-разрядным интерфейсом

А.А.Беляев

ГУП НПЦ «Элвис» (г.Москва)

Ф.М.Путря

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Проведен анализ существующих контроллеров SPI, предъявлены функциональные требования к устройству, способному вести обмен с большинством устройств, поддерживающих интерфейс SPI. Выбрана оптимальная структура порта SPI, позволяющая устранить некоторые недостатки стандартной схемы.

Последовательная шина SPI (Serial Peripheral Interface) – один из популярных шинных интерфейсов, разработанный фирмой «Motorola» [1]. Интерфейс SPI является стандартным шинным интерфейсом с последовательной передачей данных, широко применяющимся в устройствах обработки данных различного назначения. Шина SPI используется как для передачи управляющей информации, так и обрабатываемых данных.

Шина SPI имеет следующие преимущества:

- для передачи данных требуется только три линии – выход ведущего – вход ведомого (MOSI), вход ведущего – выход ведомого (MISO) и линия синхронизации (SCK). Кроме того, каждое ведомое устройство, подключенное к шине, должно быть выбрано при помощи сигнала SS (Slave Select);
- обеспечивает полностью дуплексную синхронную передачу данных. Скорость передачи данных по шине SPI может достигать нескольких мегабит в секунду;
- позволяет иметь несколько ведущих, предоставляя средства для предотвращения коллизий.

Эти свойства позволяют использовать шину SPI для передачи информации в системах различного назначения, как правило, между микроконтроллерами и периферийными устройствами: АЦП, ЦАП, памятью типа FLASH и EEPROM, LCD-контроллерами и др. Наиболее полное описание интерфейса приведено в документации на микроконтроллер M68HC11 (фирма «Motorola») [2]. Однако в предложенном варианте порта имеется ряд недостатков, один из которых – невозможность записи данных для следующей посылки в процессе текущей передачи, что значительно снижает эффективность работы порта при передаче больших объемов информации.

Цель настоящей работы – анализ существующих моделей контроллеров шины SPI и разработка контроллера для периферии сигнального процессора. Контроллер должен обеспечивать высокую скорость передачи больших пакетов данных, не отбирая при передаче существенной вычислительной мощности процессора, работать с большинством устройств, поддерживающих интерфейс SPI, в режимах как ведущего, так и ведомого

устройства, с возможностью организации межпроцессорной связи. В процессе работы проведен поиск оптимальной структуры контроллера, удовлетворяющего этим требованиям

Результаты анализа функциональных возможностей существующих контроллеров SPI. Перечень требований по функциональности к разрабатываемому устройству. При разработке контроллера, способного работать с большинством из существующих устройств, поддерживающих интерфейс SPI, необходим функциональный анализ контроллеров, реализованных в различных устройствах. В ходе анализа были изучены две verilog-модели контроллеров SPI, управляемых системной шиной Wishbone, поведенческое описание управляемой через порт SPI Flash-памяти, предоставленное фирмой «NexFlash». По техническим описаниям ряда ЦАП, АЦП и аудиокодексов различных фирм («Analog Devices», «Burr-Brown», «Maxim») были изучены функциональные возможности портов SPI, имеющихся в данных устройствах. После проведенного анализа существующих вариантов портов SPI установлены следующие функциональные требования к разрабатываемому устройству:

- возможность работы как в режиме мастера, так и в режиме ведомого устройства (для осуществления межпроцессорной связи);
- возможность выбора полярности и начального уровня синхронизирующего сигнала. Следует отметить, что передача и прием данных ведется по разным фронтам синхронизирующего сигнала во избежание потерь данных;
- возможность передачи бит как в прямом (от старшего к младшему), так и в обратном (от младшего к старшему) порядке;
- широкая возможность выбора частоты передачи данных;
- возможность перевода в высокоимпедансное состояние выводов порта (MISO, MOSI, SCK);
- возможность обеспечения выбора количества бит в одной посылке.

Во многих SPI-устройствах шина выбора ведомого устройства находится в низком состоянии только во время передачи данных, по окончании же пересылки SS переводится в высокое состояние. Тот факт, что перевод сигнала SS в высокое состояние делает ведомое устройство неактивным, приводит к необходимости введения дополнительного режима, при котором окончание текущей пересылки не вызывает перехода SS в высокое состояние. Таким образом, переход к следующей пересылке осуществляется без перевода ведомого устройства в неактивное состояние. Следует отметить, что для уменьшения числа необходимых обращений к контроллеру управление состоянием выхода SS планируется выполнять аппаратно.

Предполагается, что порт SPI будет использоваться для межпроцессорной связи, это означает, что среди соединенных между собой устройств может быть несколько устройств, способных работать в режиме мастера. Однако порядок обмена данными подразумевает, что в системе имеется только одно устройство, работающее в режиме мастера. Если по какой-то причине сразу несколько устройств в системе переходят в режим мастера и делают попытку одновременного управления шиной, могут возникнуть ошибки в передаче данных. Кроме того, в такой ситуации есть высокая вероятность возникновения КМОП-защелки. Таким образом, в SPI-системе обязательно должна присутствовать логика обнаружения ошибок подобного рода.

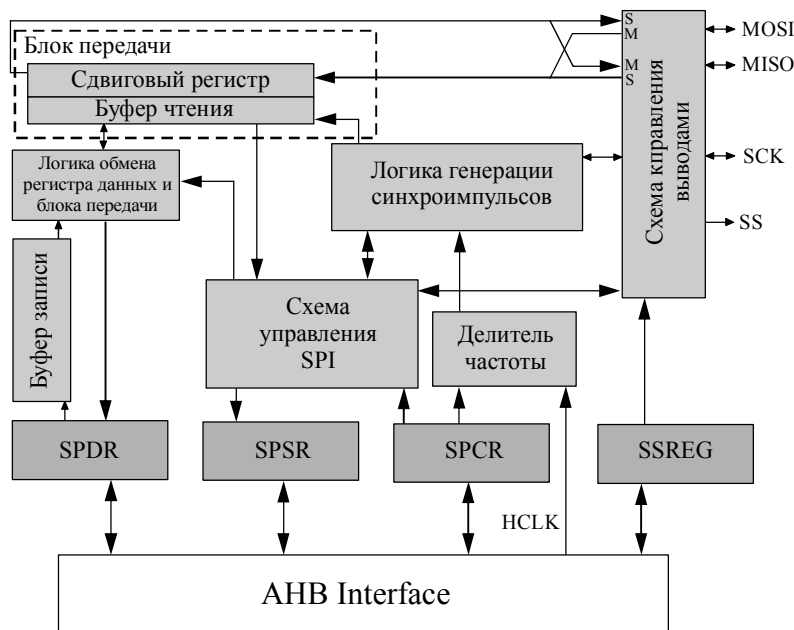
Выбор структуры контроллера SPI. Установлено, что для непрерывной передачи данных на высокой скорости необходимо наличие дополнительной буферизации по входу и выходу [3]. Такая буферизация дает возможность по окончании обмена сразу записывать принятые данные из сдвигового регистра в буфер чтения, а данные для сле-

дующей посылки читать из буфера записи. В результате ведомое устройство готово к новому обмену практически без перерыва после окончания текущего. Подобная структура позволит готовить данные для следующего обмена и обрабатывать принятые данные не сразу после их получения, а во время следующей пересылки данных. Это заметно увеличит скорость передачи большого количества последовательных пересылок.

Использование в качестве этих буферов стека типа FIFO позволит процессору вести обмен данными с периферией крупными пакетами и обращаться к порту только после прерывания, вызванного заполнением буфера чтения, не переключаясь на управление портом во время передачи пакетов. Следует отметить, что выделение канала DMA для работы с контроллером еще больше разгрузит процессор во время обмена данными, однако данное замечание не относится к структуре самого контроллера.

Синхроимпульсы, приходящие от мастера, являются в общем случае асинхронными по отношению к внутреннему тактовому сигналу ведомого. Для избежания проблем с синхронизацией при проектировании порта выбран подход, подобный реализованному в [4]. В схеме выделен блок передачи, в который входят сдвиговый регистр, буфер приема данных и логика управления передачей. Блок работает исключительно как ведомое устройство и управляется входными сигналами, поступающими от блока генерации синхроимпульсов, который в свою очередь в режиме мастера генерирует последовательности управляющих импульсов, а в режиме ведомого напрямую передает внешние сигналы на блок управления. Такая реализация позволяет увеличить частоту входного сигнала, так как в этом случае необходимо будет проводить выборку только сигнала заполнения буфера приема данных, который может быть обработан за время следующей передачи, а входные сигналы будут передаваться блоку передачи напрямую.

Разработанная структурная схема устройства приведена на рисунке.



Структурная схема контроллера шины SPI: SPDR – регистр данных; SPSR – регистр состояния; SPCR – контрольный регистр; SSREG – регистр выбора ведомого устройства

В схеме контроллера регистр SPDR не предусмотрен. При обращении по адресу этого регистра происходит доступ к буферу чтения при чтении либо к буферу записи при записи. В регистре состояния располагаются флаги, сигнализирующие об окончании передачи, заполнении буферов либо об ошибках, произошедших во время передачи. Логика генерации синхроимпульсов в зависимости от того, работает устройство как ведомое или как мастер передает импульсы с внешнего входа SCK или серии импульсов (длиной равной длине посылки) от делителя частоты.

Основным элементом в блоке передачи является сдвиговый регистр. Существует несколько подходов к реализации этого регистра.

1. Сдвиговый регистр, способный к сдвигу только в одном направлении, а биты при записи из буфера записи переставляются в том порядке, в котором они будут передаваться ведомому устройству

2. Регистр не является сдвиговым, запись в регистр из буфера записи происходит напрямую. Однако чтение и запись бита в регистр управляется логикой, устанавливающей исходя из номера пришедшего синхроимпульса, какой бит регистра необходимо считать/записать в данный момент.

3. Сдвиговый регистр способен к сдвигу в обе стороны, и для передачи бит в нужном направлении необходимо поменять направление сдвига. Однако, если количество бит в посылке меньше чем разрядность сдвигового регистра, все же необходим предварительный сдвиг бит перед записью в регистр, чтобы данные были готовы к передаче с приходом первого синхроимпульса.

На основе структурной схемы, приведенной на рисунке, реализованы модели, соответствующие этим трем подходам. Попытка спроектировать устройство по моделям 1 и 3, способное к передаче посылок любой длины, без какой-либо дополнительной программной обработки передаваемых и принимаемых данных, показала, что при этом резко возрастает сложность логики, а следовательно, занимаемая площадь и задержки в схеме. Модель 2 таким недостатком не обладает. По этой причине для построения устройства, способного к передаче посылок произвольной длины, имеет смысл использовать именно модель 2.

Однако в силу того, что передача посылок длиной не кратной 8 используется редко, для последующего анализа реализовано три модели в устройствах, отличающихся тем, что при длине посылки не кратной 8 необходима программная обработка (сдвиг) принятых и передаваемых данных. При передаче целого числа байт никакой дополнительной обработки не требуется.

После того как все три модели были реализованы, проведен синтез с использованием программного пакета Synopsys на библиотеке 0,25 мкм. Полученные структуры сравнивались по занимаемой площади и быстродействию.

Результаты сравнения структур контроллера, передающего посылки длиной кратной 8, по занимаемой площади и быстродействию

Номер модели	Количество ячеек	Занимаемая площадь, мкм ²	Максимальная задержка в схеме, нс
1	862	44611,1	5,28
2	767	40250,8	6,85
3	744	41495	4,99

В результате сравнения выявлено, что модель 2 является наиболее выигрышной с точки зрения занимаемой площади, за счет того, что отсутствует логика обмена регистра данных и блока передачи. Однако, как видно из таблицы, модель 2 проигрывает 1 и 3 по быстродействию. Это объясняется тем, что структура модели 2 подразумевает каскад выходных и входных мультиплексоров, которые вносят существенный вклад в задержки в блоке передачи.

При анализе структуры контроллера выявлена необходимость использования буферов чтения и записи, желательны реализованных в виде стеков типа FIFO. Это позволит увеличить скорость передачи больших пакетов данных, а также уменьшить число необходимых обращений к порту во время передачи. Показана целесообразность использования блока передачи, синхронизируемого либо внутренним (в режиме мастера), либо напрямую внешним (в режиме ведомого) синхроимпульсом. Анализ возможных вариантов реализации сдвигового регистра в блоке передачи показал, что при проектировании устройства, способного к передаче посылок произвольной длины без дополнительной программной обработки данных, лучше всего использовать статический регистр с каскадом выходных мультиплексоров (модель 2) в силу явного преимущества по занимаемой площади и выигрыша в быстродействии. Однако при проектировании контроллера, способного к передаче необработанных данных только посылками длиной кратной 8 (в этом случае логика устройства упрощается), наиболее выигрышной в силу лучших характеристик по быстродействию, при слабом проигрыше по площади оказывается модель 3 с двунаправленным сдвиговым регистром.

Литература

1. Интерфейс SPI – Microwire // Мир периферийных устройств ПК. – 2004. – № 4. – С. 52, 53.
2. Motorola M68HC11 Reference Manual: <http://www.mcumaster.com/hc11/Block/SPI/spi.html>
3. PCT/US2004/037576. US. Lambrache Emil, Froemming Benjamin. – 2005. WO 2005/052776 A1.
4. PCT/IB2005/050524. CH/GR FRIES, Jürg. – 2005. WO 2005/083577 A2.

Беляев Андрей Александрович – главный специалист ГУП НПЦ «ЭЛВИС» (г.Москва). *Область научных интересов:* сжатие изображений, цифровая обработка сигналов, сигнальные процессоры.

Путря Фёдор Михайлович – магистрант МИЭТ. *Область научных интересов:* создание синтезируемых verilog-описаний цифровых схем, синтез и оптимизация, разработка IP-блоков применительно к микропроцессорной технике.

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

УДК 621.396.674.37(1)

Расчет входного сопротивления узкой полосковой кольцевой антенны на основе сингулярного интегрального уравнения с ядром Гильберта

Д.С.Клюев, В.А.Неганов

Поволжская государственная академия
телекоммуникаций и информатики (г. Самара)

Задача о распределении поверхностной плотности тока в узкой круговой полосковой антенне, представляющей собой бесконечно тонкую идеально проводящую ленту, свернутую в кольцо, сведена к сингулярному интегральному уравнению с ядром Гильберта. Рассмотрены комплексные распределения азимутальной составляющей поверхностной плотности тока по кольцевому проводнику, а также зависимость входного импеданса от длины полоски, нормированной на длину волны.

Кольцевая полосковая антенна представляет собой разновидность рамочной антенны, нашедшей самое широкое применение в системах мобильной связи, охранной сигнализации, телевидении и т.д. Теоретическому исследованию таких антенн посвящено большое количество научных работ. Однако расчеты характеристик антенн, как правило, основывались на различных приближенных допущениях. Например, в [1] анализ рамочной антенны проводился с учетом равномерного распределения тока. В [2, 3] использовалось квазистатическое приближение для проводника малого поперечного сечения. В [4] применялась теория длинных линий.

Характерной особенностью большинства работ является использование несамосогласованного подхода к расчету электромагнитного поля: поле излучения рамочной антенны определяется по заданному (не найденному) из каких-то физических соображений распределению тока по антенне. Такой подход является оправданным при выполнении ряда условий лишь для излучателей малых электрических размеров. В общем случае необходимо найти распределение тока на антенне при заданной сторонней эдс. В [5] рассмотрена задача о распределении тока по рамочной антенне, находящейся в анизотропной плазме и представляющей собой бесконечно тонкую идеально проводящую узкую ленту, свернутую в кольцо. Исходя из уравнений Максвелла, задача сведена к системе интегральных уравнений относительно азимутальной линейной плотности тока по поверхности кольцевого проводника. В приближении отсутствия «поперечного» резонанса электростатических волн во внутренней области кольцевой антенны (радиус рамки гораздо больше поперечного размера ленты) интегральные уравнения преобразованы к приближенным сингулярным интегральным уравнениям

© Д.С.Клюев, В.А.Неганов, 2006

(СИУ) с логарифмическими ядрами и особенностями типа Коши. Получены приближенные выражения для распределения тока и импеданса антенны. К сожалению, в [5] отсутствуют численные результаты. В [6], исходя из электродинамических потенциалов, описан электродинамический подход к задаче о распределении тока в полосковой круговой антенне. Распределение тока по кольцевому проводнику ищется в виде ряда Фурье по азимутальным гармоникам, коэффициенты которого, зависящие от поперечной координаты, определяются из СИУ с особенностью типа Коши. Показано, что предложенный метод обладает хорошей внутренней сходимостью.

В настоящей работе в приближении узкого полоска задача о распределении поверхностной плотности тока по круговому полоску сведена к одному СИУ с ядром Гильберта, в отличие от бесконечной системы СИУ с ядром типа Коши в [6] для определения азимутальных гармоник тока по антенне. Далее по известному распределению тока в антенне определялось входное сопротивление.

Постановка задачи. Сингулярное интегральное уравнение. Рассмотрим узкий идеально проводящий ленточный проводник шириной $2l$, свернутый в кольцо радиуса a (рис.1). Будем считать, что рамочная антенна возбуждается гармонической во времени $\exp(i\omega t)$ распределенной стороной эдс, приложенной в области разрыва. Для расчета характеристик антенны достаточно найти распределение поверхностной плотности тока по токопроводящему полоску. Далее по известному распределению тока определяются диаграмма направленности, входное сопротивление и другие параметры.

При расчетах будем использовать физическую модель рамочной антенны [6]. Для узких ленточных полосок ($2l \ll \lambda$) справедливо приближение малости поперечной компоненты поверхностной плотности электрического тока η_z по сравнению с азимутальной η_φ , т.е. можно пренебречь компонентой η_z . Из уравнений Максвелла азимутальная компонента электрического поля E_φ выражается через азимутальную A_φ и радиальную A_ρ компоненты векторного электродинамического потенциала следующим образом:

$$i\omega\epsilon_0\epsilon E_\varphi = k^2 A_\varphi + \frac{1}{a^2} \left(\frac{\partial A_\rho}{\partial \varphi} + \frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial \varphi^2} \right), \quad (1)$$

где $k = k_0 \sqrt{\epsilon\mu}$, $k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ – волновое число вакуума; ϵ , μ – соответственно относительная диэлектрическая и магнитная проницаемость среды, окружающей антенну; ϵ_0 , μ_0 – диэлектрическая и магнитная проницаемость вакуума соответственно. Компоненты A_φ и A_ρ векторного электродинамического потенциала связаны с компонентой η_φ поверхностной плотности электрического тока на полоске выражениями:

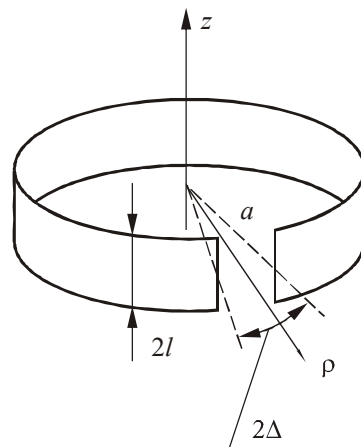


Рис.1. Геометрия антенны

$$\begin{aligned}
 A_p &= -a \int_0^{2\pi} \int_{-l}^l \eta_\varphi(\varphi', z') \sin(\varphi' - \varphi) G(\varphi, z; \varphi', z') d\varphi' dz', \\
 A_\varphi &= a \int_0^{2\pi} \int_{-l}^l \eta_\varphi(\varphi', z') \cos(\varphi' - \varphi) G(\varphi, z; \varphi', z') d\varphi' dz',
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

где функция Грина $G(\varphi, z; \varphi', z')$ для свободного пространства имеет вид [7]:

$$G(\varphi, z; \varphi', z') = \frac{1}{4\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im(\varphi' - \varphi)} \int_0^{\infty} \frac{e^{-\sqrt{\chi^2 - k^2}|z' - z|}}{\sqrt{\chi^2 - k^2}} J_m^2(\chi a) \chi d\chi.
 \tag{3}$$

Здесь $J_m(\chi a)$ – функция Бесселя первого рода порядка m .

На поверхности ленточного проводника ($\rho = a$) справедливо граничное условие:

$$E_\varphi = -E_\varphi^{\text{ст}}(\varphi, z) = \begin{cases} e_\varphi^{\text{ст}}(\varphi, z) & \text{при } |\varphi| \leq \Delta, |z| \leq l, \\ 0 & \text{при } \varphi \in (\Delta, 2\pi - \Delta), \end{cases}$$

где $e_\varphi^{\text{ст}}$ – стороннее электрическое поле в зазоре антенны. Следовательно, считая $e_\varphi^{\text{ст}}$ заданной функцией, соотношение (1) с учетом (2) можно рассматривать как интегральное уравнение (ИУ) для определения распределения поверхностной плотности тока η_φ по рамочной антенне.

Для узких полосок поперечное распределение продольной (по отношению к полоску) компоненты плотности тока η_φ в первом приближении является квазистатическим [8]:

$$\eta_\varphi(\varphi, z) = \frac{f(\varphi)}{\sqrt{1 - (z/l)^2}},
 \tag{4}$$

где $f(\varphi)$ – неизвестная функция, характеризующая азимутальное распределение поверхностной плотности тока.

Для получения ИУ относительно функции $f(\varphi)$ необходимо подставить (2) с учетом (4) в соотношение (1). Выделяя особенность в функции Грина (3), запишем (1) при $z = 0$ в виде следующего ИУ:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f'(\varphi') \text{ctg}\left(\frac{\varphi' - \varphi}{2}\right) d\varphi' + \int_0^{2\pi} f'(\varphi') T(\varphi, \varphi') d\varphi' = -i2a\omega\epsilon\epsilon_0 E_\varphi^{\text{ст}}(\varphi, z = 0),
 \tag{5}$$

относительно неизвестной функции $f'(\varphi) = df(\varphi)/d\varphi$. В (5) $T(\varphi, \varphi')$ – известное достаточно громоздкое регулярное ядро. Первый интеграл в ИУ (5) содержит сингулярность Гильберта $\text{ctg}((\varphi' - \varphi)/2)$ [10], поэтому ИУ (5) является сингулярным.

Таким образом, задача о распределении поверхностной плотности тока по узкой круговой полосковой антенне сведена к сингулярному интегральному уравнению с ядром Гильберта.

Численные результаты. Предложенным методом рассчитаны распределения поверхностной плотности тока $\eta_\varphi(\varphi, z)$ вдоль полоски и зависимости входного сопротив-

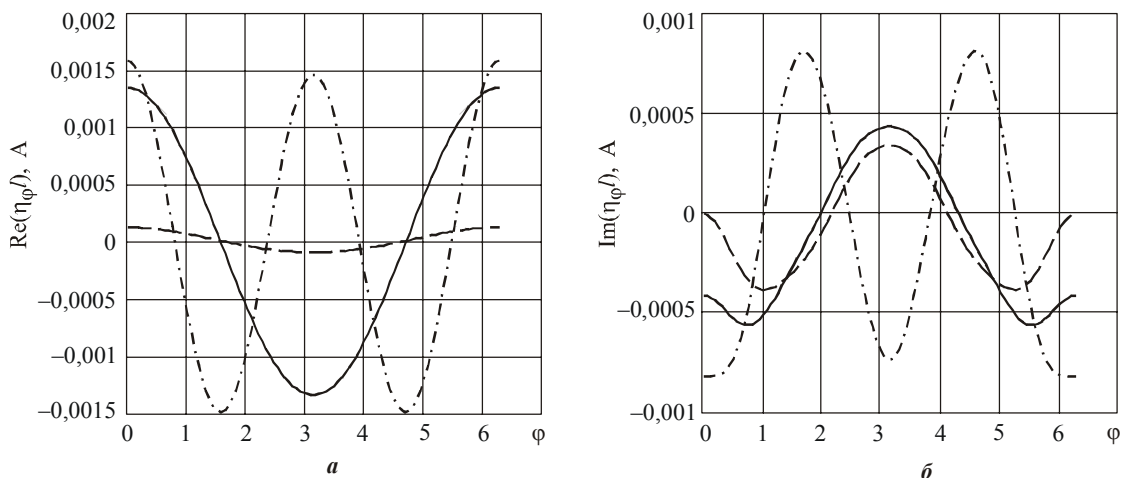


Рис.2. Распределение поверхностной плотности тока при $z=0$:
 a – действительная составляющая; b – мнимая составляющая
 (— $k_0a=1$; --- $k_0a=1,5$; -·-·-· $k_0a=2$)

ления $Z_{вх}$ от параметра k_0a . При расчетах зависимость стороннего поля $e_{\phi}^{ст}$ представлялась в виде ступеньки с помощью функции Хевисайда [5]. На рис.2 представлены комплексные распределения η_{ϕ} от координаты ϕ в центре кольцевого полоскового проводника ($z=0$) (действительная и мнимая часть) при различных значениях параметра k_0a . Расчеты проведены при следующих геометрических размерах антенны: $\Delta=0,01$, $l/a=0,01$. Расчеты показали совпадение численных значений поверхностной плотности тока с результатами работы [6] с точностью до 5%.

Входное сопротивление $Z_{вх}$ антенны определялось следующим образом:

$$Z_{вх} = U \left[\int_{-l}^l \eta_{\phi}(\phi=0, z) dz \right]^{-1}, \quad (6)$$

где U – напряжение, приложенное к зазору. На рис.3 показаны зависимости действительной и мнимой частей $Z_{вх}$ от параметра k_0a . При изменении параметра k_0a от 0 до

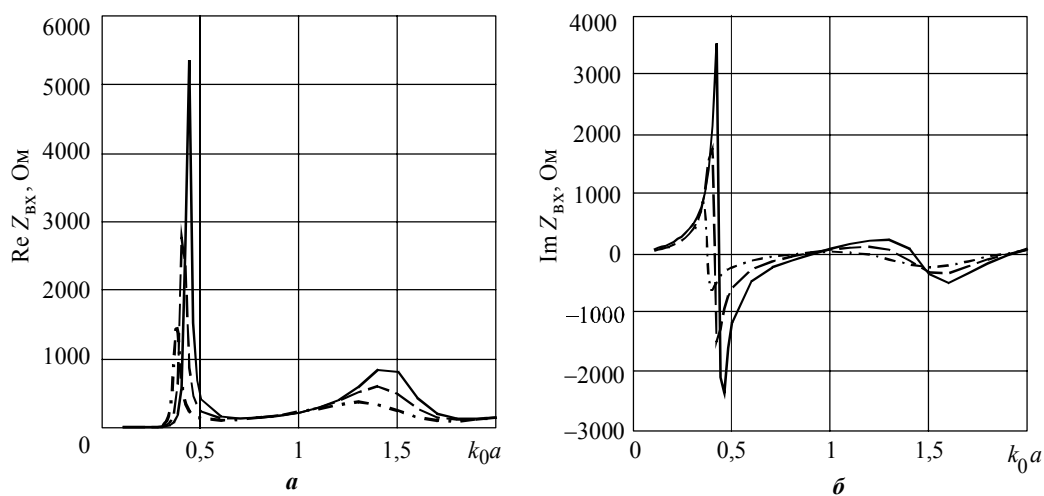


Рис.3. Зависимость входного сопротивления от параметра k_0a :
 a – действительная составляющая, b – мнимая составляющая
 (— $l/\lambda=0,01$; --- $l/\lambda=0,02$; -·-·-· $l/\lambda=0,04$)

2 $\text{Im}\{Z_{\text{вх}}\}$ обращается в ноль при $k_0 a \approx 0,5; 1; 1,5; 2$. С учетом значений $\text{Re}\{Z_{\text{вх}}\}$ при этих значениях $k_0 a$ наиболее целесообразно возбуждать рамочную антенну при $k_0 a \approx 1$ и $k_0 a \approx 2$.

Таким образом, предложенный метод с учетом принятой физической модели позволил свести задачу расчета поверхностной плотности тока в узкой круговой полосковой антенне к СИУ с ядром Гильберта. Данный подход позволил обойти типичную некорректность в теории антенн: задачу нахождения численных решений интегральных уравнений Фредгольма первого рода. Ранее получены СИУ, по форме аналогичные (5), для тонких электрических вибраторов цилиндрической формы [8], что указывает на универсальность математического аппарата СИУ для анализа излучателей различной геометрической формы.

Литература

1. Wang T.N.C., Bell T.F. // IEEE Trans. Antennas and Propagat. – 1972. – Vol. AP-20, N 3. – P. 394.
2. Андронов А.А., Чугунов Ю.В. // УФН. – 1975. – Т. 116. – Вып. 1. – С. 79.
3. Мареев Е.А., Чугунов Ю.В. Антенны в плазме. – Н. Новгород: ИПД АН СССР, 1991. – 231 с.
4. Ohnuki S., Sawaya K., Adachi S. // IEEE Trans. Antennas and Propagat. – 1986. – Vol. AP-34, N 8. – P. 1024.
5. Заборонкова Т.М., Кудрин А.В., Петров Е.Ю. К теории рамочной антенны в анизотропной плазме // Изв. вузов. Радиофизика. – 1998. – Т. 41, № 3. – С. 358.
6. Неганов В.А., Корнев М.Г. Применение метода сингулярного интегрального уравнения к анализу рамочной антенны // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2003. – Т. 6, № 1. – С. 41–45.
7. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. – М.–Л.: Энергия, 1967. – 376 с.
8. Неганов В.А., Нефедов Е.И., Яровой Г.П. Электродинамические методы проектирования устройств СВЧ и антенн: Учеб. пособие для вузов / Под ред. В.А.Неганова. – М.: Радио и связь, 2002. – 416 с.
9. Справочник по специальным функциям / Под ред. М.Абрамовица, И.Стигана. – М.: Наука. Физматлит, 1979. – 832 с.
10. Гахов Ф.Д. Краевые задачи. – М.: Наука, 1977. – 640 с.

Неганов Вячеслав Александрович – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой основ конструирования и технологий радиотехнических систем Поволжской государственной академии телекоммуникаций и информатики. *Область научных интересов:* электродинамика СВЧ- и КВЧ-диапазона, антенно-фидерные устройства, электродинамика искусственных сред.

Клюев Дмитрий Сергеевич – аспирант кафедры основ конструирования и технологий радиотехнических систем Поволжской государственной академии телекоммуникаций и информатики. *Область научных интересов:* электродинамика СВЧ- и КВЧ-диапазона, антенно-фидерные устройства.

Восьмизондовый метод совместных измерений электропроводимости и коэффициента Холла анизотропных полупроводниковых пленок

В.В.Филиппов, Н.Н.Поляков, С.В.Мицук

Липецкий государственный педагогический университет

Рассмотрена макроскопическая теория эффекта Холла в тонких анизотропных полупроводниковых кристаллах и пленках. На основе полученного выражения для потенциала электрического поля разработана методика совместных измерений компонент тензоров электропроводности и коэффициента Холла прямоугольных полупроводниковых образцов. Предложенный способ отличается простотой экспериментальной установки, надежностью и воспроизводимостью результатов. Экспериментальная проверка методики выполнена на монокристаллах диарсенидов кадмия и цинка.

В настоящее время в электронике все большее применение находят полупроводниковые соединения, в кристаллах которых из-за сложности строения решеток наблюдается анизотропия электрофизических свойств. В связи с этим разработка методов исследования характеристик анизотропных полупроводников становится все более актуальной.

При изучении свойств электронного переноса и измерениях кинетических коэффициентов анизотропных материалов экспериментатору необходимо учитывать ряд факторов: конечные размеры и форму образцов, ориентацию кристаллографических направлений, расположение и размеры токовых контактов и др. Проблема в первую очередь заключается в сложном характере распределения потенциала электрического поля в анизотропных образцах.

В работах [1, 2] получено аналитическое решение задачи о распределении потенциала электрического поля в анизотропных ограниченных образцах в зависимости от граничных условий. На основе этого решения в настоящей работе разработан оригинальный и удобный восьмизондовый метод совместных измерений компонент тензоров удельной электропроводности и коэффициента Холла анизотропных кристаллов и пленок.

Теоретический расчет электрического поля в анизотропном кристалле. Измерение главных компонент тензора удельной электропроводности σ_1 и σ_2 проводится по схеме, представленной на рис.1. Восемь контактов, по возможности малой площади, расположены на осях симметрии образца. Контакты 1–4 являются токовыми и расположены на периметре образца. Как показано в работе [3], токовые контакты размером

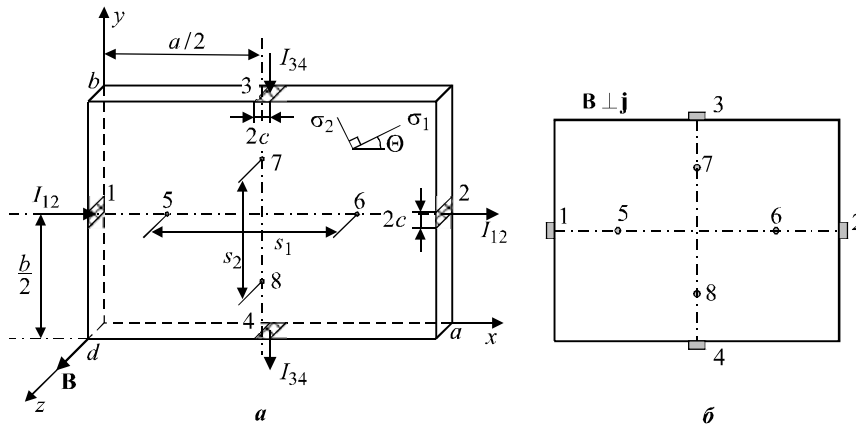


Рис.1. Схема расположения токовых и измерительных контактов на анизотропном образце, помещенном в поперечное магнитное поле a – пространственное изображение; b – плоское изображение

$2c$ можно считать точечными при условии $2c < 0,1b$ с погрешностью не более 2%. Контакты 5–8 являются измерительными и расположены симметрично относительно центра образца, причем выполняются условия: $s_{15} = s_{62}$, $s_{37} = s_{48}$, где s_{15} и s_{62} – расстояние между контактами 1, 5 и 6, 2 соответственно, s_{37} и s_{48} – расстояние между контактами 3, 7 и 4, 8.

Вывод расчетных формул проводится для прямоугольного образца, помещенного во внешнее магнитное поле, индукция \mathbf{B} которого перпендикулярна поверхности образца (см. рис.1). Тензор электропроводности анизотропного материала образца во внешнем магнитном поле принимает вид [4, 5]:

$$\hat{\sigma}_H = \begin{bmatrix} \sigma_{xx} & \sigma_{xy} + R_z B \sigma_1 \sigma_2 \\ \sigma_{xy} - R_z B \sigma_1 \sigma_2 & \sigma_{yy} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\sigma_{xx} = \sigma_1 \cos^2 \Theta + \sigma_2 \sin^2 \Theta, \quad \sigma_{yy} = \sigma_1 \sin^2 \Theta + \sigma_2 \cos^2 \Theta, \quad \sigma_{xy} = 0,5(\sigma_1 - \sigma_2) \cdot \sin 2\Theta. \quad (2)$$

Здесь R_z – компонента тензора коэффициента Холла; σ_1 , σ_2 – главные компоненты тензора удельной электропроводности при отсутствии внешнего магнитного поля; Θ – угол поворота главных направлений электропроводности (σ_1 , σ_2) относительно граней образца [6] (см. рис.1). Необходимо отметить, что компоненты тензора удельной электропроводности (1) зависят от индукции B линейно. Это означает, что в данном случае рассматривается эффект Холла в области относительно слабых магнитных полей, когда можно пренебречь эффектом магнетосопротивления, определяемого членами, содержащими B^2 [4].

Уравнение для потенциала электрического поля в образце имеет вид [6, 7]:

$$\sigma_{xx} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \sigma_{yy} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + 2\sigma_{xy} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x \partial y} = 0. \quad (3)$$

Граничные условия для потенциала следуют из требования равенства нулю нормальной составляющей плотности тока всюду на поверхности образца, кроме точек под токовыми электродами:

$$\left[\sigma_{xx} \frac{\partial \varphi}{\partial x} + (\sigma_{xy} + R_z B \sigma_1 \sigma_2) \frac{\partial \varphi}{\partial y} \right]_{x=0,a} = \begin{cases} 0, y \in [0; b/2 - c) \cup (b/2 + c; b]; \\ -\frac{I_{12}}{2cd}, y \in [b/2 - c; b/2 + c]; \end{cases} \quad (4)$$

$$\left[\sigma_{yy} \frac{\partial \varphi}{\partial y} + (\sigma_{xy} - R_z B \sigma_1 \sigma_2) \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right]_{y=0,b} = 0. \quad (5)$$

Общее решение уравнения (3) представляется в виде комплексного ряда Фурье:

$$\varphi(x,y) = \sum_{n=0,\pm 1,\pm 2,\dots} X_n(x) \cdot \exp(i\beta_n y), \quad \beta_n = \pi n/b. \quad (6)$$

В данном случае согласно [1] выражение для электрического потенциала в области анизотропного образца в линейном приближении по величине индукции B удобно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} \varphi(x,y) &= \varphi_0(x,y) + \varphi_H(x,y), \quad (7) \\ \varphi_0(x,y) &= \frac{I_{12}}{bd\sigma_0} \left[\frac{(\sigma_{xy}y - \sigma_{yy}x)}{\sigma_0} - 2 \sum_{n=2,4,6,\dots} \left\{ \frac{(-1)^{n/2} \sin(\beta_n c)}{\beta_n^2 c \operatorname{sh}(\beta_n \gamma_2 a)} \times \right. \right. \\ &\times \left. \left. [\operatorname{ch}(\beta_n \gamma_2 x) \cdot \cos(\beta_n (y - \gamma_1 (x - a))) - \operatorname{ch}(\beta_n \gamma_2 (x - a)) \cdot \cos(\beta_n (y - \gamma_1 x))] \right\} \right], \quad (8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varphi_H(x,y) &= -\frac{I_{12} R_z B}{bd} \left[y + 2 \sum_{n=2,4,6,\dots} \left\{ \frac{(-1)^{n/2} \sin(\beta_n c)}{\beta_n^2 c \operatorname{sh}(\beta_n \gamma_2 a)} \times \right. \right. \\ &\times \left. \left. [\operatorname{sh}(\beta_n \gamma_2 x) \cdot \sin(\beta_n (y - \gamma_1 (x - a))) + \operatorname{sh}(\beta_n \gamma_2 (a - x)) \cdot \sin(\beta_n (y - \gamma_1 x))] \right\} \right]; \quad (9) \end{aligned}$$

$$\gamma_1 = \sigma_{xy} / \sigma_{xx}, \quad \gamma_2 = \sigma_0 / \sigma_{xx}, \quad \sigma_0 = \sqrt{\sigma_1 \sigma_2} = \sqrt{\sigma_{xx} \sigma_{yy} - \sigma_{xy}^2}. \quad (10)$$

Здесь $\varphi_0(x,y)$ – потенциал электрического поля при отсутствии внешнего магнитного поля; $\varphi_H(x,y)$ – потенциал холловского электрического поля, которое возникает в образце после включения внешнего магнитного поля.

Методика определения главных компонент тензора электропроводности. Для определения компонент тензора удельной электропроводности первоначально пропускается ток I_{12} (через контакты 1, 2) при отсутствии внешнего магнитного поля и измеряется разность потенциалов $U_{5,6}$. Используя (8), данную разность потенциалов между контактами 5, 6 удобно представить в виде:

$$U_{5,6} = \frac{I_{12} a}{bd\sigma_1} L_1; \quad (11)$$

$$\begin{aligned} L_1 &= (\gamma \cdot \sin^2 \Theta + \cos^2 \Theta) \frac{s_1}{a} + 4 \frac{\sqrt{\gamma}}{a} \sum_{n=2,4,\dots} \left\{ \frac{1}{\beta_n^2 c \operatorname{sh}(\gamma_2 \beta_n a)} \times \right. \\ &\times \left. \left[\operatorname{ch} \left(\gamma_2 \beta_n \frac{a+s_1}{2} \right) \cdot \cos \left(\gamma_1 \beta_n \frac{a-s_1}{2} \right) - \operatorname{ch} \left(\gamma_2 \beta_n \frac{a-s_1}{2} \right) \cdot \cos \left(\gamma_1 \beta_n \frac{a+s_1}{2} \right) \right] \right\}, \quad (12) \end{aligned}$$

$$\beta_n = \frac{\pi n}{b}, \quad \gamma = \frac{\sigma_1}{\sigma_2}, \quad \gamma_1 = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_{xx}} = \frac{0,5(\gamma - 1) \cdot \sin 2\Theta}{\sin^2 \Theta + \gamma \cdot \cos^2 \Theta}, \quad \gamma_2 = \frac{\sigma_0}{\sigma_{xx}} = \frac{\sqrt{\gamma}}{\sin^2 \Theta + \gamma \cdot \cos^2 \Theta}. \quad (13)$$

Аналогично путем решения соответствующей краевой задачи для потенциала при пропускании электрического тока при отсутствии внешнего магнитного поля через контакты 3, 4 получаем напряжение между точками 7, 8:

$$U_{7,8} = \frac{I_{34}b}{ad\sigma_2} L_2; \tag{14}$$

$$L_2 = \left(\frac{1}{\gamma} \sin^2\Theta + \cos^2\Theta \right) \cdot \frac{s_2}{b} + \frac{4}{b\sqrt{\gamma}} \sum_{k=2,4,\dots} \left\{ \frac{1}{\alpha_k^2 c} \frac{\sin(\alpha_k c)}{\text{sh}(\gamma_4 \alpha_k b)} \times \right. \\ \left. \times \left[\text{ch}\left(\gamma_4 \alpha_k \frac{b+s_2}{2}\right) \cdot \cos\left(\gamma_3 \alpha_k \frac{b-s_2}{2}\right) - \text{ch}\left(\gamma_4 \alpha_k \frac{b-s_2}{2}\right) \cdot \cos\left(\gamma_3 \alpha_k \frac{b+s_2}{2}\right) \right] \right\}, \tag{15}$$

$$\alpha_k = \frac{\pi k}{a}, \quad \gamma = \frac{\sigma_1}{\sigma_2}, \quad \gamma_3 = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_{yy}} = \frac{0,5(\gamma-1) \cdot \sin 2\Theta}{\cos^2\Theta + \gamma \cdot \sin^2\Theta}, \quad \gamma_4 = \frac{\sigma_0}{\sigma_{yy}} = \frac{\sqrt{\gamma}}{\cos^2\Theta + \gamma \cdot \sin^2\Theta}. \tag{16}$$

Заметим, что для образца, вырезанного вдоль кристаллографических направлений ($\Theta = 0$), выражения (12) и (15) значительно упрощаются:

$$L_1 = \frac{s_1}{a} + 4 \frac{\sqrt{\gamma}}{a} \sum_{k=2,4,\dots} \left\{ \frac{1}{\beta_n^2 c} \frac{\sin(\beta_n c)}{\text{sh}(\beta_n a / \sqrt{\gamma})} \left[\text{ch}\left(\beta_n \frac{a+s_1}{2\sqrt{\gamma}}\right) - \text{ch}\left(\beta_n \frac{a-s_1}{2\sqrt{\gamma}}\right) \right] \right\}, \tag{17}$$

$$L_2 = \frac{s_2}{b} + \frac{4}{b\sqrt{\gamma}} \sum_{k=2,4,\dots} \left\{ \frac{1}{\alpha_k^2 c} \frac{\sin(\alpha_k c)}{\text{sh}(\alpha_k b \sqrt{\gamma})} \left[\text{ch}\left(\alpha_k \frac{b+s_2}{2} \sqrt{\gamma}\right) - \text{ch}\left(\alpha_k \frac{b-s_2}{2} \sqrt{\gamma}\right) \right] \right\}. \tag{18}$$

Формулы (11)–(18) позволяют вычислять отношение напряжений и токов, измеряемых при различных положениях токовых и измерительных контактов:

$$\frac{U_{7,8}/I_{34}}{U_{5,6}/I_{12}} = \frac{R_{7,8}}{R_{5,6}} = \gamma \left(\frac{b}{a} \right)^2 \frac{L_2}{L_1} = Q(\gamma, a/b, a/s_1, b/s_2). \tag{19}$$

Таким образом, величина Q может быть вычислена на ЭВМ по формулам (11)–(18) в зависимости от параметра γ и в то же время измерена экспериментально согласно левой части равенства (19).

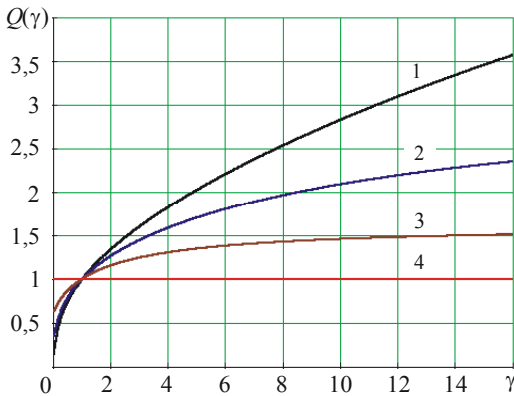


Рис.2. Зависимость безразмерного множителя Q от параметра анизотропии γ при различных углах поворота Θ кристаллографических осей относительно границ образца для точечных измерительных контактов. Параметры образца и контактов: $a = b = 2s_1 = 2s_2$; $2c \ll a, b$; $1 - \Theta = 0$; $2 - \Theta = \pi/10$; $3 - \Theta = \pi/6$; $4 - \Theta = \pi/4$

На рис.2 представлена вычисленная на ЭВМ графическая зависимость множителя Q от анизотропии γ для квадратного образца с точечными токовыми контактами при различных углах Θ . Видно, что значение множителя Q весьма чувствительно не только к параметру анизотропии γ , но и к значению угла ориентации кристаллографических направлений относительно границ образца.

Итак, методика измерения главных компонент тензора удельной электропроводности кристалла или пленки сводится к следующему.

1. Изготовить контакты к образцу по схеме согласно рис.1.

2. При некотором токе I_{12} измерить напряжение $U_{5,6}$, затем при таком же значении

тока I_{34} измерить разность потенциалов $U_{7,8}$. Следовательно, из эксперимента находим $R_{7,8}/R_{5,6}$.

3. По графику (таблице) зависимости $R_{7,8}/R_{5,6} = Q(\gamma)$ определить значение параметра γ .

4. Согласно выражениям (12), (13) и (15), (16) (при $\Theta = 0$ (17), (18)) вычислить значения множителей L_1 и L_2 .

5. Вычислить значения главных компонент тензора электропроводности σ_1 и σ_2 по формулам:

$$\sigma_1 = \frac{I_{12}}{U_{5,6}} \frac{a}{bd} L_1(\gamma), \quad \sigma_2 = \frac{I_{34}}{U_{7,8}} \frac{b}{ad} L_2(\gamma).$$

Таким образом, предложенная методика сводится к определению параметра анизотропии γ на основе сопоставления вычисленных и измеренных сопротивлений образца, после чего по значению γ определяются σ_1 и σ_2 .

Измерение компоненты тензора коэффициента Холла. Выражения (6)–(10) для электрического потенциала позволяют предложить методику измерения компоненты тензора коэффициента Холла.

При протекании тока через электроды 1, 2 для измерения эдс Холла могут служить контакты 3, 4 (аналогичным образом можно измерять эдс Холла при пропускании тока через контакты 3, 4, холловскими в этом случае служат контакты 1 и 2). Согласно (7)–(10) разность потенциалов между контактами 3 и 4 при включении внешнего магнитного поля определяется выражением

$$U_{3,4}^H = \frac{I_{12} \cdot R_z B}{d} + \frac{I_{12}(\sigma_2 - \sigma_1) \sin 2\Theta}{2\sigma_1\sigma_2 d} = E_H + U_{3,4}^0.$$

Здесь разность потенциалов $U_{3,4}^0$ между контактами 3 и 4 при отсутствии внешнего магнитного поля представляет собой поперечное напряжение анизотропии (ПНА), E_H – эдс Холла.

Исключить влияние ПНА на результат измерения эдс Холла при данном расположении измерительных контактов 3, 4 возможно, измеряя разность потенциалов между контактами 3, 4 два раза при противоположных направлениях магнитного поля. Поскольку знак ПНА не зависит от направления магнитного поля, а знак эдс Холла при этом меняется на противоположный, то эдс Холла будет равна половине разности измеренных напряжений:

$$E_H = \frac{U_{3,4}(+B) - U_{3,4}(-B)}{2} = \frac{(U_{3,4}^0 + E_H) - (U_{3,4}^0 - E_H)}{2},$$

где $U_{3,4}(+B)$ и $U_{3,4}(-B)$ – значения напряжений между точками 3, 4 при взаимно противоположных направлениях магнитного поля.

Методы учета ПНА при измерениях гальваномагнитных явлений в анизотропных полупроводниках более подробно рассмотрены в работе [1].

Экспериментальная проверка и практические рекомендации. Предложенная методика совместных измерений компонент тензоров удельной электропроводности и коэффициента Холла экспериментально проверена на монокристаллах диарсенидов кадмия и цинка с заранее известными значениями σ_1 , σ_2 и угла Θ . В качестве токовых и измерительных электродов использовались паяные оловянные контакты, омичность

которых к CdAs_2 и ZnAs_2 подтверждается хорошо известными экспериментальными данными [8, 9]. Результаты экспериментальных значений σ_1 , σ_2 и R_z представлены в таблице. В качестве сравнения в таблице представлены контрольные значения главных компонент тензора электропроводности. Контрольные значения σ_1 и σ_2 определялись для кристаллов, вырезанных вдоль кристаллографических осей ($\Theta = 0$), стандартным двухзондовым методом. Значения полученных холловских подвижностей ($\mu_{H1,2} = R_z \cdot \sigma_{1,2}$) хорошо согласуются с известными экспериментальными данными для CdAs_2 и ZnAs_2 [8, 9].

Результаты экспериментальных измерений σ_1 , σ_2 и R_z

Образец	$a, 10^{-3}\text{м}$	$b, 10^{-3}\text{м}$	$d, 10^{-3}\text{м}$	Θ	$\sigma_1, \text{Ом}^{-1}\cdot\text{м}^{-1}$		$\sigma_2, \text{Ом}^{-1}\cdot\text{м}^{-1}$		$R_z, \text{м}^3/\text{Кл}$
					эксперимент	контроль	эксперимент	контроль	
CdAs_2	15,00	10,00	3,00	0	40,94	42,10	8,76	8,91	$1,82\cdot 10^{-3}$
CdAs_2	7,65	4,75	1,85	$\pi/6$	1283	1300	454	450	$3,57\cdot 10^{-5}$
ZnAs_2	14,00	12,25	1,35	0	2044	2030	514	520	$9,59\cdot 10^{-4}$

Предлагаемый метод совместных измерений компонент тензоров удельной электропроводности и коэффициента Холла имеет ряд преимуществ:

- определение величин, необходимых для расчетов компонент тензора удельной электропроводности и коэффициента Холла, проводится при неизменном положении контактов за счет переключений во внешней цепи;

- измерения напряжений могут проводиться компенсационным методом, что исключает влияние переходных контактных сопротивлений;

- полученные аналитические выражения позволяют использовать ЭВМ для обработки результатов измерений;

- методика предполагает изготовление контактов малой площади, которые практически не оказывают влияния на состояние поверхности кристалла, после проведения измерений контакты могут быть легко удалены.

Литература

1. **Филиппов В.В., Поляков Н.Н.** Особенности гальваномагнитных явлений в пленках анизотропных полупроводников // Изв. вузов. Электроника. – 2004. – № 2. – С. 9–16.
2. **Поляков Н.Н., Филиппов В.В.** Особенности явлений электронного переноса в анизотропных монокристаллах и пленках // Электронный журнал «Исследовано в России». – 2003. – 046. – С. 539–548. <http://zhurnal.ape.relarn.ru/articles/2003/046.pdf>.
3. **Поляков Н.Н.** Измерение коэффициента Холла и удельного сопротивления полупроводников с низкоомными токовыми электродами // Заводская лаборатория. – 1990. – Т. 56, № 5. – С. 42–46.
4. **Аскеров Б.М.** Электронные явления переноса в полупроводниках. – М.: Наука, 1985. – 320 с.
5. **Баранский П.И., Буда И.С., Даховский И.В., Коломиец В.В.** Электрические и гальваномагнитные явления в анизотропных полупроводниках. – Киев: Наукова думка, 1977. – 270 с.
6. **Най Дж.** Физические свойства кристаллов и их описание при помощи тензоров и матриц. – М.: Мир, 1967. – 380 с.
7. **Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М.** Электродинамика сплошных сред. – М.: Наука, 1982. – 620 с.

8. **Маренкин С.Ф., Раухман А.М., Лазарев В.Б.** Анизотропия электрических свойств монокристаллов CdAs₂ // Неорг. матер. – 1989. – Т. 25, № 8. – С. 1240–1243.

9. **Маренкин С.Ф., Раухман А.М., Пищиков Д.И.** Электрические и оптические свойства диарсенидов кадмия и цинка // Неорг. матер. – 1992. – Т. 28, № 9. – С. 1813–1828.

Поляков Николай Николаевич – доктор физико-математических наук, профессор кафедры теоретической и общей физики Липецкого государственного педагогического университета. *Область научных интересов:* разработка методов исследования свойств анизотропных и неоднородных материалов электронной техники (теория и эксперимент), электрические и оптические свойства полупроводников.

Филиппов Владимир Владимирович – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры теоретической и общей физики Липецкого государственного педагогического университета. *Область научных интересов:* исследование кинетических и контактных свойств неоднородных и анизотропных полупроводниковых материалов, а также компьютерное моделирование электронного переноса в данных материалах электронной техники.

Мицук Сергей Васильевич аспирант кафедры теоретической и общей физики Липецкого государственного педагогического университета. *Область научных интересов:* получение металлических контактов на поверхности полупроводников и исследование их свойств, компьютерное моделирование резистивных явлений в полупроводниках.

Моделирование фотоприемника с отрицательной проводимостью на основе полупроводниковой структуры

С.Г.Новиков, Н.Т.Гурин, И.В.Корнеев

Ульяновский государственный университет

Главной особенностью фотоприемников с отрицательной проводимостью на основе многослойных полупроводниковых структур является позиционная чувствительность и двунаправленность изменения значения отрицательной проводимости при изменении пространственного положения светового потока [1, 2]. На рис.1,а показана структура фотоприемника с двумя свободными для доступа светового потока фоточувствительными участками, расположенными на одной поверхности. Фотоприемник представляет собой трехэлектродный полупроводниковый прибор с планарной $n_1-p_1-n_3-p_2-n_2$ -структурой, имеющий четыре $p-n$ -перехода. Структура является интегральной реализацией известной схемы замещения полупроводниковых приборов с отрицательной проводимостью на основе шунтирования эмиттерного перехода биполярного транзистора управляемым сопротивлением [3]. При освещении база-эмиттерного перехода p_1-n_3 структуры $n_1-p_1-n_3$ (основной транзистор) растет значение отрицательной проводимости за счет увеличения тока пика на вольт-амперной характеристике (ВАХ) фотоприемника. Данный процесс аналогичен процессу увеличения тока насыщения при освещении обычного биполярного фототранзистора. При освещении база-эмиттерного перехода p_2-n_3 структуры $n_2-p_2-n_3$ (шунтирующий транзистор) значение тока пика на вольт-амперной характеристике фотоприемника уменьшается за счет уменьшения сопротивления шунтирующего транзистора, что приводит к уменьшению значения отрицательной проводимости.

В зависимости от пространственных параметров и интенсивности светового воздействия возможно как уменьшать ток пика, вплоть до полного спрямления ВАХ, в том числе и с уменьшением напряжения пика, так и увеличивать, тем самым уменьшая и увеличивая значения отрицательной проводимости этого фотодатчика. Это принципиально отличает данный фотоприемник от других

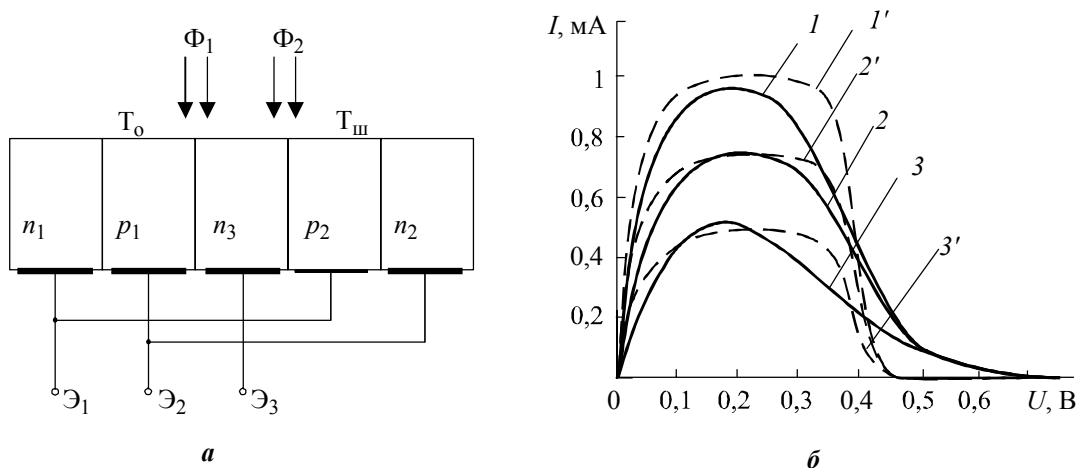


Рис.1. Структурная схема фотоприемника с отрицательной проводимостью (а); семейство выходных экспериментальных (сплошные линии) и теоретических (пунктирные линии) ВАХ фотоприемника с отрицательной проводимостью в зависимости от тока, проходящего через светодиоды (б): 1, 1' – ток через светодиоды Д1 – 110 мА, Д2 – 0 мА; 2, 2' – токи равны нулю; 3, 3' – ток через светодиоды Д1–0 мА, Д2 – 110 мА. (Ток управления по базе 100 мкА)

фоточувствительных приборов, у которых при облучении происходит либо только уменьшение участка отрицательного сопротивления, как, например, у тиристоров и симисторов, либо только увеличение тока насыщения, как у фототранзисторов.

Для математического моделирования указанного эффекта и расчета параметров ВАХ такой структуры использована модель Эберса-Молла биполярного транзистора с учетом фототоков генерации, возникающих при освещении структуры. Теоретические ВАХ фотоприемника с отрицательной проводимостью в зависимости от управляющих фототоков, полученные с помощью пакета Maple, показаны на рис.1,б.

Для подтверждения результатов моделирования проведены экспериментальные исследования фотоприемников, выполненные на основе двух вертикальных транзисторных структур типа КТ8143 с внешней коммутацией. Подсветка осуществлялась с помощью инфракрасных светодиодов АЛ156. Ток управления составлял 100 мкА.

Семейства экспериментальных ВАХ представлены на рис.1,б. Как следует из рисунка, при освещении основного транзистора T_0 происходит увеличение тока пика от 0,7 мА до 1 мА, при освещении шунтирующего $T_{ш}$ – уменьшение тока пика с 0,7 до 0,5 мА при напряжениях пика 0,2–0,3 В. Отрицательная проводимость в этом случае изменялась в интервале от 1 до 2 мСм по линейному (или близкому к нему) закону, возрастая при освещении транзистора T_0 или уменьшаясь при освещении транзистора $T_{ш}$.

Расхождение в экспериментальных и расчетных значениях токов и напряжений пика и минимума в пределах 10–15% связано с использованием упрощенных моделей транзисторов. Для уточнения модели в дальнейшем предполагается решить задачу расчета параметров двумерной структуры.

Литература

1. *Капитанкин И.А., Гурин Н.Т.* Фоточувствительный кремниевый биполярный N -прибор с управляемой вольт-амперной характеристикой // Письма в ЖТФ. – 2005. – Т. 31. – Вып. 13. – С. 46–49.
2. *Капитанкин И.А., Гурин Н.Т.* Фоточувствительные кремниевые биполярные N -приборы с управляемой вольт-амперной характеристикой // Нано- и микросистемная техника. – 2005. – № 6. – С. 39–42.
3. *Chua L.O., Yu J., Yu Y.* Bipolar-JFET-MOSFET Negative Resistance Devices // IEEE. Transactions on Circuits and Systems. – 1985. – N 1. – P. 46–61.

Новиков Сергей Геннадьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры микроэлектроники УГУ. *Область научных интересов:* полупроводниковые и оптоэлектронные приборы с положительной обратной связью.

Гурин Нектарий Тимофеевич – доктор физико-математических наук, профессор, зав. кафедрой микроэлектроники УГУ. *Область научных интересов:* микроэлектронные полупроводниковые и оптоэлектронные приборы, многослойные пленочные электролюминисцентные источники излучения.

Корнеев Иван Владимирович – магистрант УГУ. *Область научных интересов:* полупроводниковые и оптоэлектронные приборы с отрицательной проводимостью.

Методика контроля номинальных значений емкостей МЭМС

С.А.Зотов

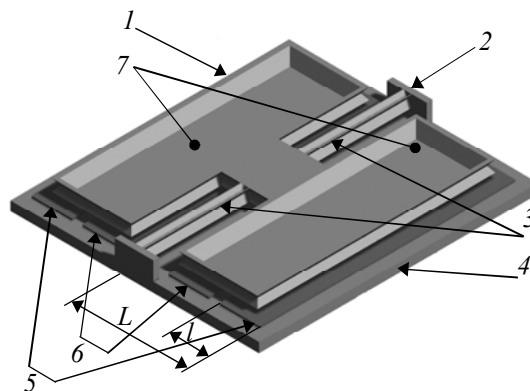
Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

В настоящее время большое развитие получили различные конструкции микроэлектромеханических систем (МЭМС) с емкостной системой съема перемещений*. Номинальные значения емкостей микродвигателей и микродатчиков микромеханической системы МЭМС весьма малы и оцениваются величиной порядка 0,2–10 пФ. Значения паразитных емкостей могут во много раз превышать эти значения для реальных МЭМС и составляют 0,5–6 пФ, что подтверждено экспериментальными измерениями. Для обеспечения штатной работы МЭМС при реализации контуров управления требуется знание точных значений емкостей микродвигателей и микродатчиков. Емкость зависит от зазора, который формируется на этапе электростимулированного сращивания кремниевого элемента и стеклянного основания. На величину зазора влияют температура процесса, качество нанесенного слоя металла на стекло, точность совмещения и площадь контактирующих поверхностей, загрязнения.

Прямые методы измерения емкостей датчиков перемещения МЭМС (к примеру, микродвигателей и микродатчиков), реализуемые с помощью промышленно выпускаемых измерительных приборов типа Е7-12, Е7-20 (разрешающая способность 10^{-3} пФ), обладают большой погрешностью из-за наличия паразитных емкостей. Для уменьшения влияния паразитных емкостей предлагается использовать косвенный метод измерения собственных значений емкостей датчика перемещения микроакселерометра и микропривода (чувствительные элементы которых получены анизотропным травлением кремния и приведены на рисунке), обеспечивающий высокую точность.

Микропривод содержит проводящую подвижную часть 1, подвешенную с помощью крестообразных торсионов 3 в корпусе 2. Корпус вместе с подвесом инерционной массы закреплен на электрической плате, представляющей собой стеклянную пластину 4 с двумя парами электродов, симметрично расположенных относительно оси подвеса – соответственно электродов 5 емкостной системы съема перемещений и электродов 6 управления. Расширение полосы частот (и, следовательно, увеличение быстродействия) обеспечивается удалением массы на внешней стороне обоих плеч подвижной части – на ней сделаны углубления 7.

Измерения и расчет номинальных значений емкостей датчика силы и датчика перемещения проводятся в два этапа. На первом этапе измеряется значение емкости $C_{\text{ном из}}$ без подачи управляющего напряжения. На втором – значение емкости $C_{\text{мин из}}$ при подаче напряжения на



Конструктивная схема чувствительных элементов микропривода: 1 – подвижная часть; 2 – корпус; 3 – торсионы; 4 – стеклянная пластина; 5, 6 – электроды; 7 – углубления

* Микромеханические акселерометры серии АРК и АЗ, микромеханические гироскопы серии МГК и системы на их основе: стадия разработки и перспективы / С.П.Тимошенко, В.Г.Рубищ, С.А.Зотов и др. // Тез. докл. Международной науч.-техн. конф. «Датчики и системы–2005». – С. 35, 36.

электрод, симметричный измеряемому, достаточного для опрокидывания (бифуркационного эффекта потери устойчивости) подвижной части.

Следует отметить, что измеренное значение емкостей $C_{\text{ном из}}$ и $C_{\text{мин из}}$ состоит из $C_{\text{ном из}} = C_{\text{ном}} + C_{\text{пар}}$, $C_{\text{мин из}} = C_{\text{мин}} + C_{\text{пар}}$, где $C_{\text{пар}}$ – паразитная емкость, включающая емкости подводящих проводов, контактных площадок и других элементов конструкции датчика. Однако разность измеренных емкостей $C_{\text{ном из}} - C_{\text{мин из}}$ будет равна разности действительных значений емкостей $C_{\text{ном}} - C_{\text{мин}}$.

Для расчета истинного значения номинальной емкости предлагается формула

$$C_{\text{ном}} = \frac{C_{\text{ном из}} - C_{\text{мин из}}}{1 - \frac{L}{l} \ln\left(\frac{2L}{2L-l}\right)}, \quad (1)$$

где l – ширина обкладки электрода; L – расстояние от оси подвеса до дальней стороны обкладки электрода (см. рисунок).

Таким образом, проведя данные измерения и используя зависимость (1), косвенным методом определяем значения собственных емкостей датчиков перемещения и датчиков силы.

Значение номинальной емкости $C_{\text{ном}}$ позволяет весьма точно оценить значение зазора.

Рассмотренная методика, предполагающая наличие дифференциальной емкости, позволяет оценить зазор между обкладками чувствительного элемента МЭМС в процессе сборки перед посадкой в корпус и герметизацией. Точность косвенного метода определения номинальных емкостей не хуже $\pm 9\%$. Погрешности измерения собственной емкости прямым методом за счет паразитных емкостей будет лежать в пределах нескольких десятков или сотен процентов.

Изложенная методика применяется в МИЭТ на кафедре микроэлектроники для промежуточного контроля емкостей МЭМС в пределах от 0,2 до 10 пФ на фоне паразитных емкостей от 2,5 до 6 пФ.

Зотов Сергей Александрович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры микроэлектроники МИЭТ. *Область научных интересов:* расчеты и проектирование чувствительных элементов МЭМС.

К сведению читателей

Научно-технический журнал «Известия высших учебных заведений. Электроника» с 2006 года включен в Российский индекс научного цитирования (РИНЦ).

РИНЦ – это специализированная база данных по российским научным периодическим изданиям, создаваемая на основе библиографических описаний статей, аннотаций или рефератов, а также приставейных ссылок цитируемой литературы. База оснащена мощной поисково-аналитической системой, способной реализовать поисковые запросы различной сложности. Благодаря данной базе будет возможным получить индекс цитирования авторов и узнать импакт-факторы журналов.

Подготовка и сборка микромеханических элементов с емкостной системой съема перемещений

В.В.Калугин

Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

При изготовлении микромеханической части микроэлектромеханических систем (МЭМС) с емкостной системой съема перемещений используются различные материалы. В настоящей работе приводятся результаты исследований в области получения микромеханических элементов (ММЭ) МЭМС, состоящих из кремниевой подвижной части и стеклянного неподвижного основания. При подготовке и сборке таких ММЭ необходимо учитывать различия свойств поверхностей кремния и стекла, а также физико-химические особенности материалов при воздействии температурного фактора и химических реагентов.

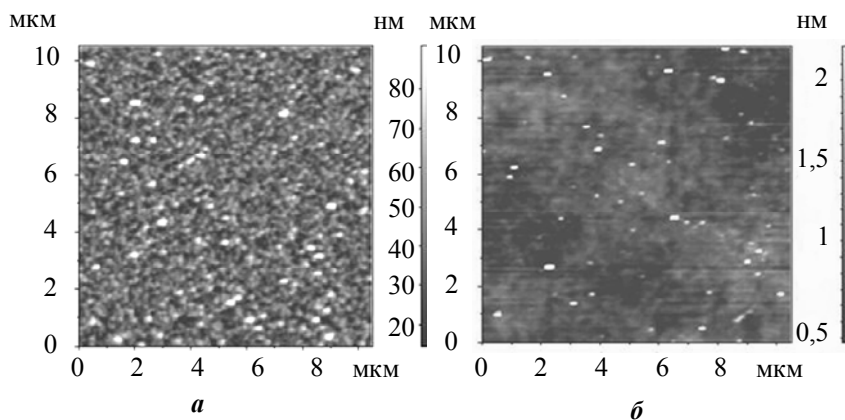
Применяемые технологические процессы при изготовлении ММЭ условно можно разделить на две группы. В первую входят процессы, реализуемые на пластинах стандартного размера – из кремния и/или стекла диаметром 100 мм различной толщины. Во вторую группу входит обработка сформированных и отделенных от пластины элементов подвижной части и неподвижного основания для последующей сборки. В последнем случае используется специально разработанная оснастка для проведения технологических процессов.

Проведенные исследования показали, что в процессе изготовления ММЭ перед термическим окислением, нанесением фоторезиста, анизотропным травлением, стыковкой элементов и в других случаях оптимально использование стандартного двухстадийного процесса жидкостной химической обработки, типичного для микроэлектронного производства ИС с минимальными топологическими размерами элементов более 1 мкм. В этом случае для удаления органических пленок и загрязнений необходимо использование раствора Каро. Для удаления механических загрязнений эффективен перекисно-аммиачный раствор. В случае обработки металлизированных поверхностей используется процесс погружения в раствор диметилформамида. Применительно к стеклянным поверхностям, а также профилированным либо протравленным на всю толщину кремниевым пластинам изменялись стандартные режимы обработки, отмытки и сушки (вплоть до 20 °С снижалась рабочая температура растворов, до полутора раз увеличивалось время отмытки в воде, исключались барботаж жидкостей и сушка в центрифуге). К результатам процессов химической обработки изменялись стандартные требования по чистоте и качеству поверхности [1, 2].

При изготовлении неподвижного основания формируются области металлической разводки: соединительные шины, электроды, обеспечивающие емкостную систему съема сигнала и контактных площадок для вывода сигнала на ножки корпуса. Зазор между кремниевым подвижным элементом и стеклянным основанием определяется формируемым рельефом при травлении кремниевой подвижной части, а также на этапе анодного соединения либо эвтектической пайки кремниевого элемента и стеклянного основания. При сборке ММЭ на отклонение от заданной величины зазора и, как следствие, на измеряемую емкость влияют температура процесса соединения, толщина и качество нанесенного слоя металла на стекло, адгезия, точность совмещения, сила прижима и площадь контактирующих поверхностей, загрязнения.

Полученный в результате измерений на атомно-силовом микроскопе внешний вид стеклянной поверхности со слоями алюминия и золота толщиной 0,8 мкм приведен на рисунке. Значения максимальной неровности поверхности (R_{\max}) и шероховатости (R_a) существенно лучше при использовании золота, нанесенного методом термического напыления.

Определены режимы соединения элементов различной толщины и площади контакта. Температура анодного соединения ниже, чем эвтектической пайки (около 450 °С против 600 °С для пленок алюминия и золота толщиной 0,8 мкм). Качество соединения определялось по величине емко-



Поверхность стеклянной пластины с металлическими слоями:
 а – со слоем алюминия $R_{\max} = 131,3$ нм; $R_a = 10,12$ нм; б – со слоем
 золота $R_{\max} = 10,75$ нм; $R_a = 0,24$ нм

сти, а также путем разрушения паяного соединения выборочных образцов, которое не должно проходить по шву. Анодное соединение позволяет получить более прочное соединение кремния и стекла по сравнению с эвтектической пайкой. В случае эвтектической пайки перекося рамки и, как следствие, уход емкости более вероятен из-за неравномерно распределенной нагрузки по всей площади контактируемых поверхностей ММЭ и растекания металла под отдельными кремниевыми площадками. К тому же при использовании слоя алюминия в ряде случаев пайка происходила неравномерно (точечно) из-за сравнительно большой рабочей температуры процесса соединения для этого материала.

Преимуществом эвтектической пайки является возможность формирования надежного электрического контакта кремниевого элемента со стеклянным основанием. В настоящее время организована цепочка технологических операций, позволивших реализовать анодное соединение и эвтектическую пайку в одном технологическом процессе, таким образом соединив преимущества двух методов. Для этой цели был сформирован микрорельеф на подвижной части с глубиной канавок, равной толщине слоя металла. В этом случае при $600\text{ }^{\circ}\text{C}$ и 400 В на одних участках формируемого ММЭ обеспечивается контакт кремния со стеклом для прочного анодного соединения, а на других – кремния с металлическим слоем на стекле для получения электрического контакта.

В результате проделанной работы выбран материал металлизации стеклянной поверхности, разработаны режимы ключевых технологических операций формирования зазора на этапе сборки ММЭ, влияющих на стабильность емкостей. Определены особенности проведения жидкостной химической обработки кремниевых и стеклянных пластин и элементов. Результаты работы позволили получить стабильные выходные значения емкостей в пределах от $0,2\text{ пФ}$ (отклонение от номинала не более $\pm 10\%$) до 10 пФ ($\pm 1\%$) для ММЭ МЭМС различных конструкций.

Литература

1. Тимошенко С.П., Калугин В.В. Очистка пластин кремния в процессах полупроводникового производства // Оборонный комплекс – научно-техническому развитию России. – 2000. – № 2. – С. 39–44.
2. Тимошенко С.П., Калугин В.В., Прокопьев Е.П. Исследование технологии очистки поверхности пластин кремния в процессе изготовления структур КНИ и микроэлектронных изделий // Микросистемная техника. – 2003. – № 1. – С. 13–22.

Калугин Виктор Владимирович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры микроэлектроники МИЭТ. *Область научных интересов:* разработка технологических процессов формирования многослойных структур и элементов микроэлектромеханических систем.

КОНФЕРЕНЦИИ

Телемост «Кремль – регионы»

8 июня 2006 года Президент РФ В.В.Путин и первый вице-премьер Правительства Д.А.Медведев проводили телесовещание с регионами о ходе выполнения приоритетных национальных проектов. В рамках телемоста «Кремль – регионы» В.В.Путин общался с Министром образования и науки РФ А.А.Фурсенко и членами Ученого совета МИЭТ.

Для проведения телемоста Зеленоградский вуз выбран не случайно. МИЭТ вошел в число лидеров конкурса, проходившего в рамках приоритетного национального проекта «Образование», по отбору образовательных учреждений высшего профессионального образования, внедряющих инновационные образовательные программы. По решению конкурсной комиссии государственные гранты получили 17 вузов России. Среди победителей – Высшая школа экономики, МГТУ им. Баумана, МГУ им. Ломоносова, ММА, МИСиС, МФТИ. Победа в этом конкурсе подтвердила статус МИЭТ как ведущего вуза в области электроники и информатики.

В самом начале выступления Президент Владимир Владимирович Путин сказал, что главный побудительный мотив встречи – не радоваться тому, что уже сделано, а сосредоточить внимание на том, чего не удалось претворить в жизнь.

В.В.Путин предоставил слово ректору МИЭТ Ю.А.Чаплыгину и члену Ученого совета декану факультета довузовской подготовки, заведующему кафедрой высшей математики-2 МИЭТ С.Г.Кальнею.

В своем докладе Ю.А.Чаплыгин отметил, что, реализуя программу, победившую на национальном конкурсе, МИЭТ сможет совершить очередной качественный подъем уровня образования в сфере высоких технологий. Ректор закончил свое выступление приглашением В.В.Путина посетить г. Зеленоград и университет.



Президент России В.В.Путин проводит телесовещание с регионами. В зале Ученого совета МИЭТ – министр образования и науки России А.А.Фурсенко и ректор МИЭТ Ю.А.Чаплыгин (слева направо)

CONTENTS

Electron engineering materials

<i>S.K.Maksimov</i> Ordered La ₂ CaF ₈ Phase Having Structure Derived from Tysonite Structure	3
---	---

Microelectronics technology

<i>O.P.Gutshin, E.V.Danilkin, A.I.Mochalov</i> Etching of Silicon by Time Multiplexed Modulation for SF ₆ and C ₄ F ₈ Gases	8
<i>A.A.Kovalev</i> Peculiarities in Technological Process of Cleaning Surfaces of Structures Based on Electrochemical Synthesis and Recuperation	13
<i>V.P.Timoshenkov</i> Calculation of Inductance of Package for Microwave Integrated Circuits	18

Microelectronics and semiconductor devices

<i>V.K.Ionychev, A.N.Rebrov</i> Probability of Microplasma Inclusion in p-n-Junction	23
<i>V.N.Biryukov</i> Model of Short-Base Diode Space-Charge-Layer Capacitance	31
<i>S.A.Kostrukov, T.A.Kholomina</i> Deep Level LF-Noise Spectroscopy Software	36
<i>A.V.Strogonov, M.I.Gorlov</i> Using Neuron Networks in Problems of Predicting Degradation of IC Output Parameters	44
<i>A.F.Yaremchuk, A.V.Mazurov, E.M.Sokolov, A.A.Sherchenkov</i> Estimation Method for Electric Parameters of Solar Cells by Control of Their Operational Characteristics	53

Microsystems

<i>R.A.Fedorov, N.A.Shelepin</i> PSPICE-Model of Physical Value Electret Converter	59
--	----

Microprocessor systems

<i>I.S.Elchin, I.I.Shagurin, P.N.Osipenko, B.V.Vasilegin</i> Hardware Facilities for Noise-Immune Coding Introduction for Improvement of RAM VLSI Fault-Tolerance	65
<i>A.A.Belyaev, F.M.Putrya</i> Choice of Optimum Structure of Full-Function SPI controller with 32-Digit Interface	71

Integral radioelectronic devices

<i>D.S.Kluev, V.A.Neganov</i> Computation of Input Impedance of Thin Circular Strip Antenna By Singular Integral Equation with Hilbert Kernel Method	76
--	----

Measurement methods and technology

<i>V.V.Philippov, N.N.Polyakov, S.V.Mitsuk</i> Eight-Probe Technique of Collateral Measurements of Electroconductance and Hall Coefficient of Anisotropic Semiconductor Films	81
---	----

Brief reports

<i>S.G.Novikov, N.T.Gurin, I.V.Korneev</i> Modeling of Photodetector with Negative Conductivity on Basis Of Semiconductor Structure	88
<i>S.A.Zotov</i> Control Method of Nominal Values of Capacities of MEMS	90
<i>V.V.Kalugin</i> Preparation and Assembly of Micromechanical Elements with Capacitance System of Movement Sampling	92

Conferences

Telemost «Kremlin – Regions»	94
------------------------------------	----

ABSTRACTS

ELECTRON ENGINEERING MATERIALS

Ordered La_2CaF_8 Phase Having Structure Derived from Tysonite Structure

S.K.Maksimov

The possibility of ordering in the cation sublattice for the $\text{CaF}_2 - \text{LaF}_3$ system, which is prospective for using in the optoelectronics, has been demonstrated. The ordered phases were previously revealed only in the systems based on the rare-earth elements of the yttrium subgroup. The regularities of ordering and similarity of lattices of the ordered phase and tysonite (LaF_3) explain the specific features of the nanodimensional precipitation in the nano-structured $\text{La}_{1-y}\text{Ca}_y\text{F}_{3-y}$ phases.

MICROELECTRONICS TECHNOLOGY

Etching of Silicon by Time Multiplexed Modulation for SF_6 and C_4F_8 Gases

O.P.Gutshin, E.V.Danilkin, A.I.Mochalov

The process of deep etching of the silicon process with the time multiplexed gas modulation, known as the Bosch process, has been considered. Its advantages and disadvantages have been demonstrated. The design features of the equipment for this process realization have been considered. The experimental data obtained on the modernized tool GIR-260 have been analyzed. The dependencies of selectivity on the etch rate and the etch rate on high power delivered to the table have been investigated.

Peculiarities in Technological Process of Cleaning Surfaces of Structures Based on Electrochemical Synthesis and Recuperation

A.A.Kovalev

In the article, the author in detail has considered the problem of high ecological danger and power consumption in manufacturing the electronic component base and has offered its solution, approved in the operating industrial conditions. The special process equipment and technologies of surface cleaning have been protected by patents of Russia.

Calculation of Inductance of Package for Microwave Integrated Circuits

V.P.Timoshenkov

The parasitic reactivity of the packages significantly affects the IMC electric characteristics in the microwave range. The theoretical prerequisites for reduction of the microwave package parasitic inductance have been presented. It has been shown, that the IMC package inductance can be up to 60% reduced. The experimental results agree well with the theoretical calculation.

MICROELECTRONICS AND SEMICONDUCTOR DEVICES

Probability of Microplasma Inclusion in p-n-Junction

V.K.Ionychev, A.N.Rebrov

The influence of deep levels on the statistical delay of the microplasma breakdown in p-n-junction has been analyzed. The numerical computation of the probability of the microplasma inclusion in the GaP p-n-junction has been made in the case of the charge carrier emission through the simple two-charged and also multicharged generation-recombination center. It has been demonstrated that the change of the deep levels charges by means of the reverse voltage partial reduction in the p-n-junction may result in some peculiarities concerning the distribution of the statistical delay of the microplasma breakdown.

Model of Short-Base Diode Space-Charge-Layer Capacitance

V.N.Biryukov

The SPICE-compatible model of the non-linear capacitance with the volt-farad characteristic break has been proposed. The current amplitude spectrum of real space-charge-layer capacitance and of its model has been calculated. The possibility of its elimination from the spectrum of the 4-th and higher harmonics has been shown.

Deep Level LF-Noise Spectroscopy Software

S.A.Kostrukov, T.A.Kholomina

The automatic unit for investigation of the low frequency noise power spectral density (PSD) has been designed. The weight function optimal choice for mathematical treatment of the experimental data has been discussed. The experimental low frequency noise spectra obtained on the developed and designed automatic unit have permitted to calculate the deep level ionization energy.

Using Neuron Networks in Problems of Predicting Degradation of IC Output Parameters

A.V.Strogonov, M.I.Gorlov

The prediction of the process of the TTL IC output parameters degradation based on the durability test results using the neuron networks in the Matlab/Simulink system has been considered.

Estimation Method for Electric Parameters of Solar Cells by Control of Their Operational Characteristics

A.F.Yaremchuk, A.V.Mazurov, E.M.Sokolov, A.A.Sherchenkov

The estimation method for the internal parameters of solar cells (SC) has been proposed. Using three main control points on the SC current-voltage characteristic together with the derivatives in these points allows a simple way of solution for the determination of the internal parameters in the case of the one- and two-diode model. The developed program for the determination of the internal parameters using the proposed method has been implemented in the work program of the solar simulator ST-1000.

MICROSYSTEMS

PSPICE-Model of Physical Value Electret Converter

R.A.Fedorov, N.A.Shelepin

The possibility of deriving the PSPICE-models of electret converters for physical magnitudes, including the electret microphone mode, which can be used for deriving performances of appropriate gauges by combined modeling with the electronic circuit, has been considered.

MICROPROCESSOR SYSTEMS

Hardware Facilities for Noise-Immune Coding Introduction for Improvement of RAM VLSI Fault-Tolerance

I.S.Elchin, I.I.Shagurin, P.N.Osipenko, B.V.Vasilegin

The error detection and correction method in memory chips using the Hemming code, has been considered, the possibilities and peculiarities of its application have been analyzed. The required hardware effort and additional delays at different memory cells digit capacity have been estimated.

Choice of Optimum Structure of Full-Function SPI controller with 32-Digit Interface

A.A.Belyaev, F.M.Putrya

The analysis of existing SPI controllers has been carried out, the functional requirements to the device, capable to conduct an exchange with the majority of the devices supporting the SPI interface have been

presented. The optimal structure of the SPI port, which permits to eliminate some drawbacks of the standard circuit, has been chosen.

INTEGRATED RADIOELECTRONIC DEVICES

Computation of Input Impedance of Thin Circular Strip Antenna By Singular Integral Equation with Hilbert Kernel Method

D.S.Kluev, V.A.Neganov

The problem of the current surface density distribution in the narrow circular strip antenna representing an indefinitely thin ideally conducting strip, curtailed in a ring, has been reduced to a singular integral equation (SIE) with Hilbert kernel. The complex distributions of an azimuth component of the current surface density on a ring conductor, the dependence of the input impedance on the length of the strip, normalized for the wave length, have been considered.

MEASUREMENT METHODS AND TECHNOLOGY

Eight-Probe Technique of Collateral Measurements of Electroconductance and Hall Coefficient of Anisotropic Semiconductor Films

V.V.Philippov, N.N.Polyakov, S.V.Mitsuk

The macroscopic theory of the Hall effect in thin anisotropic crystals and films has been surveyed. Based on the obtained analytical solution the procedure of the collateral measurement of tensors of electroconductance and Hall coefficient of a rectangular conductor has been developed. The offered method is distinguished by the pilot unit simplicity, the reliability and reproducibility of the results. The experimental verification of the methods has been carried out on monocrystals of cadmium and zinc diarsenides.

BRIEF REPORTS

Modeling of Photodetector with Negative Conductivity on Basis of Semiconductor Structure

S.G.Novikov, N.T.Gurin, I.V.Korneev

The physical and mathematical models of positionally-sensitive photodetectors with negative conductivity on the basis of the multilayered semiconductor structures have been considered. Such structures can be used as a basis for carrying out the calculations in designing photodetectors, photogauges, optoelectronic couple and converting devices.

Control Method of Nominal Values of Capacities of MEMS

S.A.Zotov

The indirect method of measuring the own values of capacities of the displacement transducer and the moment gauge of microaccelerometer and the micro-drive has been offered.

Preparation and Assembly of Micromechanical Elements with Capacitance System of Movement Sampling

V.V.Kalugin

The results of development of the technological processes for manufacturing the micromechanical elements have been presented.

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ

(Правила оформления рукописей действуют с 1 января 2006 г.)

Научно-технический журнал «*Известия вузов. ЭЛЕКТРОНИКА*» публикует на русском и английском языках оригинальные и обзорные (заказные) статьи. Верстка журнала осуществляется в издательской системе, функционирующей в сети IBM-совместимых компьютеров. Журнал имеет формат А4 и изготавливается по технологии офсетной печати.

Основные рубрики:

- фундаментальные исследования;
- материалы электронной техники;
- вакуумная электроника;
- технология микроэлектроники;
- микроэлектроника и полупроводниковые приборы;
- нанотехнология;
- схемотехника и проектирование;
- микросистемы;
- микропроцессорная техника;
- информационные технологии;
- интегральные радиоэлектронные устройства;
- методы и техника измерений;
- биомедицинская электроника;
- проблемы высшего образования.

В редакцию представляются:

1. *Статья*, подготовленная на компьютере и распечатанная на лазерном принтере на белой бумаге формата А4 (в двух экземплярах).

2. *Дискета 3,5"* (1.44 Мбайт) или *лазерный диск* с текстом статьи для верстки, подготовленным на IBM PC в формате MS Word for Windows. Допускается передача электронного варианта статьи по e-mail.

3. *Аннотация* на английском языке с названием статьи, инициалами и фамилией автора; аннотация на русском языке. На дискете аннотации на английском и русском языках должны быть оформлены в виде отдельных текстовых файлов.

4. *Экспертное заключение, сопроводительное письмо, рекомендация кафедры.*

5. *Список авторов и сведения о них* (оформляется отдельным файлом): фамилия, имя, отчество (полностью); ученая степень, ученое звание; должность; краткая научная биография, область научных интересов (5–6 строк); место работы; служебный и домашний адреса; служебный и домашний телефоны (указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции).

Статья должна быть подписана всеми авторами.

Ориентировочный объем публикаций: для статьи не более 12 страниц текста и 5 рисунков, для краткого сообщения не более 3 страниц текста и 1 рисунка.

Первая страница статьи оформляется следующим образом: индекс УДК; название статьи; инициалы, фамилия автора; название учреждения, где выполнена работа; краткая (не более 7 полных строк) аннотация на русском языке. Далее следует текст статьи.

Текст:

- печатается *через два интервала* с размером шрифта не меньше стандартного машинописного (13 кегль);

- абзацы отделяются друг от друга одним маркером конца абзаца (применение этого символа в других целях не допускается), ширина отступа (0,75 см) устанавливается в меню Word Формат/Абзац; набор текста начинается с левого края; по правому краю текст не выравнивается; текст набирается без переносов;

- все слова внутри абзаца разделяются только одним пробелом;

- перед знаками препинания пробелы не ставятся, после них – один пробел;

- разрядка слов не допускается;

- не допускается применение псевдографики, а также стилей.

Формулы:

Для набора формул в MS Word (редактор MS Equation 3.0) используются установки Styles/Sizes (Стили/Размеры) только по умолчанию. Пронумерованные формулы (нумеруются только те, на которые ссылаются в тексте) выносятся отдельной строкой и располагаются по центру.

На втором экземпляре статьи автором должна быть сделана следующая разметка:

- близкие по начертанию прописные и строчные буквы помечаются двумя чертами снизу (прописные) или сверху (строчные)
- близкие по начертанию русские, латинские буквы и цифры поясняются на полях, например:
- в – русск., е – не эль, З – буква, к – русск., О,о – буква, У – русск., Ч,ч – буква, b – лат., Y – игрек, l – эль, v – ню, u – ипсилон, ε – эпсилон;
- русские буквы помечаются снизу знаком $_$, а латинские ~;
- буквы греческого алфавита обводятся красным карандашом;
- векторные величины подчеркиваются одной прямой линией;
- подстрочные индексы помечаются дугой сверху, надстрочные – снизу; индексы, являющиеся сокращением слов, должны быть пояснены отдельно.

Иллюстрации могут быть выполнены:

1. В отдельных файлах:
 - в программе Corel Draw, также допускаются полутоновые рисунки (фотографии) в формате TIFF (без компрессии);
 - в любом другом графическом редакторе. В этом случае требуется качественная распечатка рисунков, предназначенная для сканирования (разрешение 600 dpi).
2. Черной тушью на белой бумаге (или кальке) или представлены в виде качественных черно-белых фотографий на матовой бумаге (предпочтительно формат 9x12 см).

Формат рисунков не должен превышать А4. Рисунки должны быть упомянуты в тексте, пронумерованы и надписаны (на обороте каждого рисунка разборчиво написать порядковый номер, ФИО автора). На иллюстрациях, по внешнему виду которых трудно или невозможно определить их расположение, следует писать «верх» и «низ».

Подписанные подписи прилагаются на отдельном листе.

Таблицы должны быть обязательно упомянуты в тексте и иметь заголовки.

Библиографический список:

- оформляется согласно ГОСТ 7.1.84 «Библиографическое описание документа»; не должен превышать 10 названий (в обзорных (заказных) статьях – не более 50 названий); – ссылки в тексте даются в квадратных скобках: [1];

- нумерация источников должна соответствовать очередности ссылок в тексте.

В библиографическом списке указываются:

- для книг - фамилия, инициалы автора, название книги, город, издательство, год издания, число страниц;
- журнальных статей – фамилия, инициалы автора, название статьи, название журнала, год, том, серия, номер, выпуск, первая – последняя страницы статьи;
- депонированных статей – фамилия, инициалы автора, название статьи, город, год, количество страниц, название организации, в которой выполнена работа, дата депонирования, регистрационный номер;
- препринта – фамилия, инициалы автора, название издания, количество страниц, полное название издающей организации, год;
- материалов конференций, школ, семинаров – фамилия, инициалы автора, название статьи, время и место проведения конференции, название конференции, город, издательство, год, первая - последняя страницы статьи;
- ссылок на авторские свидетельства и патенты – сокращенное название документа (А.с. или Пат.), номер документа, аббревиатура страны, МПК, название А.с. или Пат., инициалы, фамилия автора. Оpubл., год. Бюл. N. Если А.с. не опубликовано, а патент пока не получен, то вместо даты опубликования пишется дата приоритета.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

За опубликованные материалы гонорар не выплачивается.

Рукописи не возвращаются.

Статьи направлять по адресу: 124498, г. Москва, Зеленоград, проезд 4806, д. 5, МИЭТ, редакция журнала «Известия вузов. Электроника», комн. 7232

Тел.: (495) 534-62-05

Факс: (495) 530-54-29

E-mail: magazine@rnd.miee.ru

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