

Министерство обороны Российской Федерации  
Министерство промышленности и энергетики  
правительства Саратовской области  
ОАО «Тантал», ОАО «НИИ-Тантал»  
Саратовский государственный университет им. Н.Г.Чернышевского

# ГЕТЕРОМАГНИТНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

*Сборник научных трудов*

ВЫПУСК 4

**Гетеромагнитная микро- и наноэлектроника.  
Прикладные аспекты.  
Устройства различного назначения**

Под общей редакцией профессора А.В. Ляшенко

Издательство саратовского университета  
2008

УДК 621.382.029.6  
ББК 548.537.611.44  
Г44

**Гетеромагнитная микроэлектроника:** Сб. науч. тр. / Под ред. проф. Г44 А.В. Ляшенко. – Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2008. Вып. 4.: Гетеромагнитная микро- и наноэлектроника. Прикладные аспекты. Устройства различного назначения. – 84 с.: ил.

В сборнике отражены результаты теоретических и экспериментальных исследований полупроводниковых и магнитополупроводниковых микро- и наноэлектронных систем, включая системы с цифровой обработкой информации, новых типов датчиков, активных устройств (усилителей, генераторов, синтезаторов частот и др.), в него включены также статьи, посвященные новым технологиям, методам и средствам контроля, современному метрологическому обеспечению, подготовке и переподготовке кадров, прогнозно-аналитическим исследованиям..

Для специалистов-разработчиков, экспертов, а также студентов и аспирантов.

#### Редакционная коллегия:

*А.А. Игнатьев*, д-р физ.-мат. наук, профессор (отв. редактор);  
*М.Н. Куликов*, канд. физ.-мат. наук, профессор (зам. отв. редактора);  
*Л.Л. Страхова*, канд. физ.-мат. наук, доцент (отв. секретарь);  
*В.И. Борисов*, д-р техн. наук, член-корр. РАН;  
*Ю.В. Гуляев*, д-р физ.-мат. наук, академик РАН  
*Ю.А. Матвеев*, д-р физ.-мат. наук;  
*А.В. Путилов*, д-р техн. наук, профессор;  
*А.А. Рахманов*, д-р техн. наук, профессор;  
*А.А. Солопов*, канд. эконом. наук;  
*С.П. Кудрявцева*, канд. техн. наук, доцент;  
*С.В. Овчинников*, канд. физ.-мат. наук, доцент;  
*Л.С. Сотов*, канд. физ.-мат. наук, доцент;  
*А.Л. Хвалин*, канд. техн. наук, доцент;  
*А.С. Краснощекова*, инженер КБ КТ ОАО «НИИ – Тантал».

УДК 621.382.029.6  
ББК 548.537.611.44

## СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие.....	4
<i>Игнатъев А.А., Куликов М.Н., Ляшенко А.В., Маслов А.А. Солопов А.А.</i> Гетеромагнитные аналого-цифровые микросистемы на кристалле для миниатюрных систем навигации и многоцелевых комплексов.....	5
<i>Молодченко Ж.А., Овчинников С.В., Сотов Л.С., Харин В.Н.</i> Модели аппаратных акселераторов перестановок бинарных множеств.....	11
<i>Глухова О.Е., Торгашов Г.В., Буянова З.И.</i> Исследование углеродных нанотрубок, легированных атомами бария и железа.....	22
<i>Молодченко Ж.А., Сотов Л.С., Харин В.Н.</i> Математические модели стохастического формирования изоморфных представлений структурных элементов данных в ЭВМ.....	29
<i>Жалковский Э.И., Костяков В.А., Ляшенко А.В.</i> Индикатор марки и электропроводности автомобильного бензина.....	41
<i>Хвалин А.Л., Самоолданов В.Н.</i> Моделирование магнитоэлектронных элементов связи в среде <i>Microwave Office-2007</i> .....	49
<i>Хвалин А.Л.</i> Физические принципы моделирования полевых транзисторов в УВЧ-диапазоне.....	59
<i>Игнатъев А.А., Кудрявцева С.П., Куликов М.Н., Романченко Л.А., Страхова Л.Л.</i> Микродатчики магнитного поля и механических воздействий (патентные исследования).....	68
<i>Игнатъев А.А., Страхова Л.Л. Куликов М.Н., Кудрявцева С.П., Сложеникин К.А.</i> ЖИГ-генераторы с микрорезонаторами на эпитаксиальных пленочных структурах ферритов (анализ патентной документации).....	74

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В четвертом выпуске сборника представлены как традиционные материалы по гетеромагнитной микроэлектронике, возможным системным применениям разрабатываемых устройств, анализу патентной документации и патентным исследованиям по магнитной тематике с применением пленочных структур ферритов, так и новые – по защите информации программно-аппаратными средствами; исследованиям углеродных нанотрубок, легированных атомами различных элементов; индикации марки автомобильного бензина новым способом.

В планах редакционной коллегии – введение постоянных рубрик по микро- и наноэлектронике, цифровой технике, вопросам технологий, различным прикладным аспектам, отражение современных тенденций развития науки и техники. Эти планы могут осуществиться только при активной поддержке наших авторов, читателей, всех, кто заинтересован в развитии указанных направлений.

Доктор физико-математических наук,  
профессор *А.А. Игнатьев*

УДК 621.382.9

**ГЕТЕРОМАГНИТНЫЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ  
МИКРОСИСТЕМЫ НА КРИСТАЛЛЕ  
ДЛЯ МИНИАТЮРНЫХ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ  
И МНОГОЦЕЛЕВЫХ КОМПЛЕКСОВ**

**А.А. Игнатъев<sup>\*</sup>, М.Н. Куликов<sup>\*</sup>, А.В. Ляшенко<sup>\*</sup>, А.А. Маслов<sup>\*</sup>,  
А.А. Солопов<sup>\*\*</sup>**

<sup>\*</sup>ОАО «НИИ-Тантал», <sup>\*\*</sup>ОАО «Тантал»,  
Россия, 410040, г. Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А

Рассматриваются основные характеристики гетеромагнитных аналого-цифровых микросистем для миниатюрных систем ориентации и навигации.

**Heteromagnetic analogue-digital microsystems on a crystal  
for tiny systems of navigation and multi-purpose complexes**

**A.A. Ignatiev, M.N. Kulikov, A.V. Ljashenko, A.A. Maslov, A.A. Solopov**

The basic characteristics of heteromagnetic analog-digital microsystems for tiny systems of orientation and navigation are considered.

Одним из обязательных элементов современных интегрированных навигационных систем, включая системы для беспилотных летательных аппаратов, является магнитная система, основанная на ориентации объекта по магнитному полю Земли. Автономная магнитная навигационная система (магнитный 3D-компас) обеспечивает движение объекта в условиях пропадания сигнала от спутников и в других экстремальных ситуациях. Однако известные датчики слабых магнитных полей (магниторезистивные, феррозондовые) не в полной мере удовлетворяют всему комплексу жестких эксплуатационных требований, предъявляемых к современным летательным системам. В этом отношении перспективными представляются первичные гетеромагнитные преобразователи.

Гетеромагнитная микроэлектроника (ГМЭ) – новое направление аналого-цифровых магниточувствительных систем на кристалле [1]. В основе таких интегральных магнитополупроводниковых микросистем лежат автогенераторные схемы на кристалле (рис. 1), в частото-задающих

цепях которых содержатся магниточувствительные элементы – микрорезонаторы из магнитоупорядоченных веществ различных видов и размеров (ферритовые сферы и эпитаксиальные пленки, магнитные нанотрубки и различные виды массивов из них) [2–5].

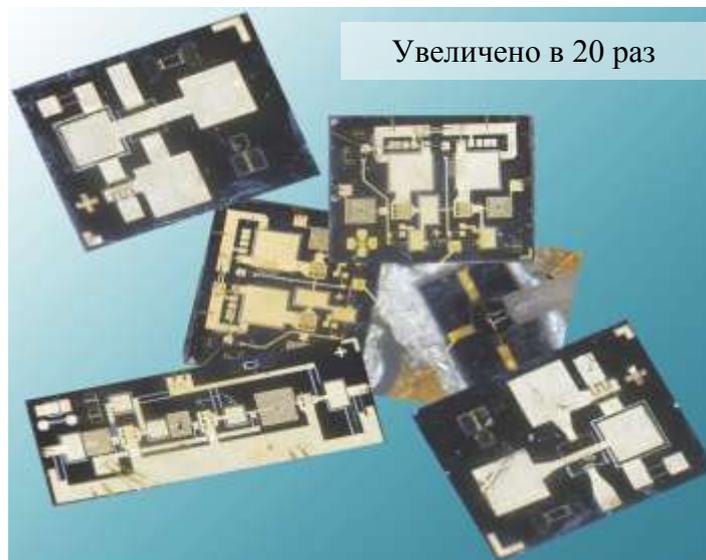


Рис. 1. Образцы разработанных гетеромагнитных датчиков

В последнем случае справедливо применять новый термин – гетеромагнитная наноэлектроника, конечной целью которой будет разработка наноэлектронных магнитополупроводниковых устройств различного назначения (рис. 2).

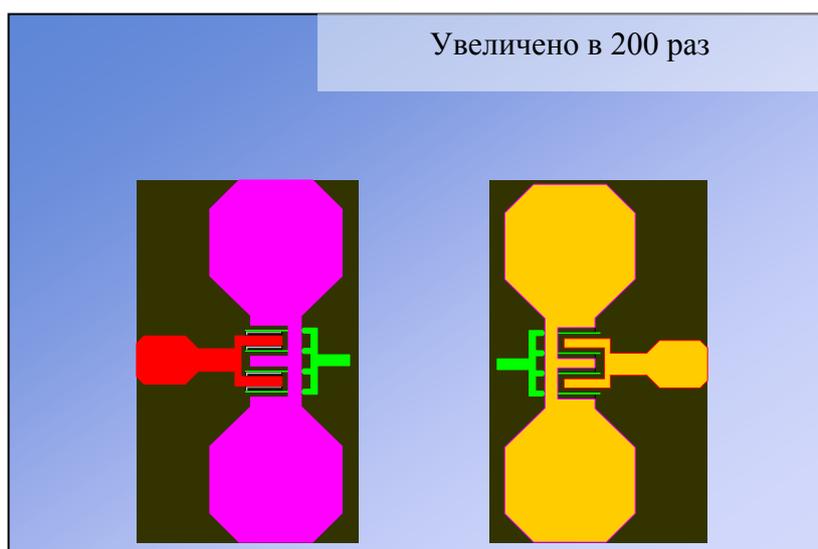


Рис. 2. Наноэлектронные магнитополупроводниковые устройства

Самостоятельное направление ГМЭ – первичные преобразователи различных физических величин (механических, магнитных и электромагнитных), датчики скалярных и векторных типов. Сигналами-откликами по инструментальным осям в гетеромагнитных микросистемах с внутренней магнитной анизотропией вещества и анизотропией формы магниточувствительных элементов являются изменения частоты, её девиации, спектра.

Измерительными средствами в 2D- и 3D- гетеромагнитных системах служат многоканальные частотомеры и специализированные анализаторы спектра на кристалле.

Имеется возможность построения едиными средствами проектирования на единой элементной базе и измерительной аппаратуре различных типов гетеромагнитных датчиков:

- магнитной курсовой системы, магнитного компаса (курса на север);
- крена и тангажа;
- магнитной вертикали;
- магнитной высоты;
- скорости;
- счисления пройденного пути;
- 3D-магнитометра для определения магнитных координат.

В этом случае можно говорить о геомагнитной пилотажно-навигационной системе, которая сегодня может быть реализована в виде аналого-цифровых схем на кристалле с максимальной интеграцией, единым процессором и микро ЭВМ (рис. 3).

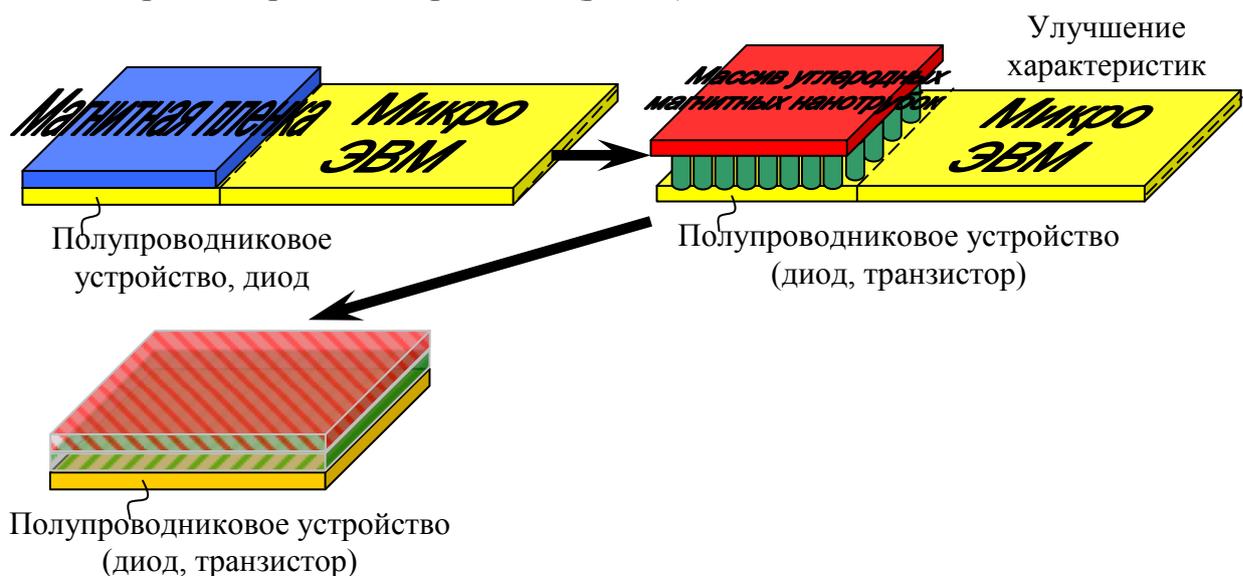


Рис. 3. Цепочка разработки гетеромагнитного датчика

Создаваемый рядом организаций трехсистемный навигационный ЧИП – приемник спутниковой навигационной системы (СНС) – ГЛОНАСС/*GPS/Galileo*, который поддерживает три системы навигации, было бы целесообразно дополнить четвертым навигационным ЧИПом – геомагнитным – на основе гетеромагнитных датчиков и преобразователей. Четвертая магнитная система – геомагнитная навигационная система (ГМНС) в случае наличия спутниковой навигационной магнитной системы (СНМС) играет роль дополнительной. При полном пропадании спутниковых сигналов от СНС четвертая система – ГМНС будет основной. В случае пропадания двух из трех сигналов от СНС параметры, регистрируемые ГМНС, дополняют (для надежности) недостающие данные.

Обсуждаемая комбинированная географо-геомагнитная навигационная система может иметь точности, соизмеримые со спутниковыми навигационными системами (СНС). Для этого необходимо ввести в спутниковую группировку ряд спутников – векторные магнитометры (3D-магнитометры), которые были бы связаны друг с другом и в системе, например ГЛОНАСС. В этом случае появится возможность фиксировать магнитные координаты, и это будет ГЛОМНАСС (рис. 4). Магнитные координаты как дополнительную опцию могут сообщать операторы мобильной связи.

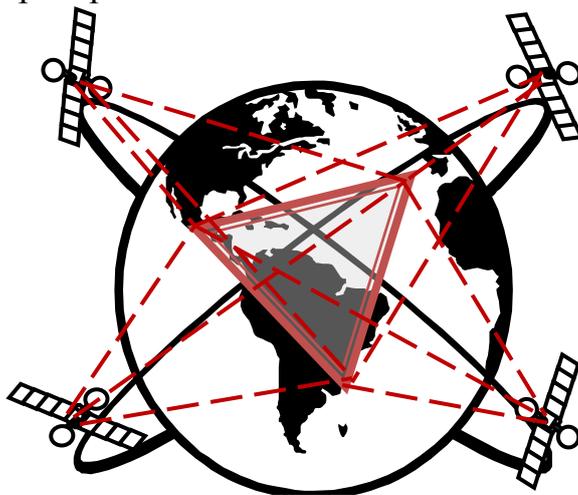


Рис.4. Геомагнитная навигация, магнитное картографирование, геомагнитные системы ориентации и высокоточного наведения на центр магнитной массы (высота до 300–500 км, дальность не ограничена при наличии магнитных карт, чувствительность  $\pm 1$  нТл, угловое разрешение  $\pm 0,1^\circ$ , магнитная вертикаль  $\pm(0,1-0,5)^\circ$ , угловые скорости вращения вдоль продольной оси  $\pm(350-3000)$  град/с и выше; крен, тангаж; моменты сил и импульсов, курс  $\pm 0,1^\circ$ )

Имеющаяся уникальная аппаратура: **векторный анализатор цепей N5250A** со станцией прецизионного позиционирования *Summit 9101* на диапазон частот от 10 МГц до 110 ГГц с возможностью повышения диапазона частот до 500 ГГц; **анализатор спектра сигнала E4448A** на диапазон частот от 3 Гц до 50 ГГц с возможностью повышения диапазона

частот до 325 ГГц; **одноосевая станция позиционирования по углу ST1112LT** с точностью до 2 угловых секунд, а также наличие лицензионных аналого-цифровых САПР ведущих фирм *Synopsis*, *MWO-2007*, *IP*-блоков, процессоров и контроллеров (ФГУП «НИИЭТ» г. Воронеж), стандартных библиотек устройств фабрик-производителей «*X-FAB*» позволяют:

- выполнять НИОКР (за 1,5–2 года) по разработке элементов и ГМНС в целом с параметрами систем-прототипов при снижении массогабаритных показателей, энергопотребления и расширении функций;

- проводить фундаментальные (магнетизм в наноразмерных структурах) и прикладные исследования по новому направлению – гетеромагнитная микро- и наноэлектроника (генерация, преобразование, усиление, сенсорика, включая интеллектуальные микросистемы);

- решать задачи по разработке и промышленному выпуску ГМНС.

В рамках инновационного проекта по национальной программе «Образование» в 2007 г. в СГУ создан «Российский научно-производственный центр гетеромагнитных микросистем» Саратовского государственного университета им. Н.Г. Чернышевского с базовой структурой в промышленности – Конструкторским бюро критических технологий (КБ КТ), основанным в 2002 г. в холдинговой компании «Тантал» (ОАО «НИИ-Тантал» – выполнение НИОКР, ОАО «Тантал» – промышленный выпуск). Создание этих подразделений связано с необходимостью ускорения разработок и промышленного внедрения новых типов магниточувствительных устройств.

Основные свойства и параметры магниточувствительных аналого-цифровых систем на кристалле:

- многофункциональность;
- повышенная магнитная чувствительность (10–50) Гц/нТл;
- повышенная угловая чувствительность (3 Гц/1с);
- векторный характер частотных сигналов-откликов по инструментальным осям;
- быстродействие не более 1 мс;
- отсутствие подвижных частей;
- все типы датчиков (первичные преобразователи + частотомер + процессор) механических, магнитных, электромагнитных величин;
- питание: (3,3–1,5) В, ток до (5–10) мА на ось;
- размер кристалла для одной оси координат 6×0,8×0,5мм;
- дальность – десятки километров (по крупным массам до (17–20) км и более с полетными заданиями по геомагнитным картам в памяти);

- точность регистрации объекта на траектории не хуже систем со спутниковыми сигналами;
- время выставки (1–5) с;
- высокоточное оружие;
- геомагнитные пилотажно-навигационные системы;
- средние и малые калибры объектов.

#### Преимущества:

- автономность от спутниковых сигналов;
- повышенная помехоустойчивость в условиях средств РЭП, РЭБ;
- единая элементная база проектирования, отработки, тестирования;
- миниатюрность ( $V < (0,5-1,0) \text{ см}^3$ );
- быстрое изготовление (до 3 месяцев);
- быстрое проектирование (до 2–3 месяцев);
- фабрики-изготовители отечественные, зарубежные;
- один центр проектировки и разработки (одно КБ);
- конкурентоспособность и низкая цена при крупносерийном выпуске;
- спутниково-геомагнитная навигация (автономная).

#### Области применения:

- геомагнитные пилотажно-навигационные системы;
- средние и малые калибры объектов;
- целеуказания (наведение на центр магнитной массы на финальном участке);
- ориентация объекта в пространстве (вертикаль, крен, тангаж);
- магнитное картографирование.

Данные материалы широко обсуждались на Втором Московском Международном форуме «Беспилотные многоцелевые комплексы в интересах ТЭК» («*UVS-TECH 2008*», 29–31 января 2008 г., г. Москва) с целью поиска отечественных и зарубежных партнеров для интенсификации развития данного направления, определение перспектив долгосрочного взаимовыгодного сотрудничества по разработкам и промышленному выпуску ГМНС, подготовке высококвалифицированных кадров, интеграция передовых технологий.

Направление гетеромагнитной микро- и наноэлектроники характеризуется патентной чистотой.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Игнатъев А.В., Ляшенко А.В.* Магнитоэлектроника СВЧ-, КВЧ-диапазонов в пленках ферритов. М.: Наука, 2005. 380 с.
2. Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Вып.1 : Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ- диапазонов / Под ред. проф. А.А. Игнатъева. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2004. 175 с.
3. Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Вып.2 : Методы проектирования магнитоэлектронных устройств / Под. ред. проф. А.А. Игнатъева. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2005. 193 с.
4. *Игнатъев А.А., Ляшенко А.В.* Гетеромагнитная микроэлектроника. Микросистемы активного типа. М.: Наука, 2007. 612 с.
5. Пат. 2280917 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> Н 01 L 27/14. Многофункциональное интегральное магнитополупроводниковое устройство / А.А. Игнатъев, А.В. Ляшенко; заявитель и патентообладатель ОАО «Тантал» – № 2280917; заявл. 09.06.2005; опубл. 27.07.2006, Бюл. № 21; приоритет 09.06.2005, 51 с.

УДК 681.3.001.57

### МОДЕЛИ АППАРАТНЫХ АКСЕЛЕРАТОРОВ ПЕРЕСТАНОВОК БИНАРНЫХ МНОЖЕСТВ

**Ж.А. Молодченко<sup>\*</sup>, В.Н. Харин<sup>\*</sup>, С.В. Овчинников<sup>\*\*</sup>, Л.С. Сотов<sup>\*\*</sup>**

<sup>\*</sup>Воронежский государственный технический университет  
Россия, 394026, г. Воронеж, Московский пр., 14  
<sup>\*\*</sup>ОАО «НИИ-Тантал», <sup>\*\*</sup>ОАО «Тантал»,  
Россия, 410040, г. Саратов, проспект 50-лет Октября, 110А

В работе обсуждаются принципы построения, модели и схемотехника высокопроизводительных функциональных формирователей перестановок. Показано, что соотношение *производительность-аппаратная сложность* предложенных акселераторов оказывается лучше, чем у существующих аналогов.

#### **Models of hardware accelerators of shifts of binary sets**

**J.A. Molodchenko, S.V. Ovchinnikov, L.S. Sotov, V.N. Harin**

The principles of construction, model and circuitry of high-efficiency functional accelerators of shifts are discussed. The parity productivity - hardware complexity of the offered accelerators appears better, than at existing analogues.

Одной из основных задач, реализуемых в распределенных системах управления базами данных (РСУБД), является обеспечение конфиденциальности информации, хранимой в базах данных и используемой при обработке запросов пользователей.

Перспективным методом обеспечения такой конфиденциальности для РСУБД представляется некриптографический подход, базирующийся на стохастическом управлении бинарными форматами на основе изоморфных представлений, обеспечивающий высокую скорость конвертирования форматов (с использованием специальных аппаратных средств – акселераторов) при приемлемой стойкости представлений объектов реляционной СУБД к несанкционированному ознакомлению с их содержимым и несанкционированному копированию.

Изоморфные представления многочисленных форматов и их конвертирование широко используются в вычислительной технике и программировании.

С этой целью содержимое баз данных представляется в двух форматах. Один из этих форматов, обычно называемый форматом хранения ( $FX$ ), представляет данные в виде, недоступном для непосредственной смысловой интерпретации. Второй формат, называемый форматом оперативной обработки ( $FO$ ), представляет данные в виде, определенном архитектурой используемого компьютера и доступном для непосредственной смысловой интерпретации.

Представление данных в формате  $FX$  осуществляется в течение всего времени пассивного хранения данных. При реализации запросов к базе данных, предусматривающих формирование представлений релевантных запросу и связанных с операциями чтения, модификации и записи данных, производится преобразование данных из формата хранения  $FX$  в формат оперативной обработки  $FO$ . После реализации запроса данные из формата  $FO$  преобразуются в формат  $FX$ .

Таким образом, указанное преобразование форматов данных является одной из наиболее часто используемых операций в процессе обработки в РСУБД содержимого соответствующих баз данных.

Использование для преобразования форматов итерационных многоцикловых криптографических алгоритмов, подобных определенным в ГОСТ 28147-89 [1], вызывает сильное замедление процессов реализации запросов пользователей.

Одним из перспективных направлений для решения этой проблемы является применение высокопроизводительных алгоритмов, основанных на транспозиционных преобразованиях бинарных строк в представлениях объектов СУБД [2]. Использование таких алгоритмов связано с необходимостью аппаратной реализации ряда функций, осуществляющих параллельную обработку данных. Синтез и моделирование таких функций осуществляется на программном уровне.

Перед преобразованием входные данные разбиваются на блоки  $FX_i = \{a_1, a_2, \dots, a_N\}_i$  по  $N$  бит. Каждый блок подвергается преобразованию перестановки. Управление перестановкой осуществляется элементом среды форматирования (дескриптором формата)  $SF_k = \{b_1, b_2, \dots, b_M\}_k$ .

Таким образом, если  $R_N^{SF}$  – функция перестановки, то  $FO_i = R_N^{SF}(FX_i)$ , где  $FO_i$  – блок в оперативном формате.

Пусть  $\{R_N^{SF}\}$  – множество функций, осуществляющих полное множество перестановок исходного битового блока данных длиной  $N$ . Мощность  $M\{R_N^{SF}\} = N!$ , соответствует числу размещений из  $N$ . Для того, чтобы выбрать функцию из множества  $\{R_N^{SF}\}$ , необходим информационный блок с энтропией  $H_N = \sum_{i=1}^N \log_2(i)$ . Например, чтобы

адресовать функцию  $(OF)_{256}$ , необходим информационный блок среды форматирования (СФ) длиной 1684 бит. В качестве дескриптора формата  $SF_k$  можно использовать, например, адреса каждого перестанавливаемого бита блока форматирования  $FX_i$ . В этом случае энтропия блока форматирования будет  $H_N^{FX} = N \log_2(N) > H_N$ , т.е. информация для перестановки в данном случае будет избыточная. Для выбора функции из  $\{R_{256}^{SF}\}$  минимальная длина дескриптора формата будет длиной 2048 бит.

Если обозначить множество возможных состояний бинарного блока данных  $\{OF_N\}$ , то мощность этого множества будет  $\{OF_N\} = 2^N$ , для того, чтобы выбрать элемент из множества  $\{OF_N\}$ , необходим информационный блок среды с энтропией  $H_N^{OF} = N < H_N$ . Данное неравенство свидетельствует о том, что восстановление исходных данных  $FO_i$  методом перебора перестановок не позволяет однозначно восстановить соответствующий дескриптор формата  $SF_k$  информационного блока среды форматирования при известном алгоритме функции форматирования  $R_N^{SF}$ . Неравенство  $H_N^{OF} < H_N$  обусловлено тем, что часть функций  $R_N^{SF}$  с различными дескрипторами переводят элемент множества  $\{OF_N\}$  в одно и то же состояние. Например, если блок данных состоит только из нулей или из единиц, перестановки не изменят значения блока. Обозначим  $\{(OF)_N^T\} \in \{(OF)_N\}$  – множество перестановок  $FO_i$ , таких что  $FX_i \neq FO_i$ . Пусть  $Z$  – число нулей в блоке данных,  $N - Z$  – число единиц в блоке данных, тогда мощность множества  $M\{(OF)_N^T\} = \frac{N!}{Z!(N-Z)!}$ . Например, перестановку битовых векторов

$FO \rightarrow FX$  в случае  $FO = \{1001\}$ ,  $FX = \{0110\}$  можно осуществить транспозициями  $\{FO_1 \leftrightarrow FO_2, FO_3 \leftrightarrow FO_4\}$ ,  $\{FO_1 \leftrightarrow FO_3, FO_2 \leftrightarrow FO_4\}$ .

Таким образом, значительная часть множества  $\{R_{256}^{SF}\}$  образует вырожденные перестановки в том смысле, что либо  $FX_i = FO_i$ , либо  $FX_i^j = FX_i^j, i \neq j$ . Обозначим множество формируемых методом перестановок данных –  $\{OF_N\}^T$ . Энтропия информационного блока для

выбора элемента из множества  $\{OF_N\}^T$  –  $H_N^T = \sum_{i=Z}^N \log_2(i) - \sum_{i=1}^{N-Z} \log_2(i)$ .

Максимальное значение энтропии  $H_N^{max} = \sum_{i=N/2}^N \log_2(i) - \sum_{i=1}^{N/2} \log_2(i)$

достигается при  $Z = N/2$ . Для блока длиной 256 энтропия составляет  $H_N^{max} < 251,6728$ . Мощность множества  $\{OF_N\}^T$  существенно зависит от соотношения  $N/Z$ , т.е. от структуры данных, при этом  $0 \leq H_N^T \leq H_N^{max}$ . В случае, если исходный блок данных состоит только из нулей или из единиц,  $H_N^T = 0$ . Учитывая, что данные могут иметь непредсказуемую структуру, для обеспечения максимальной мощности множества  $\{OF_N\}^T$  функций транспозиции при условии  $FX_i \neq FO_i$  следует проводить операцию подстановки, например, диверсификации [3]. Это позволяет выровнять статистику нулей и единиц, обеспечивая максимальную мощность множества  $\{OF_N\}^T$ .

Таким образом, для обеспечения конфиденциальности данных путем преобразования формата метод перестановки необходимо комбинировать с операциями подстановки. Задача реализации высокопроизводительных систем форматирования данных методом перестановки разделяется на подзадачи разработки высокопроизводительных устройств для формирования перестановок, генерации и хранения компактных, с точки зрения занимаемой в ЭВМ памяти, дескрипторов формата  $SF_k = \{b_1, b_2, \dots, b_M\}_k$ .

Существуют различные подходы к проектированию устройств формирования перестановок. Согласно [4] в основу классификации формирователей перестановок ( $FP$ ) можно положить два принципа – алгоритмы их формирования и способы представления перестановок. С точки зрения алгоритма формирования для обеспечения функции форматирования необходимо использовать функциональные  $FP$ , которые можно разделить на транспозиционные, циклические и комбинированные  $FP$ . При этом наиболее быстродействующими и структурно очевидными являются  $FP$  с факториальной аппаратной трудоемкостью. В таких  $FP$  в постоянную память  $ROM$  предварительно заносятся элементы перестановок в нужной последовательности. Считывание перестановок из

памяти осуществляется в последовательной форме. Число ячеек памяти *ROM* должно быть равно  $N!$  [4]. Для данного способа построения *FP* аппаратные затраты растут пропорционально  $N!$ , поэтому он применим только для  $N < 10$ .

Одними из наиболее эффективных с точки зрения быстродействия и аппаратной сложности являются функциональные *FP* основанные на факторизации представления чисел [5]. Эти *FP* имеют аппаратную сложность порядка  $N^2$  вентилях и осуществляют перестановку массива данных длиной  $N$  примерно за  $N$  тактов генератора тактовых импульсов. Обзор указанного класса *FP* приведен в [4] и в данной работе не рассматривается. При размерах переставляемых блоков данных  $N < 1000$ . *FP*, основанные на факторизации чисел, технически сложно реализуемы.

Аппаратные затраты уменьшаются примерно в  $N$  раз при использовании функционального *FP* с транспозициями на бинарном дереве [6]. Этот *FP* осуществляет перестановку за  $N$  тактов генератора тактовых импульсов, учитывая, что выходной буфер данных содержит  $2N - 1$  условных логических вентилях.

Наибольшим быстродействием обладают одноктактные функциональные *FP*. В них перестановка осуществляется за 1 такт внешнего генератора тактовых импульсов. Задержка на преобразование определяется задержкой двух последовательно соединенных вентилях. Использование принципа двойной буферизации позволяет максимально увеличить производительность одноктактных функциональных *FP* (*OFFP*).

Процесс преобразования в предложенном *OFFP* можно разделить на две фазы: дешифрации и сборки. Модель *OFFP* иллюстрируется графом, представленным на рис. 1, где осуществляется перестановка упорядоченного множества из 14 элементов. Анализируя рисунок, можно сделать вывод, что аппаратная трудоемкость *OFFP* составляет порядка  $N^2$ , однако, в отличие от функциональных *FP*, основанных на факторизации чисел, *OFFP* осуществляет перестановку не за  $N$ , а за 1 такт генератора тактовых импульсов.

На рис. 2 приведена блок-схема *OFFP*, а на рис. 3 – его логическая схема. Модуль *OFFP* состоит из модуля регистров кодов битовой транспозиции 5, предназначенного для хранения кодов текущей перестановки, и двух групп идентичных блоков, последовательно электрически соединенных через шины данных. Первая группа содержит: регистр исходной строки 1, в который записывается исходная строка бит данных  $(a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_N)$  по сигналу *PIC1*; дешифратор битовой транспозиции 3, осуществляющий перестановку бит исходной строки в соответствии с текущим значением регистров кодов 5; блок сборки битовой транспозиции 7, принимающий перестановленные биты от блока дешифрации, и регистр результирующей строки 9, в который по сигналу внешнего тактового генератора *Clk* записывается перестановка исходной

строки битов или регистра 1, если установлен сигнал *PPC1*, или регистра 2, если установлен сигнал *PPC2*. Вторая группа идентичных блоков содержит: регистр исходной строки 2; дешифратор битовой транспозиции 4; блок сборки битовой транспозиции 6 и регистр результирующей строки 8. При этом регистры кодов битовой транспозиции 5 соединены с шинами кодов дешифраторов битовой транспозиции 3, 4; блок сборки битовой транспозиции первой группы 7 соединен дополнительной шиной данных с регистром исходной строки второй группы 8, а блок сборки битовой транспозиции второй группы 6 соединен дополнительной шиной данных с регистром исходной строки первой группы 9.

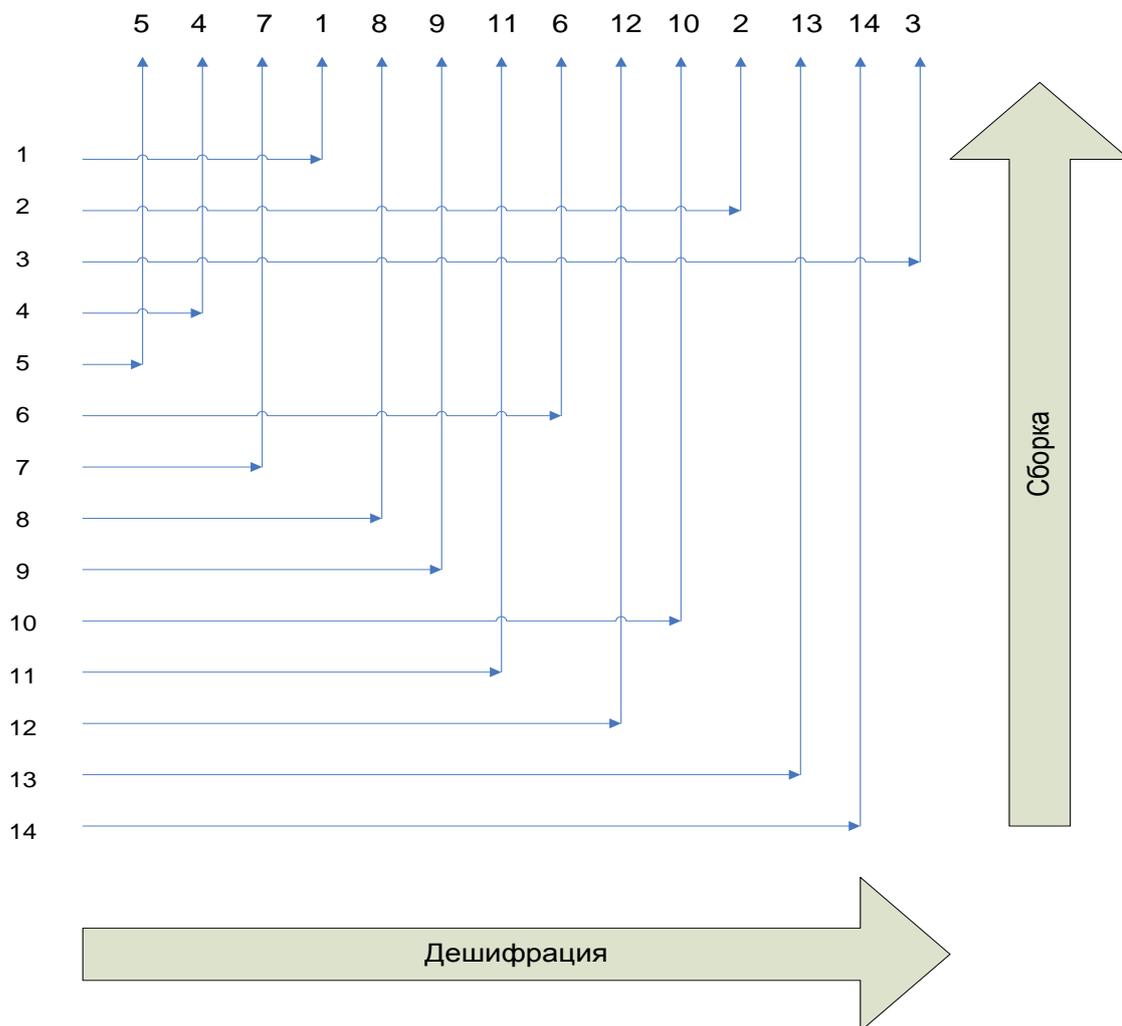


Рис. 1. Граф одноканального формирования управляемой перестановки упорядоченного множества

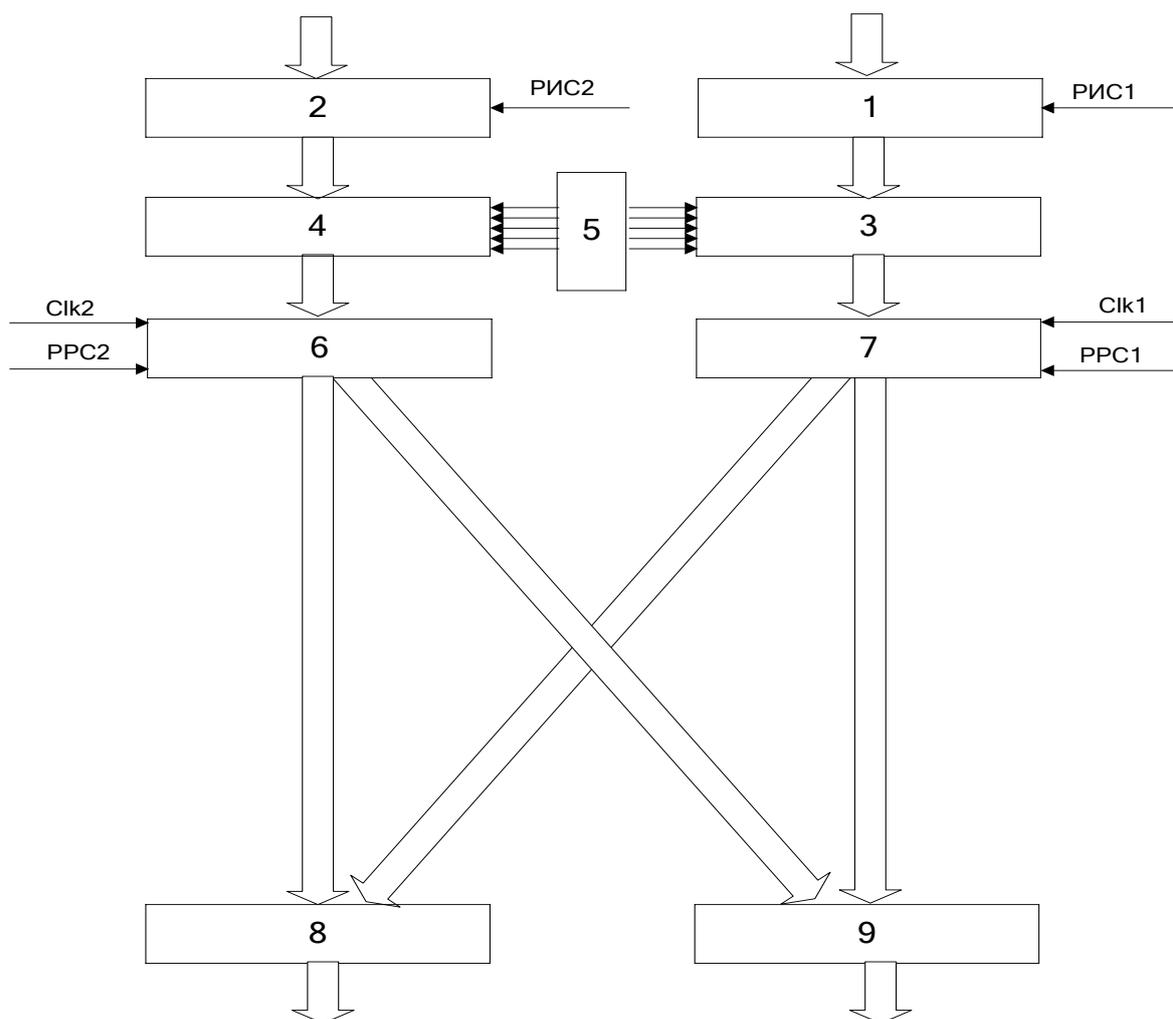


Рис. 2. Блок-схема *OFFP* бинарной строки с двойной буферизацией: 1 – регистр исходной строки первой группы; 2 – регистр исходной строки второй группы; 3 – дешифратор битовой транспозиции первой группы; 4 – дешифратор битовой транспозиции второй группы; 5 – модуль регистров кодов битовой транспозиции; 6 – блок сборки битовой транспозиции второй группы; 7 – блок сборки битовой транспозиции первой группы; 8 – регистр результирующей строки второй группы; 9 – регистр результирующей строки первой группы; RISC1 – сигнал разрешения установки регистра исходной строки первой группы; RISC2 – сигнал разрешения установки регистра исходной строки второй группы; PPC1 – сигнал разрешения установки регистра результирующей строки первой группы; PPC2 – сигнал разрешения установки регистра результирующей строки второй группы; *Clk* – сигнал от внешнего генератора тактовых импульсов

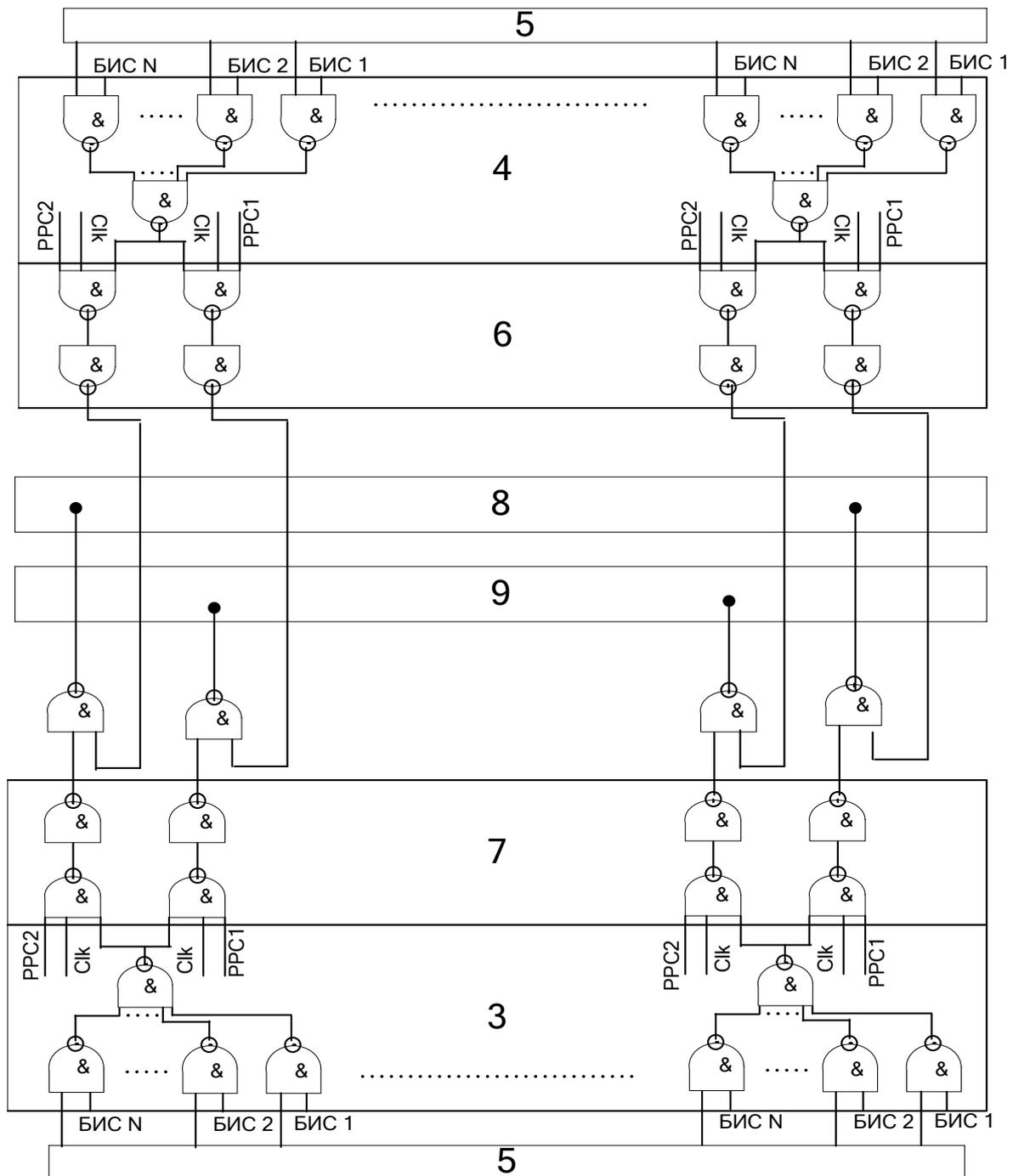


Рис. 3. Принципиальная схема *OFFP* бинарной строки с двойной буферизацией: & – логический элемент; БИС1-*N* – соответствующий бит исходной строки (*N* – длина строки)

Устройство работает следующим образом. По сигналу *PPC1* исходная строка  $(a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_N)$  длиной *N* бит с внешней шины данных записывается в регистр 1. Независимо, по сигналу *PPC2* с внешней шины данных в регистр 2 может быть записана другая исходная строка. На один вход логических элементов 2И-НЕ, входящих в дешифратор битовой транспозиции 3, подается соответствующий бит исходной строки (БИС) от

регистра 1 (рис. 2). На второй вход этих логических элементов подается сигнал от регистров кодов 5. В результате на выходе элемента И-НЕ с  $N$  входами появляется сигнал БИС с порядковым номером, соответствующим высокому логическому уровню сигнала соответствующего регистра кодов 5. Если сигнал  $PPC1$  имеет высокий логический уровень, то по сигналу  $Clk$  инвертированная перестановка исходной строки данных записывается в регистр 9. Сигнал  $PPC1$  имеет высокий логический уровень в том случае, если предыдущая перестановленная строка данных считана из регистра 9, и он готов к приему новой перестановки. Если сигнал  $PPC1$  имеет низкий логический уровень, а регистр 8 готов к приему новой перестановки исходных данных, то сигнал  $PPC2$  имеет высокий логический уровень, и данные попадают в регистр 8. Если оба регистра результирующей строки оказываются заняты ( $PPC1$  и  $PPC2$  имеют низкий логический уровень), возникает пропуск тактовых импульсов  $Clk$  и задержка в работе устройства. Работа второй группы блоков 2, 4, 6 аналогична работе первой группы блоков 1, 3, 7.

Таким образом, перестановка выполняется за один такт внешнего генератора тактовых импульсов. Это дает возможность осуществить высокоскоростной обмен данными между внешними устройствами с одновременным выполнением управляемой кодом перестановки битов исходных строк данных. Аппаратная сложность может оцениваться в виде условных вентилях, образующих акселератор.

Согласно рис. 3 общее число условных вентилях  $OFFP$  составляет  $WW_2 = 2 \cdot N^2 + 12N$ , где  $2 \cdot (N^2 + N)$  вентилях содержат дешифраторы битовой транспозиции первой и второй группы,  $2 \cdot 5 \cdot N$  вентилях содержат блоки сборки битовой транспозиции первой и второй группы. В случае отсутствия двойной буферизации число условных вентилях в одноканальном акселераторе перестановок сократится в 2 раза  $WW = N^2 + 5 \cdot N$ .

Согласно логической схеме  $OFFP$ , управляющие коды с модуля регистров кодов дешифрации поступают на группы входов блоков дешифраторов первой и второй группы 3, 4, причем в каждой группе значение логической единицы принимает только один вход, номер которого совпадает с номером транспонируемого бита исходной строки.

Таким образом, дескриптор формата представляет собой бинарную матрицу, в каждой строке которой содержится только один бит, имеющий единичный логический уровень

$$SF_k = \begin{pmatrix} \text{БИС01, БИС02, БИС0, ..... БИС0N} \\ \text{БИС11, БИС12, БИС13, ..... БИС1N} \\ \dots \\ \dots \\ \text{БИСN1, БИСN2, БИСN3, ..... БИСNN} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Перед преобразованием на соответствующие группы входов подаются управляющие коды соответствующей строки матрицы дескриптора формата  $SF_k$ . С точки зрения аппаратной реализации для хранения матрицы  $SF_k$  требуется большой объем памяти  $N^2$  бит, что дополнительно усложняет техническую реализацию предлагаемого *OFFP* и предъявляет жесткие требования к запоминающему устройству (ЗУ) сервера форматирования, выполняющего преобразования данных.

Снизить требования к ЗУ сервера форматирования возможно путем включения в *OFFP*  $N$  дополнительных дешифраторов компактных дескрипторов формата, представляющим собой множество уникальных бинарных строк

$$SF_k = \{S_j = \{b_i, i = \overline{1, K}\}_j, j = \overline{1, N}, S_m \neq S_n, m \neq n\}, \quad (2)$$

где  $K = \log_2(N)$ . Дешифраторы дескрипторов преобразуют строки  $S_j = \{b_i, i = \overline{1, K}\}_j$  в строки БИС $j$ 1-БИС $j$  $N$  матрицы (1). Возможны различные варианты загрузки управляющих кодов.

Если преобразования большого количества исходных блоков данных осуществляется с использованием одного дескриптора формата, то эффективна его последовательная загрузка с использованием одного дешифратора дескриптора. При этом снижаются требования к внешней памяти сервера форматирования, так как дескрипторы форматов хранятся в компактной форме (2).

В качестве дешифратора дескриптора формата удобно использовать структуру логических элементов, образующих двоичное дерево [6]. Возможная схема дешифратора дескрипторов с последовательной загрузкой приведена на рис. 4. Дешифратор состоит из однотипных логических элементов образующих двоичное дерево, имеющих логическую формулу  $Y_1 = \bar{X}, Y_2 = X$  для первого элемента, и логическую формулу  $Y_1 = \bar{X}_1 \times X_2, Y_2 = X_1 \times X_2$  для остальных логических элементов. Для дешифрации одной бинарной строки из  $S_j = \{b_i, i = \overline{1, K}\}_j$  бит необходимо  $N-1$  элементов. Вершины бинарного дерева соединены с регистрами хранения кодов в форме (1).

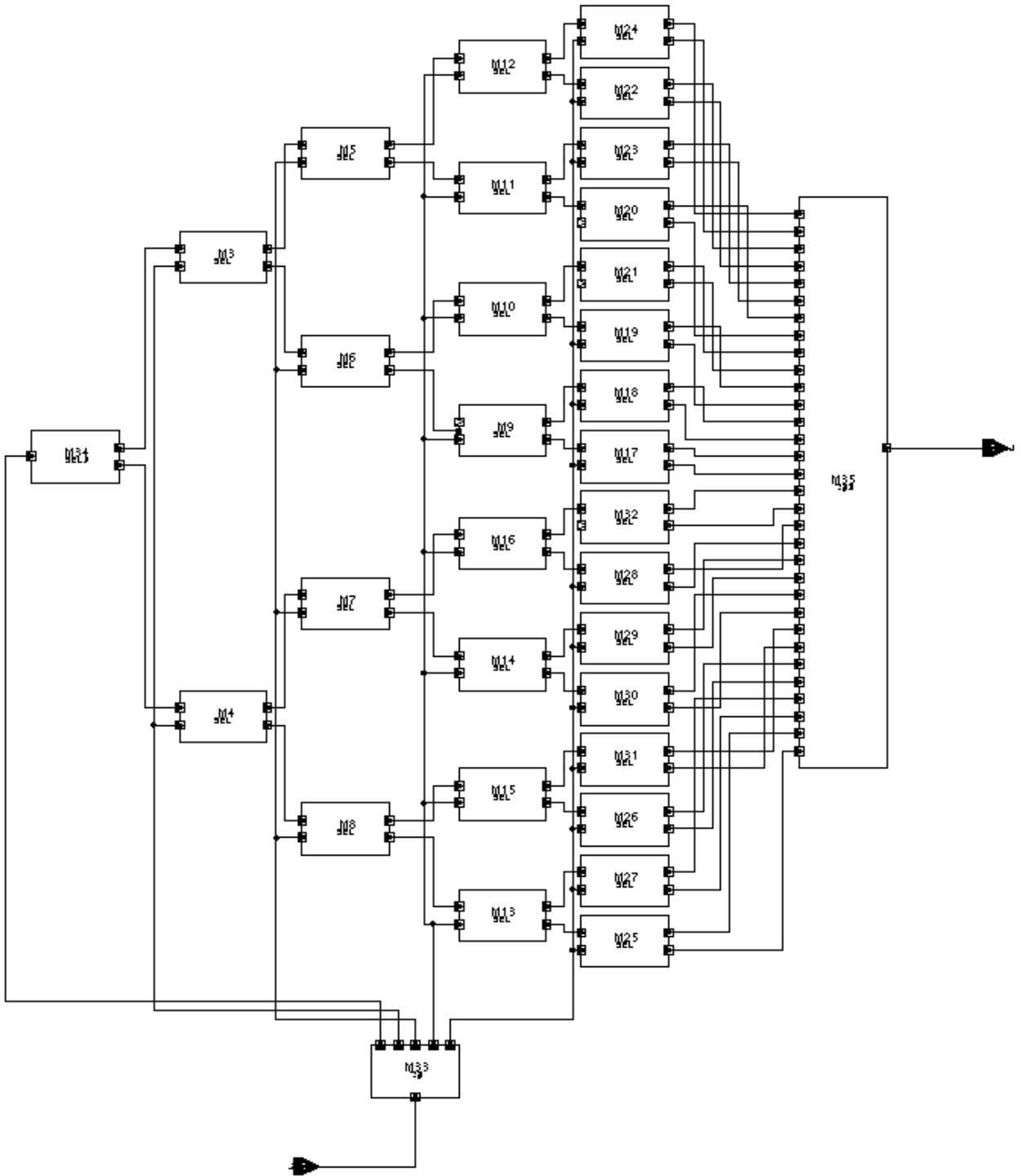


Рис. 4. Схема дешифратора дескрипторов

Для хранения матрицы (1), образуемой посредством последовательной дешифрации бинарных строк (2), необходимо  $N^2$  элементов памяти. В этом случае загрузка дескриптора формата осуществляется за  $N$  тактов  $Clk$ . Общее число вентилей аппаратного акселератора составит

$$N-1+N^2+WW_2 = 3 \cdot N^2 + 11N - 1, \quad (3)$$

где  $N-1$  вентилей содержит дешифратор дескриптора,  $N^2$  условных вентилей содержат регистры хранения дескриптора формата (1). В случае отсутствия двойной буферизации общее число вентилей акселератора составит

$$N-1+N^2+WW=2\cdot N^2+7N-1. \quad (4)$$

Если в процессе работы акселератора перестановок дескрипторы формата меняются часто, эффективна параллельная загрузка дескриптора формата. Число условных вентилей дешифраторов дескриптора, необходимых в этом случае, равно  $(N-1)^2$ . При этом общее число вентилей акселератора составит

$$(N-1)^2+WW_2=2\cdot N^2+10N+1, \quad (5)$$

где  $(N-1)^2$  вентилей содержат  $N$  дешифраторов дескриптора форматирования в форме (2). В случае отсутствия двойной буферизации общее число вентилей акселератора составит

$$(N-1)^2+WW=N^2+3N-1,. \quad (6)$$

Сравнивая выражения (3) и (5), (4) и (6), можно сделать вывод, что в отношении аппаратной сложности и быстродействия последовательная загрузка дескрипторов мене эффективна.

Сравнительная характеристика существующих функциональных  $FP$  приведена в работе [4]. Одним из наиболее перспективных является  $FP$ , предложенный в [7]. Он выполняет перестановку строки данных за  $N$  тактов  $Clk$  и содержит  $N^2$  условных вентилей. Таким образом, предложенный в [6] функциональный  $FP$  при той же производительности с учетом буферного регистра имеет  $2N-1$  условных вентилей, что позволяет использовать его для перестановки больших блоков данных.  $OFFP$ , описанный в данной работе при равной по порядку аппаратной сложности, имеет производительность в  $N$  раз выше, т.к. осуществляет перестановку исходной строки данных за один такт  $Clk$ .

Необходимо отметить, что сравнение технических характеристик акселераторов следует проводить только в классе функциональных  $FP$ , т.к. обычные  $FP$  не подходят для осуществления управляемых перестановок исходных данных.

Таким образом, одним из перспективных классов аппаратных акселераторов перестановок бинарных множеств являются устройства, основанные на методе разбиения упорядоченных множеств на двоичном дереве. Соотношение *производительность-аппаратная сложность* предложенных акселераторов оказывается лучше, чем у существующих аналогов. Рассмотренные акселераторы перестановок можно использовать

для преобразования информации в ЭВМ с целью обеспечения ее конфиденциальности.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. ГОСТ 28147-89. Системы обработки информации. Защита криптографическая. Алгоритм криптографического преобразования. М.: Госстандарт СССР, 1989.
2. Молодченко Ж.А., Сотов Л.С., Харин В.Н. Динамическое форматирование представлений объектов реляционных СУБД на основе кластерных транспозиций // Естественные и технические науки. 2007. № 6 (32). С. 224–226.
3. Молодченко Ж.А., Сотов Л.С., Харин В.Н. Алгоритм создания диверсификационного метода битовых преобразований // Естественные и технические науки. 2007. № 6 (32). С. 220–223.
4. Курейчик В.М., Глушань В.М., Щербаков Л.И. Комбинаторные аппаратные модели и алгоритмы в САПР. М.: Радио и связь, 1990. 216 с.
5. Рейнгольд Э., Нивергельт Ю., Део Н. Комбинаторные алгоритмы. Теория и практика / Пер. с англ.; Под ред. В.Б. Алексеева. М.: Мир, 1980. 476 с.
6. Пат. 2320000 Российская Федерация, МПК G 06 F 7/76, G 06 F 12/14. Дешифратор управляемой побитовой транспозиции информации, хранимой в персональной ЭВМ / Молодченко Ж.А., Сотов Л.С., Харин В.Н.; заявитель и патентообладатель Сарат. гос. ун-т. – RU2320000 C1: заявл. 13.02.2007; опубл. 20.03.2008, Бюл. № 8.
7. А.с. 1513467 СССР, МКИ<sup>3</sup> G06F 15/20. Функциональный генератор перестановок / Глушань В.М., Ефремов И.Г., Ермаков С.Ю.; заявитель Таганрогский радиотехн. ин-т; заявл. 16.06.1987; опубл. 1989, Бюл. № 37.

УДК 681.5; 539.2

#### ИССЛЕДОВАНИЕ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК, ЛЕГИРОВАННЫХ АТОМАМИ БАРИЯ И ЖЕЛЕЗА

**О.Е. Глухова<sup>\*</sup>, Г.В. Торгашов<sup>\*\*</sup>, З.И. Буянова<sup>\*\*</sup>**

<sup>\*</sup>Саратовский государственный университет имени Н.Г.Чернышевского  
Россия, 410601, Саратов

<sup>\*\*</sup>Саратовский филиал Института радиотехники и электроники РАН  
Россия, 410019, Саратов

Рассчитана электропроводимость углеродных однослойных нанотрубок, заполненных барием и железом. Показано, что заполнение трубок Ba и Fe является более эффективным, чем заполнение щелочными металлами. Экспериментально обнаружено, что легирование углеродных нанотрубок барием снижает их работу выхода в 1,5 раза.

**Research of filled by Ba and Fe carbon nanotube  
O.E. Glukhova, G.V. Torgashov, Z.I. Buyanova**

Electro conductivity carbon single-wall nanotube, filled is calculated by Ba and Fe. It is shown, that filling nanotube Ba and Fe is more effective, than filling with alkaline metals. It is experimentally revealed, that fill carbon nanotube barium reduces their work of an output in 1,5 times.

К настоящему моменту в целях получения тончайших квантовых проводов и новых материалов успешно синтезируются углеродные нанотрубки, заполненные атомами металлов. Управление процессом легирования позволяет менять свойства квантовых проводников, достигая необходимого результата. Вследствие капиллярного эффекта уже получены нанотрубки, заполненные атомами никеля, кобальта, железа [1].

В данной статье представлены результаты экспериментального и теоретического исследований в области синтеза и проводимости протяженных углеродных нанотрубок (длиной порядка 1 мкм и более) диаметром  $\sim(1-10)$  нм, заполненных атомами бария и железа (двух- и трехвалентного).

Рассмотрим модель электронной структуры углеродной нанотрубки, заполненной металлом, учитывающую акцепторные свойства углеродного каркаса нанотрубки [2]. Атомная структура металла внутри нанотрубки не рассматривается, поскольку для трубок большого радиуса (1 нм и более) можно ограничиться моделью "желе". При этом для расчета спектра проводимости металлической подсистемы внутри нанотрубки достаточно аналитического аппарата.

По данным эксперимента известно, что десять атомов углерода захватывают один электрон легирующих металлов [3]. Будем полагать, согласно выбранной модели [2], что положительный заряд в объеме нанотрубки и отрицательный на ее поверхности распределены равномерно, поэтому зависимость потенциальной энергии электрона проводимости внутри трубки от расстояния до оси симметрии имеет квадратичный характер. Расчет проводимости будем осуществлять в рамках одноэлектронного приближения.

### *Заполнение нанотрубок атомами Ba и Fe*

Ионный радиус атома Ba по Полингу равен 0,149 нм,  $Fe^{2+} - 0,077$  нм,  $Fe^{3+} - 0,063$  нм [4]. Нанотрубка (12,0) имеет диаметр около 0,9 нм и может содержать в своем поперечном сечении 7 ионов Ba, 19 ионов  $Fe^{2+}$  и 37 ионов  $Fe^{3+}$ . Будем рассматривать предельный случай – нанотрубки радиусом  $R \sim 1$  нм, что соответствует, например, нанотрубке типа *зигзаг* (12,0). Длина  $L$  нанотрубки при этом намного превосходит радиус.

Предположим, что при заполнении (легировании) нанотрубки металлами поверхность нанотрубки захватывает их валентные электроны так, что все вакантные орбитали боковой поверхности нанотрубки оказываются заполненными. Это предположение подтверждается

расчетами [5] моноатомной цепочки атомов калия внутри нанотрубки (7,0), которые показывают полный перенос валентных электронов калия на углеродный каркас. В результате поверхность нанотрубки заряжается отрицательно, а её внутренняя полость – положительно.

Потенциальная энергия электронов проводимости внутри нанотрубки может быть описана следующим образом [2]

$$U(r) = \begin{cases} e\alpha\left(\frac{r^2}{R^2} - 1\right), & r \leq R, \\ 0, & r > R. \end{cases} \quad (1)$$

Здесь  $e$  – модуль заряда электрона,  $\alpha$  – модуль поверхностного заряда на единицу длины нанотрубки радиуса  $R \ll L$

$$\alpha = \frac{e\gamma}{10 \cdot 3a_0} \approx \frac{4\pi e}{15\sqrt{3}} \frac{R}{a_0^2}, \quad (2)$$

где  $\gamma \approx 8\pi R/(a_0\sqrt{3})$  – число атомов углерода в аксиально-симметричной элементарной ячейке нанотрубки с периодом трансляции  $3a_0$  ( $a_0 = 0,142$  нм – длина связи в плоском графитовом слое).

### *Электрон проводимости внутри легированной нанотрубки*

В приближении эффективной массы гамильтониан электрона в цилиндрической системе координат  $(r, z, \varphi)$  имеет вид

$$\hat{H} = -\frac{\hbar^2}{2m_{\perp}} \left[ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \right] - \frac{\hbar^2}{m_{\parallel}} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + U(r), \quad (3)$$

где  $m_{\perp}$ ,  $m_{\parallel}$  – поперечная и продольная эффективные массы делокализованного в легированной нанотрубке электрона,  $U(r)$  – потенциальная энергия электрона на расстоянии  $r$  от центра нанотрубки в перпендикулярном оси симметрии  $z$  направлении. Для барьера эффективная масса электронов проводимости (в единицах массы свободного электрона  $m_0$ ) равна [4]: Ва – 1,4, для железа:  $\text{Fe}^{2+}$  – 4,955,  $\text{Fe}^{3+}$  – 3,305. Поскольку в поперечном сечении нанотрубки находится небольшое количество атомов, то  $m_{\perp} \approx m_0$ . Величина  $m_{\parallel}$  формируется периодичностью потенциала вдоль нанотрубки, которую мы не исследуем, полагая  $m_{\parallel} \approx m_0$ .

### *Плотность одноэлектронных состояний и проводимость*

Расчет плотности квазиодномерных состояний  $D(E)$  и энергии Ферми  $E_F = p_F^2 / (2m_0)$  нанотрубки выполним, исходя из формулы для осциллятороподобного спектра поперечного движения электрона проводимости в нанотрубке при температуре  $T \rightarrow 0$

$$E = E_\nu + p_z^2 / 2m_0. \quad (4)$$

Здесь  $E$  – полная энергия электрона в состоянии с квантовым числом  $\nu$  и соответствующей энергией  $E_\nu$ , и квазиимпульсом  $p_z$ .

Когда есть всего лишь один дискретный уровень (одна подзона), условие для определения квазиимпульса Ферми  $p_F$  продольного движения электрона внутри нанотрубки радиуса  $R$  и длины  $L$  можно записать [4] в виде

$$2p_F L / (\pi \hbar) = \pi R^2 L \rho, \quad (5)$$

где  $\rho$  – плотность электронов проводимости. Тогда при размещении электронов только в первой подзоне квазиимпульс Ферми определяется по формуле

$$p_F = \frac{\pi^2 \hbar \rho}{2}, \quad (6)$$

так что условие заполнения электронами только одной подзоны ( $E_F < \hbar\omega$ ) имеет вид

$$\pi^4 \hbar^2 \rho^2 R^4 / (8m_0) < \hbar\omega. \quad (7)$$

С целью ориентировки в порядках величин для электронной плотности  $\rho$  внутри нанотрубки выберем соответствующие значения, характеризующие 3D металлы. Тогда в случае использования бария ( $\rho = 32 \text{ нм}^{-3}$ ) радиус нанотрубки, у которой электроны размещены только в одной подзоне,  $R \leq 0,26 \text{ нм}$ . В случае использования железа ( $\rho = 170 \text{ нм}^{-3}$  для  $\text{Fe}^{2+}$  и  $\rho = 255 \text{ нм}^{-3}$  для  $\text{Fe}^{3+}$ ) имеем соответственно  $R \leq 0,13 \text{ нм}$  и  $R \leq 0,11 \text{ нм}$ .

В общем случае произвольного числа подзон  $N(R)$ , в которых размещены электроны, зависимость  $N(R)$  и квазиимпульса Ферми  $p_F(R)$  в первой подзоне от радиуса нанотрубки  $R$  определяется из двух уравнений

$$p_F = \frac{\pi^2 \hbar \rho R^2}{N(N+1)} + \frac{2\sqrt{2m_0 \hbar \omega}}{N(N+1)} \sum_{j=0}^{N-1} (j+1)\sqrt{j} \quad (8)$$

и

$$\frac{p_F^2}{2m_0} = N\hbar\omega, \quad (9)$$

где  $\omega^2 \approx 0,967e^2 / (m_0 a_0^2 R)$ ,  $a_0 = 0,142$  нм.

Значение радиуса нанотрубки, наполненной атомами Ва, при которых электроны размещены в  $N = 7$  подзонах, равно 1 нм, а в случае наполнения железом  $Fe^{2+}$  и  $Fe^{3+}$  – 0,41 нм и 0,35 нм соответственно.

Согласно теории Ландауэра проводимость внутренней части нанотрубки в единицах кванта проводимости  $2e^2/h$  на постоянном токе при  $T \rightarrow 0$  равна числу открытых бездиссипативных каналов переноса электронов. В нашем случае число открытых каналов равно числу подзон, в которых размещены электроны, с учетом кратности вырождения подзоны, равной ее номеру  $N(R)$ . Число каналов переноса электронов есть  $N(R)[N(R)+1]/2$ . Тогда электропроводность легированной нанотрубки радиуса  $R$  принимает вид

$$\sigma(R) = \frac{2e^2}{h} \frac{N(R)[N(R)+1]}{2}, \quad (10)$$

где  $N(R)$  находится из уравнений (8), (9).

Ступенчатый график зависимости проводимости  $\sigma$  от радиуса  $R$  нанотрубки, заполненной Ва и Fe, приведен на рис. 1 и отражает дискретный характер зависимости  $N(R)$ . Как видно из графика, увеличение радиуса нанотрубок, легированных атомами Fe, по сравнению с заполненными атомами Ва, приводит к более резкому увеличению проводимости.

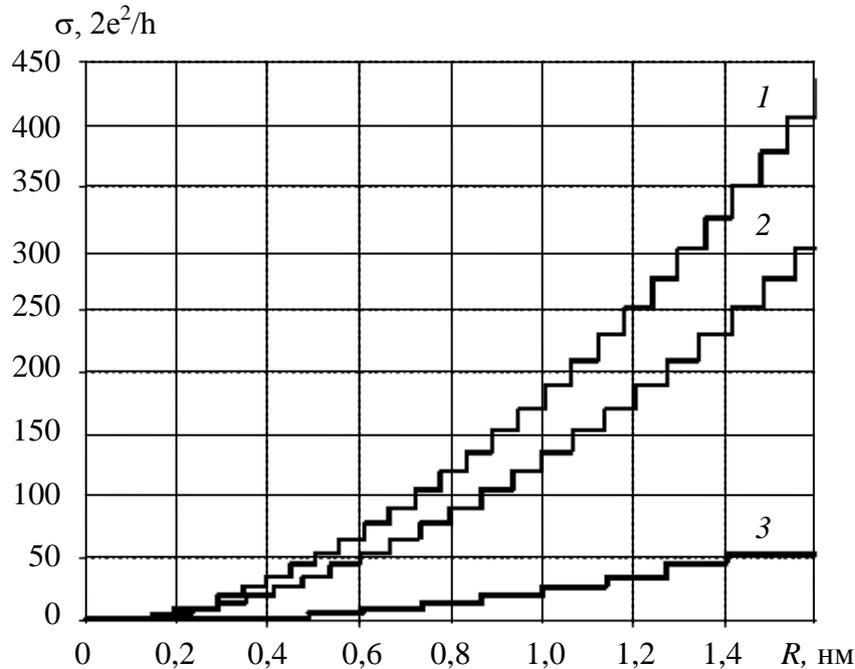


Рис. 1. Зависимость электропроводимости углеродной нанотрубки, заполненной атомами различных металлов, от ее радиуса: 1 –  $Fe^{2+}$ ; 2 –  $Fe^{3+}$ ; 3 – Ва

В экспериментальном плане авторами была разработана эффективная технология синтеза углеродных нанотрубных пленок на пористом вольфраме, в том числе на вольфраме, насыщенном ВаО. Весь процесс осуществлялся на установке каталитического пиролиза. В качестве катализатора использовалось железо, а в качестве пассиватора –  $\text{NH}_3$ . Температура роста нанотрубной пленки –  $800^\circ\text{C}$ . Газ-носитель –  $\text{Ar}$ , разлагаемый углеводород –  $\text{C}_7\text{H}_{16}$  (гептан).

На базе разработанной технологии проводится легирование нанотрубок барием с применением метода термодиффузии или в процессе синтеза углеродных нанотрубных пленок. Для этого нанотрубная углеродная пленка нагревается в вакууме  $5 \cdot 10^{-6}$  торр до температуры ( $850\text{--}900$ ) $^\circ\text{C}$ . При этой температуре происходит разложение ВаО. Свободный Ва проникает в нанотрубы или обволакивает их. Высокая энергия взаимодействия бария с окислами кальция и алюминия способствует увеличению концентрации избыточного бария на поверхности и внутри нанотрубок. Это обеспечивает снижение эффективного значения работы выхода. На рис. 2 приведены фотографии нанотрубок (незаполненных – 2,а и легированных барием – 2,б), сделанные с помощью просвечивающего электронного микроскопа

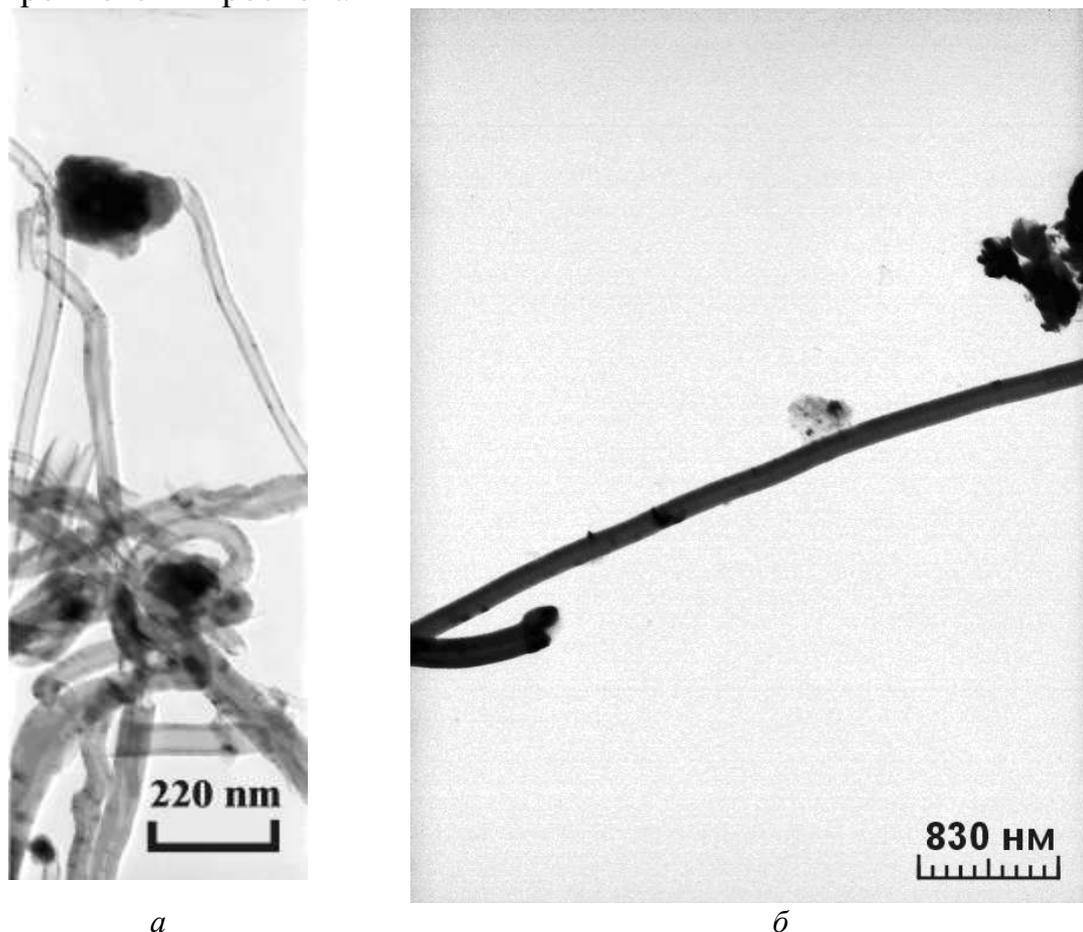


Рис. 2. ТЕМ-микротографии углеродных нанотрубок: *а* – незаполненных барием, *б* – заполненных барием

В результате анализа вольт-амперных характеристик нанотрубок, насыщенных барием, установлено, что работа выхода электронов из нанотрубки с барием уменьшается в 1,5 раза по сравнению с чистыми нанотрубками. В настоящее время готовится оснастка для более детального исследования авто- и термоэмиссии из нанотруб с барием [6].

Методами атомно-силовой и магнитно-силовой микроскопии исследовано ориентирование нанотрубки с инкапсулированной наночастицей Fe в поле доменной структуры пермаллоевой микрополоски шириной 2 мкм и толщиной 60 нм. Показано, что магнитная наночастица железа стремится расположиться в областях доменных стенок микрополоски, отвечающих максимуму градиента магнитного поля доменной структуры.

Таким образом, в данной работе проведено теоретическое исследование проводимости углеродных нанотрубок наполненных атомами Ba и Fe. По результатам, полученным в процессе исследования, было выяснено, что легирование трубок Ba, и особенно Fe, является более эффективным, чем легирование щелочными металлами K, Rb, Cs [2]. Это объясняется тем, что у Fe электронная плотность больше ( $\rho = 170 \text{ нм}^{-3}$  для  $\text{Fe}^{2+}$  и  $\rho = 255 \text{ нм}^{-3}$  для  $\text{Fe}^{3+}$ ), чем у других рассматриваемых металлов. У Ba плотность также выше ( $\rho = 32 \text{ нм}^{-3}$ ), чем у K, Rb, Cs (K –  $\rho = 14 \text{ нм}^{-3}$ , Rb –  $\rho = 11.5 \text{ нм}^{-3}$ , Cs –  $\rho = 9,1 \text{ нм}^{-3}$ ), но она все же очень мала по сравнению с Fe. Это дает преимущество в использовании таких трубок в качестве проводников электрического тока, так как при сравнительно небольших радиусах нанотрубок мы можем получить большую проводимость.

Эмпирически установлено, что легирование углеродных нанотрубок барием снижает их работу выхода в 1,5 раза.

Работа выполнена в рамках Программы Президиума РАН П-03 «Квантовая Макрофизика» (Подпрограмма № 2 «Влияние атомно-кристаллической и электронной структуры на свойства конденсированных сред») и при финансовой поддержке РФФИ (проект «07-02-00852а»).

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дьячков П.Н. Углеродные нанотрубки: строение, свойства, применения // Лаборатория знаний. Сер. Нанотехнология. М.: БИНОМ, 2006. 293 с.
2. Поклонский Н.А., Кисляков Е.Ф., Федорук Г.Г., Вырко С.А. Модель электронной структуры наполненной металлом углеродной нанотрубки // ФТТ. 2000. Т. 42, вып. 10. С. 1911–1916.
3. Lin F., Shung K.W.-K. Magnetization of graphene tubules // *Phys. Rev. B*. 1995. Vol. 52, № 11. P. 8423–8438.
4. Куммель Ч. Введение в физику твердого тела. М.: Наука, 1978. 473 с.
5. Miyamoto A., Rubio A., Blase X. Cohen M.L., Louie S.G. Ionic Cohesion and Electron Doping of Thin Carbon Tubules with Alkali Atoms // *Phys. Rev. Lett.* 1995. Vol. 74, № 15. P. 2993–2996.

6. Глухова О.Е., Сеницын Н.И., Торгашов Г.В. и др. Изучение влияния геометрических параметров на эмиссионные свойства углеродных нанотрубок с металлической проводимостью // Нанотехника. 2007. № 1(9). С. 3–7.

УДК 681.3.001.57

## **МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СТОХАСТИЧЕСКОГО ФОРМИРОВАНИЯ ИЗОМОРФНЫХ ПРЕДСТАВЛЕНИЙ СТРУКТУРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ДАННЫХ В ЭВМ**

**Ж.А. Молодченко<sup>\*\*</sup>, Л.С. Сотов<sup>\*</sup>, В.Н. Харин<sup>\*\*</sup>**

<sup>\*</sup>ОАО «НИИ-Тантал»

Россия, 410040, г. Саратов, проспект 50-лет Октября, 110А

<sup>\*\*</sup>Воронежский государственный технический университет

Россия, 394026, г. Воронеж, Московский пр., 14

Рассмотрены основные объекты, математические модели и алгоритмы транспозиционных преобразований. Аппаратная реализация данных преобразований на основе предложенных моделей обеспечивает их высокую скорость преобразования, и может использоваться в системах обеспечения информационной безопасности данных, хранимых в ЭВМ.

### **Mathematical models of stochastic formation of isomorphic representations of structural elements of the data in the COMPUTER**

**J.A. Molodchenko, L.S. Sotov, V.N. Harin**

The basic objects, mathematical models and algorithms of transformation by a transposition method. Hardware realisation of the given transformations on the basis of the offered models provides high speed of transformation, and can be used in systems of maintenance of information safety of the data, хранимых in the COMPUTER.

Одним из перспективных направлений исследований в области информационной безопасности информационно-вычислительных систем является разработка моделей и алгоритмов для обеспечения стохастического формирования изоморфных представлений структурных элементов данных РСУБД в процессе их хранения и оперативной обработки с целью превентивного противодействия несанкционированному ознакомлению с их содержимым и несанкционированному копированию.

### *Постановка задачи*

Традиционное представление чисел в 32-разрядной бинарной строке компьютера осуществляется путем присвоения (по принятому

соглашению<sup>1)</sup> каждой бинарной позиции строки ( $pos_i$ ) определенного *числового позиционного веса* (ЧПВ) в соответствии со следующим *форматом* – схемой установления взаимно однозначного соответствия между  $pos_i$  и ЧПВ (таблица).

$pos_i$	31	30	29	...	...	...	...	4	3	2	1	0
ЧПВ	$2^{31}$	$2^{30}$	$2^{29}$	..	..	..	..	$2^4$	$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$

При заданной в таблице морфологии бинарной строки 32-разрядное двоичное число  $A$  интерпретируется в виде полинома

$$A = a_{31} * 2^{31} + a_{30} * 2^{30} + a_{29} * 2^{29} + \dots + a_2 * 2^2 + a_1 * 2^1 + a_0 * 2^0, \quad (1)$$

где  $a_i$  – *позиционные коэффициенты*, принимающие значение 0 или 1.

Поскольку числовые значения позиционных весов, приведенных в таблице, приняты по соглашению, можно использовать любые другие схемы (форматы) установления взаимно однозначного соответствия между позициями разрядной сетки и числовыми позиционными весами.

Структурными элементами данных, обрабатываемых в РСУБД (реляционная система управления базами данных), являются *атрибуты* (*поля* – столбцы таблицы), *экземпляры информационных объектов* (*записи* – строки таблицы) и *отдельный атрибут в выбранной записи* (ячейка на пересечении записи и атрибута), представленные в реляционных таблицах (файлах).

При представлении записей в ячейках основной (оперативной) памяти компьютера (буферное представление фрагментов файлов баз данных) производится упаковка записей в бинарные слова определенной длины, в пределах которых они рассматриваются как бинарные строки фиксированной длины.

В современных компьютерах оперативная обработка данных производится с операндами, находящимися в кэш-памяти, а основная память используется как буфер между кэш-памятью и внешней памятью.

Структурные элементы данных предстают в кэш-памяти в основном формате, где находятся относительно короткое время. В буферном же формате они находятся в основной памяти в течение значительно большего времени. При этом сильно сокращается время пребывания данных в своем естественном и уязвимом виде. Соотношение времен – несколько порядков.

Для компьютеров на базе микропроцессоров Intel P6 и более поздних моделей обмен между основной памятью и кэш-памятью организуется блоками с минимальным размером 32 байта (256 бит). Поэтому

<sup>1</sup> в компьютерах фирмы *IBM* принят иной формат, чем изображенный в таблице 1

рассмотрение предлагаемых ниже моделей и алгоритмов привязано к бинарной строке размером 256 бит.

Вектор мощности  $n$  представим полиморфными (с разной морфологией) множествами  $M_i^p$ , которые являются перечислимыми и конечными. Представления вектора в его полиморфных множествах  $M_i^p$  и  $M_j^p$  изоморфны друг другу. Полиморфное множество  $M^p$  вектора мощности  $n$  имеет мощность  $n!$  ( $|M_n^p| = n!$ ). Полиморфное множество уникальных форматов вектора мощности  $n$  может быть реализовано с помощью транспозиций одного типа и подстановки одного типа. Конвертирование форматов бинарного вектора может быть применено для целей превентивного предотвращения возможности несанкционированного ознакомления с конфиденциальными данными и их последующего использования. Большое разнообразие полиморфных форматов делает нецелесообразным несанкционированное копирование содержимого баз данных для их последующего анализа.

Процедуру транспозиционных конверсий форматов можно рассматривать в рамках *ER*-метода П. Чена [1], в соответствии с которым в качестве сущностей  $E$  представляются элементы  $n$ -разрядного бинарного вектора своими позиционными коэффициентами. Рассматривается два представления элементов  $n$ -разрядного бинарного вектора: исходное и результирующее, между которыми устанавливаются семантически определенные связи. Элементы  $n$ -разрядного бинарного вектора в исходном и результирующем представлениях идентично лексикографически упорядочены.

В качестве связей  $R$  между элементами  $n$ -разрядного бинарного вектора рассматриваются стохастические переменные, отражающие поразрядное представление позиционных коэффициентов данных исходной строки в результирующей строке. Отдельную связь  $R$  будем называть элементарным бинарным транспозитором. Определим ее выражением

$$R = tr_i^b(l_i, l_j^*, r_i), \quad (2)$$

где  $tr_i^b$  – бинарный транспозитор  $i$ -го элемента исходного бинарного вектора;  $l_i$  –  $i$ -й элемент исходного бинарного вектора  $i = \overline{0, n}$ ;  $l_j^*$  –  $j$ -й элемент результирующего бинарного вектора  $j = \overline{0, n}$ ;  $r_i$  – позиционный коэффициент  $i$ -го элемента исходного бинарного вектора.

Совокупность бинарных транспозиторов всех элементов исходного  $n$ -разрядного вектора представляет структурную модель конверсии

формата ( $FC$ ) исходного бинарного вектора в результирующий бинарный вектор

$$FC^b(l, l^*) = \bigcup_{\substack{i=1 \\ j=1 \\ i \neq j}}^n tr_i^b(l_i, l_j^*, r_i) \quad (3)$$

Интерпретация сущностей и связей в битовых транспозиционных преобразованиях  $n$ -разрядной бинарной строки возможна в виде двудольного графа  $G_n(L, L^*, R)$ .

Рассмотрим двудольный граф  $G_n(L, L^*, R)$  с двумя непересекающимися множествами одинаково лексикографически упорядоченных вершин  $L$  и  $L^*$  одинаковой мощности  $n$  и множеством  $R$ , представляющим ребра графа  $G_n(L, L^*, R)$ .

Множества  $L$  и  $L^*$  представлены однотипно упорядоченными позиционными элементами  $(pos_i^L)$  и  $(pos_i^{L^*})$ ,  $i = \overline{1, n}$ .  $L \cap L^* = \emptyset$ .

На множестве  $L$  представлено бинарное число  $l_i^b$ , множеством своих позиционных коэффициентов, соответствующих традиционным определениям числовых позиционных весов (таблица).

Множество  $L$  будем называть множеством, соответствующим основному формату *исходной*  $n$ -битной бинарной строки, множество  $L^*$  – множеством, соответствующим буферному формату *результующей*  $n$ -битной бинарной строки.

Для каждого из ребер  $R$  графа  $G_n(L, L^*, R)$  определяется отношение инцидентности ребра паре вершин из множеств  $L$  и  $L^*$ .

Эти отношения определяют транспозиционные преобразования для позиционных коэффициентов каждого бита  $l_i^b$  из исходной  $n$ -разрядной бинарной строки (множество  $L$ ) при их представлении в результирующей строке (множество  $L^*$ ).

Графическая интерпретация двудольного графа  $G_n(L, L^*, R)$  представлена на рис. 1.

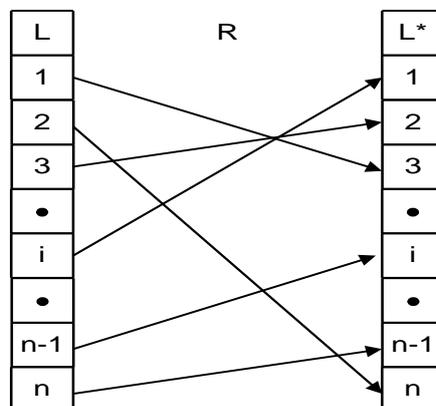


Рис. 1. Графическая интерпретация двудольного графа  $G_n(L, L^*, R)$

Транспозиционное преобразование для каждого из битов  $l_i^b$  исходной  $n$ -разрядной бинарной строки означает, что его позиционный коэффициент будет присвоен той бинарной позиции в строке  $L^*$ , которая определена значением битовой позиционной переменной, представленной соответствующим ребром из множества ребер  $R$ .

Транспозиционные преобразования, отнесенные к паре индексов во множествах  $L$  и  $L^*$ , будем называть *атрибутами транспозиции* и обозначать  $tr_a$ . Коэффициентом транспозиции будем называть разницу  $k_{tr} = (i_L - j_{L^*})$ , где  $i_L$  и  $j_{L^*}$  – индексы вершин во множествах  $L$  и  $L^*$ .

Набор битовых стохастических переменных для графа  $G_n(L, L^*, R)$ , однозначно определяющих множество ребер  $R$ , будем называть *дескриптором формата  $FD$* .

Дескриптор формата  $FD_n$ , конвертирующий  $n$ -разрядный бинарный вектор из буферного формата в основной формат, будем называть дескриптором прямого преобразования формата и обозначать  $FD_n^{dir}$ , дескриптор формата  $FD_n$ , конвертирующий вектор из основного формата в буферный формат, – дескриптором обратного преобразования и обозначать  $FD_n^{inv}$ .

Для ребер и вершин графа  $G_n(L, L^*, R)$  определены следующие свойства и ограничения:

- мощности множеств  $L, L^*, R$  графа  $G_n(L, L^*, R)$  равны ( $|L|=|L^*|=|R|=n$ );
- любое ребро из множества  $R$  графа  $G_n(L, L^*, R)$  соединяет вершины только разноименных множеств  $L$  и  $L^*$ :  $(L, L, R) = \emptyset$  и  $(L^*, L^*, R) = \emptyset$ ;
- ребра из множества  $R$  графа  $G_n(L, L^*, R)$  реализуют отношения между вершинами во множествах  $L$  и  $L^*$  только степени 1:1;
- во множестве  $R$  отсутствуют кратные ребра, инцидентные одним и тем же вершинам множеств  $L$  и  $L^*$ ;
- ни одно ребро из множества ребер  $R$  не может быть инцидентно двум одноиндексным вершинам во множествах  $L$  и  $L^*$  ( $(L_i, L_i^*, R) = \emptyset$ );
- в графе  $G_n(L, L^*, R)$  не должно быть висячих вершин;
- в графе  $G_n(L, L^*, R)$  не должно быть петель;
- в графе  $G_n(L, L^*, R)$  не должно быть кластеров ребер мощности  $n$ , инцидентных вершинам из множеств  $L$  и  $L^*$ , для которых реализуется константный для всего множества  $R$  коэффициент транспозиции  $k_{tr}$ ;
- в графе  $G_n(L, L^*, R)$  не должно быть пар ребер, инцидентных вершинам из множеств  $L$  и  $L^*$ , индексы которых образуют взаимно обратимую пару.

Определено ограничение применения метода битовых транспозиций для целей изменения формата числа  $l_i^b$ : не обеспечивается недоступность для адекватной интерпретации числа  $l_i^b$ , если его позиционные коэффициенты представлены тождественными «0» или тождественными «1» во всех позициях рассматриваемой исходной бинарной строки.

Множество ребер  $R$  графа  $G_n(L, L^*, R)$  можно представить в виде матрицы смежности вершин множеств  $L$  и  $L^*$ .

Матрица смежности вершин графа  $G_n(L, L^*, R)$  является сильно разреженной, поскольку в любой ее строке и в любом ее столбце имеется только одна единица (в остальных позициях – нули).

Более компактным представлением матрицы смежности вершин графа  $G_n(L, L^*, R)$  является *дескриптор формата*  $FD_n$ , который определяет взаимно однозначное соответствие между исходным бинарным числом  $l_L^b$  и его представлением  $l_{L^*}^b$ , сформированным из исходного на основе битовых транспозиционных преобразований.

Если бинарное число  $l_{L^*}^b$  образовано из бинарного числа  $l_L^b$  путем транспозиционных преобразований, определенных дескриптором формата  $FD_n^{dir}$ , то существует дескриптор  $FD_n^{inv}$ , обеспечивающий восстановление бинарного числа  $l_L^b$  из его бинарного представления  $l_{L^*}^b$ .

В ряде задач для аппаратного ускорения процедуры реализации преобразований целесообразно разделить исходную бинарную строку на кластеры. Модель кластерного форматирования  $n$ -битовой строки, основанная на следующих положениях:

- $n$ -битовая бинарная строка представляется в виде  $k$  кластеров, каждый из которых определен как  $m$ -битовая бинарная подстрока;
- транспозиционные преобразования могут применяться к любым элементам, в том числе представленным в виде бинарного кластера;
- для кластерных преобразований справедливы все утверждения, относящиеся к битовой транспозиции

$$FC^c(l, l^*) = \bigcup_{\substack{i=1 \\ j=1 \\ i \neq j}}^n tr_i^c(l_i, l_j^*, r_i) \quad (4)$$

Битовая строка разрядности  $n$  может быть представлена в виде совокупности из  $k$  битовых наборов элементов (кластеров) разрядности  $m$  (при этом должно выполняться  $n = k*m$ ).

Если кластеризованное число  $l_{L^*}^c$  образовано из кластеризованного числа  $l_L^c$  путем транспозиционных преобразований, определенных

дескриптором формата  $FD_n^{dir}$ , то существует дескриптор формата  $FD_n^{inv}$ , обеспечивающий восстановление кластеризованного числа  $l_L^c$  из его кластеризованного представления  $l_{L^*}^c$ .

Морфологии дескрипторов бинарного и кластерного форматирования эквивалентны.

Рассмотрим диверсифицированную модель форматирования 256-битной бинарной строки, основанную на применении битово-кластерных транспозиций:

$$FC^{bc}(l, l^*) = \bigcup_{\substack{i=1 \\ j=1 \\ i \neq j}}^n tr_i^b(l_i, l_j^*, r_i) \times \bigcup_{\substack{i=1 \\ j=1 \\ i \neq j}}^n tr_i^c(l_i, l_j^*, r_i). \quad (5)$$

Мощность изоморфного множества битово-кластерных транспозиций меньше мощности аналогичного множества бинарного представления.

Для различных комбинаций значений  $k$  и  $m$  битово-кластерных транспозиций 256-битной бинарной строки и с учетом сложности аппаратной реализации акселераторов [2, 3] форматирования предложен следующий ряд для выбора мощностей изоморфных форматов:  $10^{13}$ ,  $10^{26}$ ,  $10^{40}$ ,  $10^{90}$ .

#### *Модели и алгоритмы генерации дескрипторов форматов $FD_n$*

На примере 16-разрядной бинарной строки рассмотрим теоретико-множественную модель представления дескриптора формата, определяющую схему битовых транспозиций.

Данная теоретико-множественная модель учитывает ограничения, определенные для вершин и ребер графа  $G(L, L^*, R)$ .

В ней используются стохастические переменные, которые обеспечивают уникальность преобразования формата и его высокую стойкость к восстановлению формата-прообраза.

Аналогичная теоретико-множественная модель может использоваться для кластерных транспозиций бинарной строки с мощностью 256 бит в виде 16 кластеров по 16 бит каждый.

Верхний индекс  $b$  указывает на битовые транспозиции в пределах 16-битной бинарной строки.

Верхний индекс  $c$  указывает на транспозиции 16-разрядных бинарных строк, в пределах кластера, образованного из последовательно взятых 16-разрядных бинарных строк.

Представленные модели битовых и кластерных транспозиций имеют одинаковую морфологию и допускают идентичные способы конверсий.

Очевидно, что для битовых и кластерных транспозиций применимы тождественные (по форме) структуры дескрипторов форматов.

В связи с этим в дальнейшем изложении не будем акцентировать внимание на битовой или кластерной компоненте дескриптора формата

$$FD_{16}^b = \left\{ \begin{array}{l} tr_0^b = s_0^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_0^l \right); \\ tr_1^b = s_1^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_1^l - s_0 \right); \\ tr_2^b = s_2^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_2^l - s_0 - s_1 \right); \\ \dots; \\ \dots; \\ \dots; \\ tr_{14}^b = s_{14}^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_{14}^l - \bigcup_{j=0}^{13} s_j \right); \\ tr_{15}^b = s_{15}^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_{15}^l - \bigcup_{j=0}^{14} s_j \right). \end{array} \right. \quad (6)$$

$$FD_{16}^c = \left\{ \begin{array}{l} tr_0^c = s_0^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_0^l \right); \\ tr_1^c = s_1^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_1^l - s_0 \right); \\ tr_2^c = s_2^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_2^l - s_0 - s_1 \right); \\ \dots; \\ \dots; \\ \dots; \\ tr_{14}^c = s_{14}^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_{14}^l - \bigcup_{j=0}^{13} s_j \right); \\ tr_{15}^c = s_{15}^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_{15}^l - \bigcup_{j=0}^{14} s_j \right). \end{array} \right. \quad (7)$$

где  $tr_i$  – позиционная функция соответствующего бинарного разряда;  $s_i$  – стохастическая переменная, указывающая на предписываемую позицию для содержимого соответствующего бинарного разряда строки.

Диверсифицированные модели [4], сочетают битовые транспозиции в пределах 256-разрядной бинарной строки с транспозицией строк в пределах соответствующего кластера (способ битово-кластерной транспозиции) и соответствующие им модели

$$FD_{16 \times 16}^{bc} = \left\{ \begin{array}{l} tr_0^b = s_0^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_0^l \right); \\ tr_1^b = s_1^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_1^l - s_0 \right); \\ tr_2^b = s_2^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_2^l - s_0 - s_1 \right); \\ \dots \\ tr_{14}^b = s_{14}^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_{14}^l - \bigcup_{j=0}^{13} s_j \right); \\ tr_{15}^b = s_{15}^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_{15}^l - \bigcup_{j=0}^{14} s_j \right). \end{array} \right\} \times \left\{ \begin{array}{l} tr_0^c = s_0^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_0^l \right); \\ tr_1^c = s_1^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_1^l - s_0 \right); \\ tr_2^c = s_2^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_2^l - s_0 - s_1 \right); \\ \dots \\ tr_{14}^c = s_{14}^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_{14}^l - \bigcup_{j=0}^{13} s_j \right); \\ tr_{15}^c = s_{15}^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{15} pos_i^l - pos_{15}^l - \bigcup_{j=0}^{14} s_j \right). \end{array} \right\}, \quad (8)$$

где символ «x» означает композицию дескрипторов форматов в алгоритме битово-кластерной транспозиции:

$$FD_{32 \times 8}^{bc} = \left\{ \begin{array}{l} tr_0^b = s_0^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{31} pos_i^l - pos_0^l \right); \\ tr_1^b = s_1^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{31} pos_i^l - pos_1^l - s_0 \right); \\ tr_2^b = s_2^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{31} pos_i^l - pos_2^l - s_0 - s_1 \right); \\ \dots \\ tr_{30}^b = s_{30}^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{31} pos_i^l - pos_{30}^l - \bigcup_{j=0}^{29} s_j \right); \\ tr_{31}^b = s_{31}^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{31} pos_i^l - pos_{31}^l - \bigcup_{j=0}^{30} s_j \right). \end{array} \right\} \times \left\{ \begin{array}{l} tr_0^c = s_0^l \in \left( \bigcup_{i=0}^7 pos_i^l - pos_0^l \right); \\ tr_1^c = s_1^l \in \left( \bigcup_{i=0}^7 pos_i^l - pos_1^l - s_0 \right); \\ tr_2^c = s_2^l \in \left( \bigcup_{i=0}^7 pos_i^l - pos_2^l - s_1 \right); \\ \dots \\ tr_6^c = s_6^l \in \left( \bigcup_{i=0}^7 pos_i^l - pos_6^l - \bigcup_{j=0}^5 s_j \right); \\ tr_7^c = s_7^l \in \left( \bigcup_{i=0}^7 pos_i^l - pos_7^l - \bigcup_{j=0}^6 s_j \right). \end{array} \right\}, \quad (9)$$

$$FD_{64 \times 4}^{bc} = \left\{ \begin{array}{l} tr_0^b = s_0^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{63} pos_i^l - pos_0^l \right); \\ tr_1^b = s_1^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{63} pos_i^l - pos_1^l - s_0 \right); \\ tr_2^b = s_2^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{63} pos_i^l - pos_2^l - s_0 - s_1 \right); \\ \dots \\ tr_{62}^b = s_{62}^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{63} pos_i^l - pos_{62}^l - \bigcup_{j=0}^{29} s_j \right); \\ tr_{63}^b = s_{63}^l \in \left( \bigcup_{i=0}^{63} pos_i^l - pos_{63}^l - \bigcup_{j=0}^{62} s_j \right). \end{array} \right\} \times \left\{ \begin{array}{l} tr_0^c = s_0^l \in \left( \bigcup_{i=0}^3 pos_i^l - pos_0^l \right); \\ tr_1^c = s_1^l \in \left( \bigcup_{i=0}^3 pos_i^l - pos_1^l - s_0 \right); \\ tr_2^c = s_2^l \in \left( \bigcup_{i=0}^3 pos_i^l - pos_2^l - s_1 \right); \\ tr_3^c = s_3^l \in \left( \bigcup_{i=0}^3 pos_i^l - pos_3^l - s_2 \right). \end{array} \right\} \quad (10)$$

Предложенные модели позволяют рассматривать следующие битово-кластерные форматы:  $(16!)$ ,  $[(16!) \times (16!)]$ ,  $[(32!) \times (8!)]$  и  $[(64!) \times (4!)]$ , которым соответствует ряд  $(10^{13}, 10^{26}, 10^{40}, 10^{90})$  мощностей полиморфных множеств. Для первого члена ряда мощность дескриптора формата

составляет 60 бит, для второго члена ряда – 120 бит, для третьего – 176 бит и для четвертого члена ряда – 378 бит.

Возможны различные способы формирования дескрипторов форматов, соответствующих указанным бито-кластерным форматам 256-битной бинарной строки, соответствующие им теоретико-множественные модели и алгоритмы для генерации дескрипторов форматов  $FD_n$ .

Один из способов действует в соответствии с предложенными **моделями (6) и (7)**.

Второй способ использует для генерации дескриптора формата предложенный эвристический способ бито-кластерного распределения.

**Третий способ** основан на генерации полных перестановок для множеств мощности  $16!$  с последующим стохастическим распределением полученных дескрипторов в надмножества различного вида.

**Третий способ** образования уникальных дескрипторов форматов реализуется путем комбинаторный алгоритма, использующего один тип подстановки, обеспечивающий последовательное изменение числа элементов в строке, и один тип перестановки – циклическую перестановку элементов в строке с известным переменным коэффициентом сдвига для каждой строки.

#### *Математические модели обеспечения уникальности и целостности дескрипторов форматов*

Информационный контейнер  $ИК$  содержит уникальное имя дескриптора, информацию о типе контейнера, соотнесенную с одним из типов мощности полиморфных множеств, а также описание дескриптора  $FD_n$ . В соответствии с принятым рядом мощностей полиморфных множеств определено четыре вида контейнеров:

$$ИК = \{имя(min), min, FD_n(min)\} \quad (11)$$

Для адресации и обеспечения целостности дескриптора предложено поместить в доступное адресное пространство контейнера уникальную  $m$ -битную строку  $DIC_{\text{бф}}$  ( $DIC$  – *Descriptor Intact Check*) в буферном формате. Разрядность  $DIC$  определяется типом информационного контейнера (мощностью полиморфного множества).  $DIC$  является также уникальным именем дескриптора формата и соответствующего контейнера.

Ниже приведены параметризованные модели (12) для установления целостности дескриптора с использованием  $DIC$ , соответствующих ряду мощностей полиморфных множеств. Установление взаимно однозначного соответствия  $DIC$  и  $FD_n^{dir}$  (т.е. конкретный вид модели) определяется типом дескриптора:

$$\left\{ DIC_{\bar{\phi}}(mun) \Rightarrow FD_n^{dir}(mun) \Rightarrow DIC_{\phi} \right\}_{\text{дескриптора}} = \left\{ DIC_{\bar{\phi}}, DIC_{\phi} \right\}_{\text{прототипа}} \quad (12)$$

Для контроля целостности дескриптора достаточно осуществить транспозиционную конверсию  $DIC_{\bar{\phi}}$  в основной формат и сравнить полученное представление с прототипом  $DIC$ , хранимом в подсистеме верификации. При совпадении полученного представления с прототипом делается вывод о целостности дескриптора.

Контроль уникальности каждого последующего  $FD_n$ , включаемого в состав неполного формирующего множества, обеспечивается сравнением его  $DIC$  с  $DIC$  тех дескрипторов, которые уже включены в его состав. Если в данном неполном формирующем множестве не обнаруживается такого  $DIC$ , то данный уникальный дескриптор включается в состав рассматриваемого формирующего множества.

На рис. 2 представлена структура информационных контейнеров, соответствующих предложенным мощностям дескрипторов.

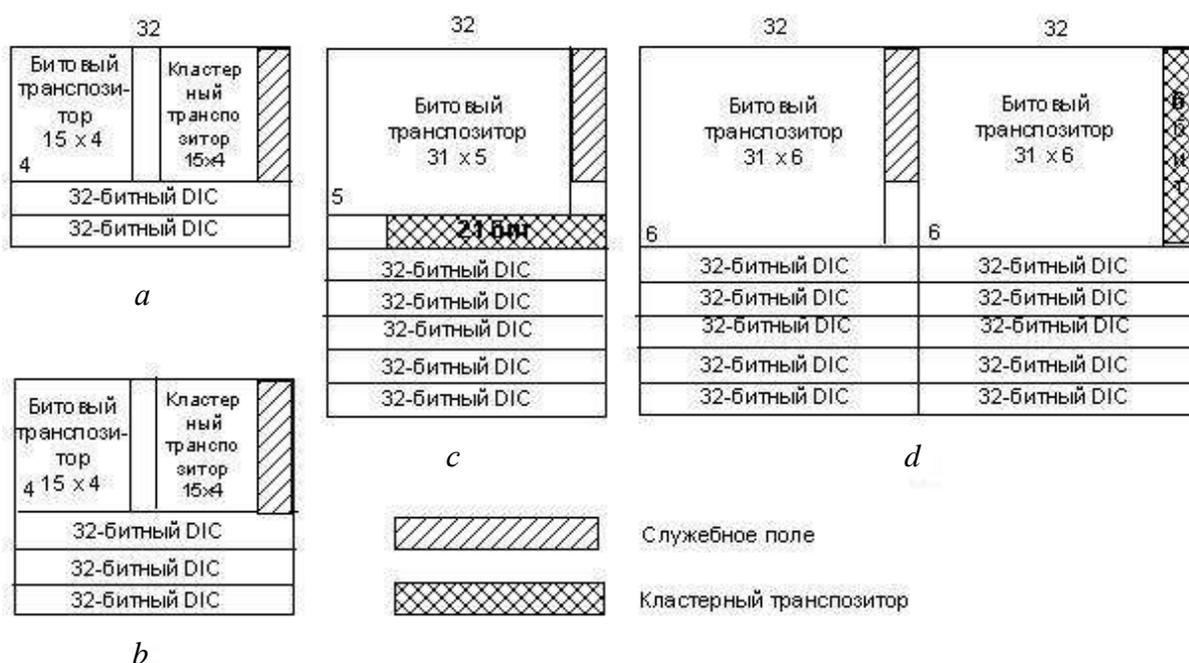


Рис. 2. Виды информационных контейнеров дескрипторов форматов

На рис. 3 представлена структура подсистемы стохастической генерации уникальных дескрипторов форматов и формирующих множеств.

Подсистема включает 7 функциональных подсистем и две обеспечивающих.

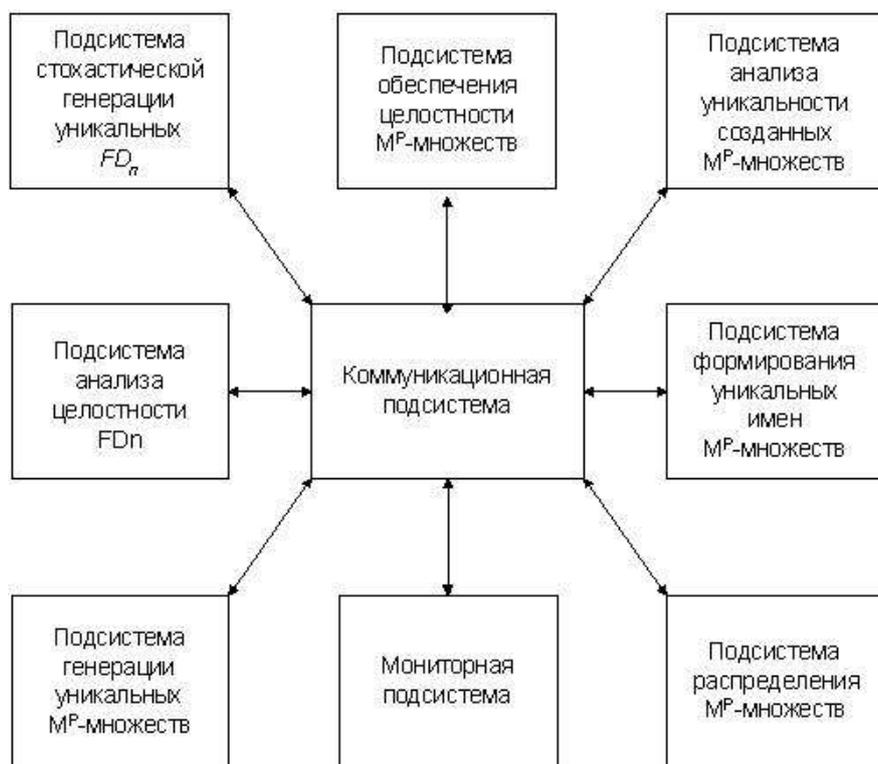


Рис. 3. Структура подсистемы стохастической генерации уникальных дескрипторов форматов и форматирующих множеств

К функциональным подсистемам относятся:

- подсистема стохастической генерации дескрипторов форматов  $FD_n$ ;
- подсистема анализа целостности дескрипторов форматов  $FD_n$ ;
- подсистема генерации уникальных форматирующих множеств;
- подсистема обеспечения целостности уникальных форматирующих множеств;
- подсистема организации контроля уникальности форматирующих множеств;
- подсистема формирования уникальных имен форматирующих множеств;
- подсистема распределения форматирующих множеств.

К обеспечивающим подсистемам относятся:

- коммуникационная подсистема;
- мониторинговая подсистема.

В подсистеме стохастической генерации дескрипторов форматов  $FD_n$  реализуются предложенные способы генерации дескрипторов для поддержки различных стратегий их формирования, поскольку ни один из существующих способов не обеспечивает возможности формирования наборов дескрипторов в составе полного полиморфного множества мощности  $n$ .

Стохастические и комбинаторные способы позволяют искусственно снизить размерность задачи формирования множеств уникальных дескрипторов и вывести эту задачу из разряда нерешаемых по техническим ограничениям современных компьютеров.

Подсистема анализа целостности дескрипторов форматов обеспечивает формирование дополнительных столбцов  $AC_n$  для дескрипторов разных форматов и осуществляет контроль целостности генерируемых дескрипторов.

Подсистема генерации уникальных форматирующих множеств основывается на совместном использовании стохастических и комбинаторных способов, с помощью которых обеспечивается формирование уникальных форматирующих множеств.

В подсистеме контроля уникальности стохастически формируемых множеств реализуется алгоритм на основе распараллеливания процессов установления уникальности дескрипторов форматов при решении задачи включения очередного дескриптора в состав уникального форматирующего множества.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1 *Петер Пин-Шен Чен.* Модель "сущность-связь" – шаг к единому представлению о данных // Системы управления базами данных. 1995. № 3.

2 *Курейчик В.М., Глушань В.М., Щербаков Л.И.* Комбинаторные аппаратные модели и алгоритмы в САПР. М.: Радио и связь, 1990. 216 с.

3 Пат. 2320000 Российская Федерация. МПК G 06F 7/76, G 06F 12/14. Дешифратор управляемой побитовой транспозиции информации, хранимой в персональной ЭВМ / Молодченко Ж.А., Сотов Л.С., Харин В.Н.; заявитель и патентообладатель Саратов. гос. ун-т. – № 2007105175/09(005608); заявл. 13.02.07; опубл. 20.03.2008, Бюл. № 8.

4 *Молодченко Ж.А., Сотов Л.С., Харин В.Н.* Алгоритм создания диверсификационного метода битовых преобразований // Естественные и технические науки. 2007. № 6 (32). С. 220–223.

УДК 621.43.019.8

#### **ИНДИКАТОР МАРКИ И ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ АВТОМОБИЛЬНОГО БЕНЗИНА**

**Э.И. Жалковский, В.А. Костяков, А.В. Ляшенко**

ОАО «НИИ-Тантал»

Россия, 410040, г. Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А

В статье описан впервые созданный малогабаритный прибор – индикатор марки и электропроводности автомобильного бензина для контроля качества бензина в

полевых условиях. Описывается блок-схема и основные эксплуатационные характеристики прибора.

### **Indicator of a brand and electro conductivity of car gasoline**

**E.I. Jalkovsky, V.A. Kostjakov, A.V. Ljashenko**

It is a description of the first-created small-scaled device – the indicator of a brand and electro conductivity of car gasoline for the quality control of gasoline under field conditions. The block-diagram and the servicing characteristics of the device are given.

До настоящего времени определение марки автомобильных бензинов осуществляется путем измерения октанового числа стандартными методами по ГОСТ 8226-82 и ГОСТ 511-82. Указанные методы являются весьма громоздкими, трудоемкими и дорогостоящими. В последнее время появились сообщения о создании приборов, позволяющих измерять октановое число экспресс-методом. В этих приборах-октанометрах (типа «АС-98», ООО «Протон», г. Самара; типа СВП 1.00.000, НКИКЦ, г. Санкт-Петербург; типа АК-3Б, Сибирский филиал Инженерной Академии, г. Новосибирск.), а также в приборах, описанных в [1, 2], в качестве информационного параметра используется диэлектрическая проницаемость  $\epsilon$  и применяется диэлькометрический метод измерения. Это позволило создать малогабаритные приборы, резко сократить трудоемкость и стоимость измерений, обеспечить простоту и удобство в эксплуатации, а время измерения сократить до нескольких секунд.

Однако для определения октанового числа с достаточно высокой точностью указанные приборы имеют сложную электрическую схему. Например, в схеме, описанной в [1], емкостный датчик включен в частотно-зависимую цепь автогенератора, который подключен к вычислительному блоку, соединенному с блоком ввода данных и блоком цифровой индикации. Кроме того, схема содержит аналого-цифровой преобразователь, масштабирующие усилители, электронные переключатели, жидкокристаллический цифровой индикатор. Такие приборы наиболее пригодны для АЗС (автозаправочных станций).

Для массового потребителя наиболее важным фактором является стоимость прибора. С этой точки зрения наиболее перспективными представляются индикаторы марки бензинов [3, 4], в которых определяется не октановое число, а интервал октановых чисел, в который попадает октановое число бензина данной пробы. Марки автомобильных бензинов характеризуются интервалами октановых чисел в соответствии с ГОСТ Р 51105-97.

В индикаторе марки бензина требования к электрической схеме резко упрощаются. Это обусловлено тем, что при определении марки бензина нет необходимости идентифицировать выходное напряжение с октановым числом и, следовательно, воспроизводить сложную зависимость октанового числа от  $\epsilon$  [1]. Благодаря устранению

необходимости воспроизводить сложную зависимость октанового числа от  $\epsilon$ , в индикаторе марки бензина [3, 4] исключаются вычислительный блок, блок данных, аналого-цифровой преобразователь, а жидкокристаллический индикатор заменяется светодиодами.

Однако оба типа приборов (октанометр и индикатор марки бензина), использующие диэлькометрический метод измерения, обладают существенным недостатком – не учитывают влияние посторонних примесей на величину диэлектрической проницаемости измеряемого бензина. Например, добавление к бензину небольшого количества ацетона приводит к увеличению  $\epsilon$  и, следовательно, к искусственному повышению октанового числа и марки бензина.

Для выявления посторонних примесей необходим химический анализ, который проводится в лабораторных условиях. Вместе с тем, согласно имеющимся статистическим данным (часть которых приведена в таблице), автомобильные бензины, изготовленные в соответствии с ГОСТ Р 51105-97, имеют ничтожно малую величину удельной электропроводности – менее (0,2–0,15) нС/м (наносименс на метр). Наличие посторонних примесей, а также некоторых других отклонений от ГОСТ Р 51105-97 (например, превышение предусмотренной ГОСТом допустимой величины количества примесей, нарушение технологии перегонки бензина и др.), как правило, приводит к увеличению удельной электропроводности бензина до 0,3 нС/м и более и как следствие ведет к существенной погрешности определения октанового числа и марки бензина.

Таким образом, контроль удельной электропроводности позволит отсеять сомнительные партии бензина, в которых могут иметь место существенные отклонения от ГОСТ Р 51105-97 и для которых нельзя использовать диэлькометрический метод контроля октанового числа. Для арбитражного контроля качества этих партий может служить химический анализ на соответствие ГОСТ Р 51105-97 и измерение октанового числа в соответствии с ГОСТ 8226-82 или ГОСТ 511-82. Поэтому индикатор марки автомобильного бензина, в котором помимо индикации марки бензина осуществляется контроль его электропроводности, позволит получить значительно большую информацию о качестве бензина.

В качестве основы для создания прибора, реализующего индикацию марки и электропроводности, использовался индикатор марки бензина, предложенный в работе [3]. Блок-схема этого прибора содержит источник питания, автогенератор, емкостный датчик, масштабирующий усилитель, к выходу которого подключены коммутирующие каскады в количестве, соответствующем числу контролируемых марок бензина. Каждый коммутирующий каскад состоит из двухуровневого компаратора, логической схемы на элементах «И-НЕ». В качестве индикаторов к выходу каждого коммутирующего каскада подключены светодиоды.

Отличие предлагаемого прибора от рассматриваемого в [3] состоит в том, что между источником питания, автогенератором, емкостным датчиком и масштабирующим усилителем подсоединен переключатель, с одним из выводов которого соединен резистор, к которому подключена цепь из последовательно соединенных усилителя, одноуровневого компаратора и светодиода. При этом резистор последовательно соединен с емкостным датчиком и параллельно подключен к входу усилителя.

Блок-схема предлагаемого прибора [4] состоит из источника питания 1, автогенератора 2, емкостного датчика 3, масштабирующего усилителя 4 (рис. 1). К усилителю 4 подключены коммутирующие каскады, каждый из которых состоит из двухуровневого компаратора 5 с входами *a* и *b*, логической схемы 6 и светодиода 7. Количество коммутирующих каскадов соответствует числу контролируемых марок бензина. Для обеспечения контроля электропроводности в блок-схему включены следующие дополнительные блоки: переключатель 8, резистор 9, усилитель 10, одноуровневый компаратор 11 с входом *c*, светодиод 12.

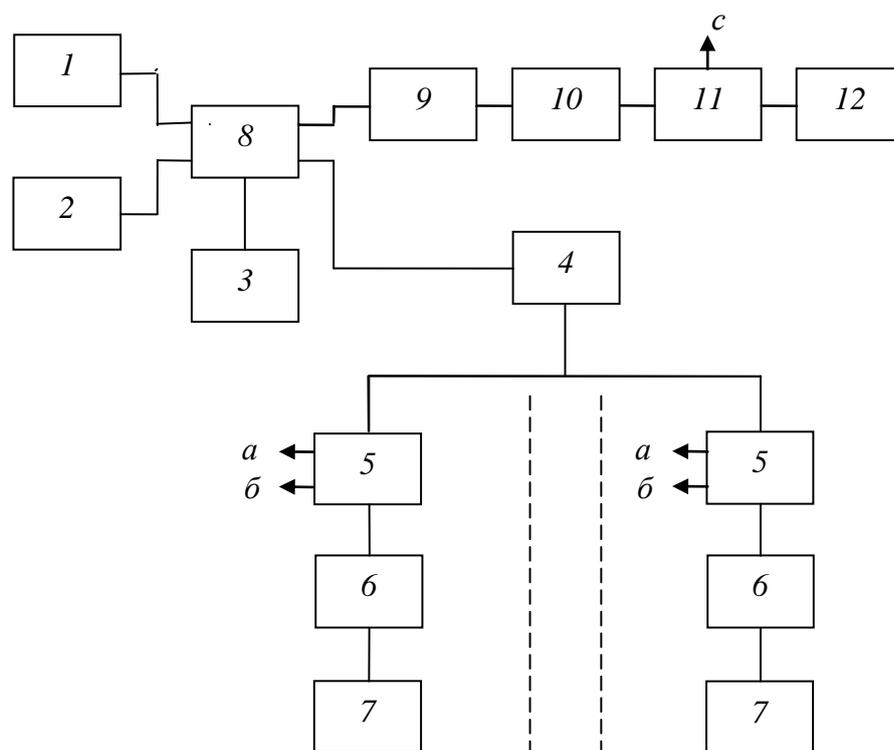


Рис. 1. Блок-схема индикатора марки и электропроводности бензина:  
 1 – источник питания; 2 – автогенератор; 3 – емкостный датчик;  
 4 – масштабирующий усилитель; 5 – двухуровневый компаратор;  
 6 – логическая схема; 7 – светодиод; 8 – переключатель; 9 – резистор;  
 10 – усилитель; 11 – одноуровневый компаратор; 12 – светодиод

В режиме индикации марки бензина переключатель 8 соединяет датчик 3 с автогенератором 2 и масштабирующим усилителем 4. В режиме

индикации электропроводности переключатель соединяет емкостный датчик 3 с источником питания 1 и резистором 9. В этом режиме сигнал на резисторе 9, пропорциональный электропроводности, подается на вход усилителя 10, с выхода которого сигнал снимается на одноуровневый компаратор, индикатором срабатывания которого является светодиод 12. Величина сопротивления резистора 9 и коэффициент усиления усилителя 10 подбираются таким образом, чтобы компаратор 11 срабатывал при заданном максимальном значении электропроводности. Уровень срабатывания компаратора можно регулировать. Таким образом, благодаря переключателю 8 блок-схема работает в одном из двух режимов: 1) в режиме индикации марки бензина работают блоки 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7; 2) в режиме индикации электропроводности – блоки 1, 3, 9, 10, 11, 12.

Экспериментальные результаты были получены на макете, контролирующем три марки бензина. Для определения допустимой величины электропроводности бензина предварительно были проведены измерения с помощью макета предлагаемого прибора и внешнего вольтметра типа В7-27А/1, который подключался к резистору 9. Сопротивление резистора  $R$  совместно с параллельно включенным входным сопротивлением вольтметра составляло 4,9 МОм.

Величина электропроводности бензина определялась из соотношения

$$U = \frac{ER}{R_\varepsilon + R}, \quad (1)$$

где  $U$  – напряжение, измеряемое вольтметром;  $E$  – напряжение источника питания;  $R_\varepsilon$  – сопротивление бензина в используемом датчике.

При  $R_\varepsilon \gg R$

$$U = \frac{ER}{R_\varepsilon}, \quad (2)$$

и тогда проводимость  $1/R_\varepsilon$  определяется из соотношения

$$\frac{1}{R_\varepsilon} = \frac{U}{ER}. \quad (3)$$

Учитывая геометрию используемого датчика, можно определить удельную проводимость в нС/м:

$$\sigma = 0,3 \frac{U}{ER}. \quad (4)$$

В таблице приведены результаты измерений 8 партий автомобильного бензина, взятых с различных АЗС. Как видно, для партий бензина с удельной электропроводностью  $\varepsilon$  более 0,3 нС/м измерение октанового числа по ГОСТ 8226-82 даёт более низкую марку бензина, чем при измерении диэлькометрическим методом с помощью октанометра или индикатора марки бензина [4]. Это свидетельствует о ненадежности использования диэлькометрического метода для контроля бензинов с  $\sigma$

более 0,3 нС/м, а возможность контроля электропроводности позволит отсеять эти партии или подвергнуть дополнительному контролю на соответствие ГОСТ Р 51105-97.

**Статистические данные по определению марки  
и удельной электропроводности автомобильных бензинов**

№ партии бензина	Рекомендуемая марка	Октановое число и марка по октанометру ЯШЭ4350.00.00 ТУ	Октановое число и марка по ГОСТ 8226-82	Марка бензина по «Индикатору марки и электропроводности бензина»	Удельная электропроводность по «Индикатору марки и электропроводности бензина»
1	Супер-98	>100 Супер-98	95,8 Премиум-95	Супер-98	0,75
2	Супер-98	100 Супер-98	96 Премиум-95	Супер-98	0,5
3	Регуляр-91	93,8 Регуляр-91	-	Регуляр-91	0,3
4	Регуляр-91	93 Регуляр-91	-	Регуляр-91	<0,15
5	Премиум-95	96,4 Премиум-95	-	Премиум-95	0,15
6	Регуляр-91	94,8 Регуляр-91	-	Регуляр-91	0,2
7	Регуляр-91	93,3 Регуляр-91	92,6 Регуляр-91	Регуляр-91	<0,15
8	Регуляр-91	93,2 Регуляр-91	92,5 Регуляр-91	Регуляр-91	<0,15

Порог зажигания светодиодов устанавливается по заданному значению удельной электропроводности, исходя из имеющихся статистических данных.

На рис. 2 представлен прибор со снятым защитным цилиндром. Прибор состоит из двух основных частей: электронного блока 14 и емкостного датчика 10. В емкостном датчике реализуется исходный сигнал, а в электронном блоке – его обработка и преобразование в необходимую информацию.

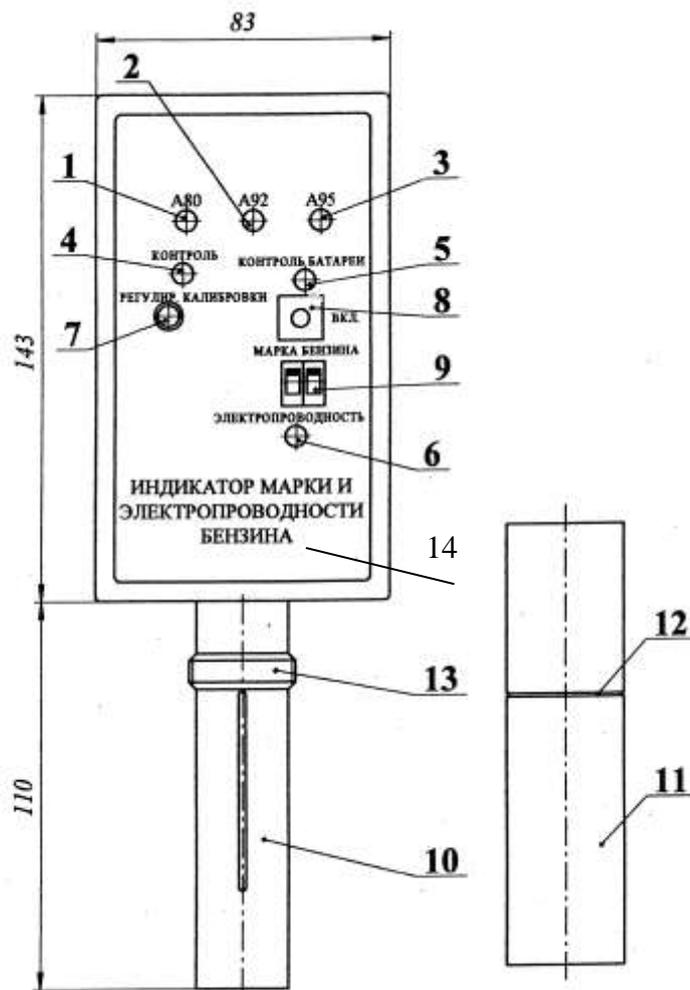


Рис. 2. Индикатор марки и электропроводности бензина: 1, 2, 3 – светодиоды соответствующих марок бензина «Нормаль-80», «Регуляр-91», «Премиум-95»; 4 – светодиод контроля калибровки; 5 – светодиод контроля батареи; 6 – светодиод контроля электропроводности; 7 – ручка калибровки; 8 – кнопка выключателя; 9 – переключатель положений «марка бензина», «электропроводность»; 10 – датчик; 11 – защитный цилиндр; 12 – риска уровня бензина; 13 – резьба экрана датчика; 14 – электронный блок

При эксплуатации прибора проводятся следующие операции:

1. При пустом датчике 10 прибор калибруется с помощью ручки 7 при верхнем положении переключателя 9 и нажатой кнопке выключателя 8 (устанавливается максимальное свечение светодиода 4). Калибровка обеспечивает независимость работы прибора от изменения внешней температуры в широких пределах (от  $-20^{\circ}\text{C}$  до  $+35^{\circ}\text{C}$ ).

2. Для определения марки бензина (при отжатой кнопке 8) в защитный цилиндр заливается контролируемый бензин до риски 12, и в него погружается датчик (может быть использован другой сосуд, но при этом уровень контролируемой жидкости должен быть не ниже резьбы

экрана 13).

3. Индикация марки бензина реализуется с помощью светодиодов 1, 2, 3 при нажатой кнопке 8 (переключатель 9 остается в верхнем положении).

4. При установке переключателя 9 в нижнее положение проводится индикация удельной электропроводности, которая больше заданной при загорании светодиода 6.

5. Ни в одном из состояний прибора при нажатой кнопке 8 не должен загораться светодиод 5 (контроль батареи). В противном случае батарея должна быть заменена.

Ниже представлены основные технические характеристики индикатора марки и электропроводности бензина [4]:

1. Контролируемые топлива – автомобильные бензины марок: «Нормаль-80», «Регуляр-91», «Премиум-95», определяемые ГОСТ Р 51105-97.

2. Отображение информации с помощью светодиодов.

3. Каждая марка бензина определяется загоранием соответствующего светодиода.

4. Загорание светодиодов двух соседних марок свидетельствует о том, что октановое число контролируемого бензина находится вблизи границы между этими марками.

5. Допустимая величина удельной электропроводности устанавливается с учетом геометрии используемого датчика и составляет  $\sigma \leq 0,23$  нС/м. Превышение допустимой величины электропроводности имеет место при загорании соответствующего светодиода (указанная величина электропроводности может быть уточнена после набора дополнительных статистических данных).

6. Время измерения обоих параметров (марки бензина и электропроводности) не более 1 мин.

7. Электропитание прибора осуществляется от одной батареи типа «Крона» или любого другого типа аналогичной конструкции.

8. Напряжение питания не менее 7,5 В.

9. Потребляемый ток не более 15 мА.

10. Климатические условия эксплуатации:

– температура от  $-20^{\circ}\text{C}$  до  $+35^{\circ}\text{C}$ ;

– относительная влажность не более 80 % при температуре  $20^{\circ}\text{C}$ .

11. Конструктивные характеристики:

– габариты 280×85×50 мм;

– масса не более 0,4 кг.

Приборы [1–4] обеспечивают экспресс-контроль бензина в полевых условиях.

Основные преимущества индикаторов марки и электропроводности бензина:

– индикация марки бензина, а также контроль электропроводности реализуется с помощью светодиодов. Это устраняет необходимость использования аналого-цифрового преобразователя и цифрового индикатора, усложнения схемы для обеспечения сложной зависимости  $U = f(\epsilon)$ ;

– загорание двух соседних светодиодов создает дополнительную информацию о нахождении контролируемого бензина в пограничной зоне между двумя соседними марками и упрощает оценку погрешности;

– указанные особенности созданного прибора резко упрощают электрическую схему по сравнению с измерителем октанового числа и электропроводности и уменьшают его себестоимость примерно на порядок;

– высокий уровень электропроводности может свидетельствовать о наличии посторонних составляющих в контролируемом бензине или других нарушениях ГОСТ Р 51105-97. Таким образом, контроль электропроводности позволит отсеять сомнительные партии бензина. Вопрос о качестве бензина в этом случае может быть решен путем его контроля на соответствие требованиям и методами, оговоренными в ГОСТ Р 51105-97.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Пат. 2100803 Российская Федерация, МПК<sup>6</sup>, G06N 27/22. Способ и устройство для определения октановых чисел автомобильных бензинов / заявители Шатохин В.Н., Чеченов И.В. и др.; патентообладатель 25 ГНИИ МО РФ. – 97105569/25; заявл. 15.04.1997; опубл. 27.12.1997, Бюл. № 36.

2. Пат. 2287811 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup>, G01N 27/22. Прибор для экспресс-контроля качества автомобильного бензина / заявители Ляшенко А.В., Жалковский Э.И., Костяков В.А.; патентообладатель ОАО «Тантал». – 2005136544/28; заявл. 25.11.2005; опубл. 20.11.2006, Бюл. № 32.

3. Пат. 2243544 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup>, G01N 27/22. Индикатор марки автомобильного бензина / заявители Жалковский Э.И., Костяков В.А., Ляшенко А.В.; патентообладатель ОАО «Тантал». – 2003108330; заявл. 26.03.2003; опубл. 27.12.2004, Бюл. № 36.

4. Пат. 2277708 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup>, G01N 27/22. Индикатор марки автомобильного бензина / заявители Ляшенко А.В., Жалковский Э.И., Костяков В.А.; патентообладатель ОАО «Тантал». – 2005110135/28; заявл. 08.04.2005; опубл. 10.06.2006, Бюл. № 16.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТОЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СВЯЗИ В СРЕДЕ MICROWAVE OFFICE-2007

**А.Л. Хвалин, В.Н. Самолданов**

ОАО «НИИ-Тантал»

Россия, 410040, г. Саратов, проспект 50-лет Октября, 110А

Рассмотрены вопросы использования *Microwave Office-2007* в моделировании магнитоэлектронных элементов связи. Исследованы различные типы элементов связи, приведены результаты расчётов.

### **Modelling communication elements, running from a magnetic field, in the program Microwave Office-2007**

**A.L. Khvalin, V.N. Samoldanov**

In article questions of use *Microwave Office-2007* in educational process at the Saratov State University on a modeling example communication elements, running from a magnetic field, are considered. Various types of communication elements are investigated, results of calculations are resulted.

В настоящее время в магнитоуправляемых устройствах в качестве магниточувствительных элементов широко используются структуры железо-иттриевого граната (ЖИГ), работающие в режиме ферромагнитного резонанса (ФМР). Ферритовые структуры выполняются в различных вариантах – в виде сфер диаметром (0,4–0,6) мм или в виде плёночной структуры ЖИГ толщиной (10–40) мкм на подложке из галлий-гадолиниевого граната 0,5 мм.

При разработке конкретных устройств возникает необходимость включения ферритовой структуры (резонатора) в линию передачи. Участок линии передачи с ферритовым резонатором, обеспечивающий эффективное преобразование энергии электромагнитной волны в линии передачи в энергию магнитоэлектронной волны в резонаторе и обратно, будем называть магнитоэлектронным элементом связи (МЭЭС). Топология проводников МЭЭС должна разрабатываться специально в зависимости от диапазона рабочих частот, типа линии передачи и используемого ферритового резонатора. МЭЭС могут применяться для создания магниточувствительных устройств (магнитотранзисторов, генераторов, датчиков магнитных полей и механических величин и пр.).

МЭЭС могут быть двух типов, обеспечивающих полосно-пропускающий и полосно-запирающий (режекторный) режимы работы.

Основные требования к МЭЭС:

- малые масс-габариты;
- концентрация ВЧ-магнитных полей требуемой поляризации;
- обеспечение максимального значения коэффициента заполнения;

- простота конструкции;
- малые потери передачи ВЧ-энергии;
- высокий уровень развязки (коэффициент передачи со входа на выход при отсутствии управляющего магнитного поля);
- управление полем подмагничивания: резонансной частотой, полным импедансом, фазой;
- динамическое управление ВЧ-мощностью.

Дополнительные требования к МЭЭС:

- технологичность, совместимость с транзисторными технологиями;
- заданный закон изменения магнитных параметров по толщине и площади многослойных ферритов;
- насыщенное (однородное), ненасыщенное (многодоменное) или переходное состояния;
- линейный или нелинейный режимы;
- одно- или многосвязанные системы пропускающего или поглощающего типов.

### **Конструкции магнитоэлектронных элементов связи**

Выбор конкретной конструкции МЭЭС определяется техническими требованиями на разрабатываемое устройство. Ниже представлены МЭЭС с использованием ферритовых резонаторов в виде сферы для малого уровня мощности и различных рабочих диапазонов частот.

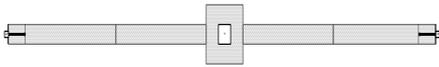
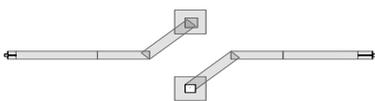
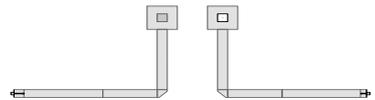
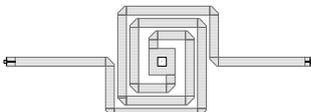
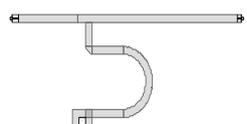
#### ***1. Магнитоэлектронные элементы связи ОБЧ-, УВЧ-диапазонов***

В табл. 1 представлены примерные топологии микрополосковых проводников нескольких типов планарных магнитоэлектронных элементов связи, выполненных на подложках из поликора и арсенида галлия (GaAs). При разработке топологий под конкретные технические требования необходимо, взяв в качестве исходной конструкцию МЭЭС из табл. 1, решить соответствующую задачу оптимизации для достижения наилучших параметров МЭЭС (КСВ входа, уровень развязки и пр.).

Топологии элементов связи (табл. 1) выполнены на подложке из арсенида галлия (№ 1–5) толщиной 0,1 мм, с диэлектрической проницаемостью 12,9, шириной подводящих полосковых проводников МПЛ 0,1 мм;

Таблица 1

## Топология микрополосковых проводников

№ п/п	Топология элемента связи	Описание
1		Отрезок микрополосковой линии передачи (МПЛ), закороченный по центру, на подложке из арсенида галлия, ширина полоска 100 мкм.
2		Отрезки МПЛ, закороченные на концах, на подложке из арсенида галлия, ширина проводников МПЛ 100 мкм.
3		Отрезки МПЛ, закороченные на концах, на подложке из арсенида галлия, ширина проводников МПЛ 100 мкм.
4		Спираль прямоугольная на подложке из арсенида галлия, ширина проводников МПЛ 100 мкм.
5		Делитель мощности на подложке из арсенида галлия, ширина проводников МПЛ 100 мкм.

В табл. 2 представлены основные характеристики МЭЭС различных типов (табл. 1) в диапазоне частот от 0,5 до 30 ГГц без внешнего магнитного поля.

Таблица 2

## Основные характеристики МЭЭС

№ п/п	Уровень развязки МЭЭС, дБ	Потери в МЭЭС на частоте ФМР, дБ
1	27,5–11,0	4,0
2	26,8–10,7	5,5
3	24,6–8,6	3,2
4	22,7–9,9	0,9
5	17,0–3,3	0,96

Эквивалентная схема ферритового резонатора (ФР) выбрана в виде одиночного параллельного колебательного контура (рис. 1).

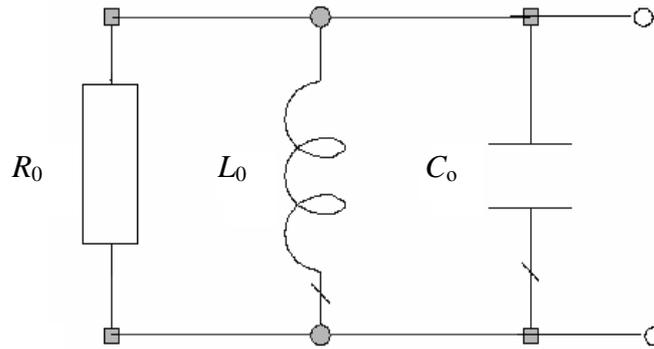


Рис. 1. Эквивалентная схема ферритового резонатора

Резонансная частота ФР определяется по формуле

$$f_0 = \gamma H_{0i}, \quad (1)$$

где  $H_{0i}$  – внутреннее эффективное магнитное поле,  $\gamma = 28$  МГц/мТл – гиромагнитное отношение для электрона.

Активное сопротивление  $R_0$  определяется выражением

$$R_0 = \mu_0 V K^2 \omega_m Q_n, \quad (2)$$

где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная постоянная;  $V = \frac{1}{6} \pi \cdot d^3$  – объем

ферритовой сферы,  $d$  – ее диаметр;  $\omega_m = 2\pi\gamma \cdot 4\pi M_s$  – частота ФМР;  $4\pi M_s$  – намагниченность насыщения;  $Q_n$  – ненагруженная добротность ФР;  $\Delta H$  – ширина резонансной линии ФМР.

Величина ненагруженной добротности

$$Q_n = \frac{H_0 - \frac{1}{3} 4\pi M_s}{\Delta H}. \quad (3)$$

Индуктивность  $L_0$  и емкость  $C_0$  контура

$$L_0 = \frac{R_0}{\omega_0 Q_n}, \quad (4)$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega_0^2 L_0}. \quad (5)$$

Моделирование магнитоэлектронных элементов связи с ферритовым резонатором в виде сферы во внешнем магнитном поле может быть проведено в САПР типа *Microwave Office-2007*, *Serenade* и др.

Эквивалентные схемы включения ФР в магнитоэлектронные элементы связи представлены на рис. 2.

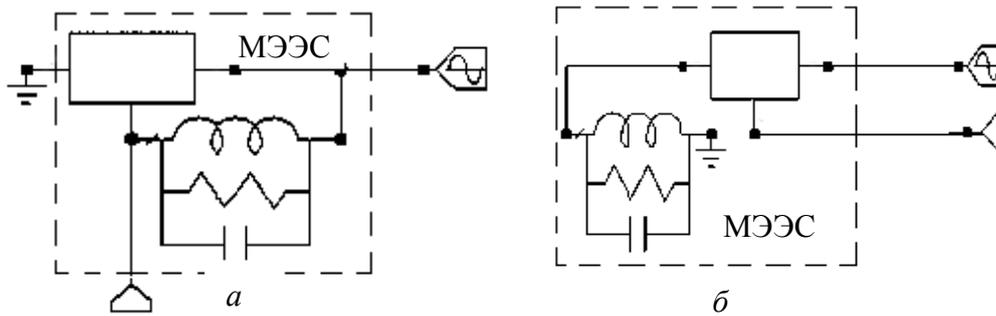


Рис. 2. Схемы включения ферритового резонатора:  
*а* – для элемента связи № 1 (табл.1, 2); *б* – для элементов связи № 2–5

Схемы рис. 2 использовались для расчета МЭЭС (табл. 1 и 2). Трехполосники (рис. 2) представляют собой исследуемые МЭЭС. Колебательный контур моделирует ФР. Параметры контура определялись формулами (1)–(5), что позволяло изменять: внешнее и внутреннее магнитные поля, резонансную частоту и ненагруженную добротность. По алгоритму [1] для МЭЭС № 4 из табл. 1 рассчитаны зависимости от частоты коэффициента передачи для различных магнитных полей  $B_0$  (рис. 3) и КСВ (рис. 4). Резонансной частоте 1400 МГц эквивалентного колебательного контура в ФР соответствует магнитное поле  $B_{0i} = 50$  мТл.

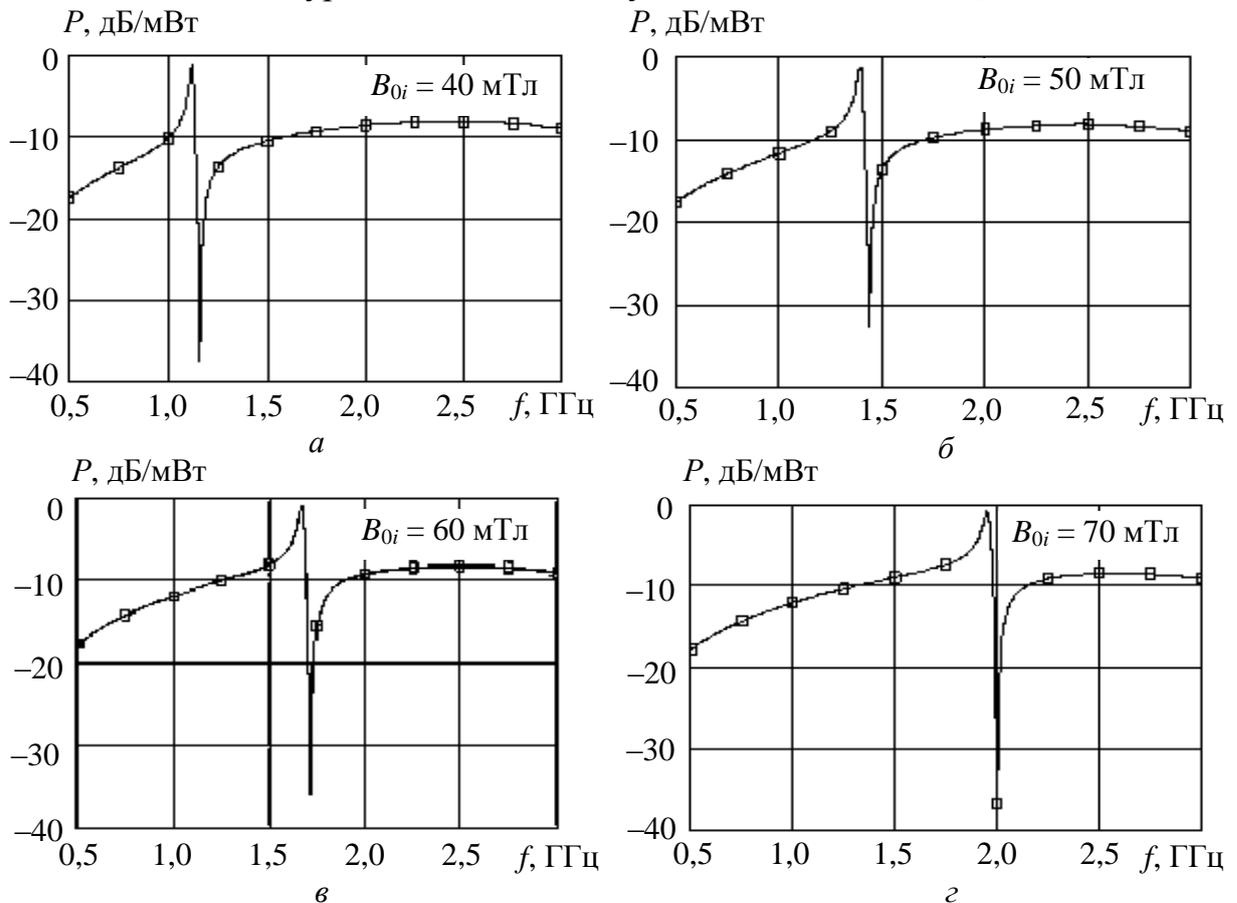


Рис. 3. АЧХ МЭЭС для различных значений индукции внешнего магнитного поля:  
*а* –  $B_{0i} = 40$  мТл; *б* –  $B_{0i} = 50$  мТл; *в* –  $B_{0i} = 60$  мТл; *г* –  $B_{0i} = 70$  мТл

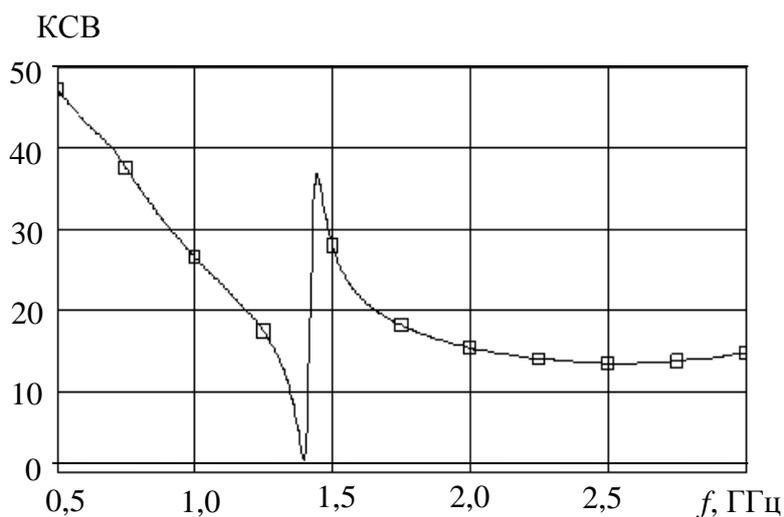


Рис. 4. КСВ МЭЭС на частоте ФМР 1,4 ГГц

В табл. 3 приведены расчетные данные в диапазоне частот (0,5–3) ГГц для тестовой задачи расчёта характеристик элемента связи № 4 из табл. 1.

Таблица 3

**Амплитудно-частотные характеристики МЭЭС № 4**

$f$ , ГГц	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75	0,8
$P$ , дБ/мВт	-17,524	-16,701	-15,95	-15,265	-14,643	-14,071	-13,53
КСВ	47,551	45,428	43,502	41,869	40,116	37,738	35,189

$f$ , ГГц	0,85	0,9	0,95	1,0	1,05	1,1	1,15
$P$ , дБ/мВт	-13,015	-12,521	-12,046	-11,581	-11,119	-10,648	-10,148
КСВ	32,804	30,618	28,6	26,716	24,928	23,193	21,451

$f$ , ГГц	1,2	1,25	1,3	1,35	1,4	1,45	1,5
$P$ , дБ/мВт	-9,5858	-8,8877	-7,8641	-5,8123	-1,1755	-21,704	-13,604
КСВ	19,604	17,464	14,583	9,6021	1,6138	36,602	28,104

$f$ , ГГц	1,55	1,6	1,65	1,7	1,75	1,8	1,85
$P$ , дБ/мВт	-11,829	-10,958	-10,402	-9,9966	-9,6788	-9,4177	-9,1973
КСВ	24,018	21,75	20,235	19,107	18,212	17,474	16,849

$f$ , ГГц	1,9	1,95	2,0	2,05	2,1	2,7	2,75
$P$ , дБ/мВт	-9,008	-8,844	-8,7014	-8,5774	-8,4704	-8,2717	-8,3439
КСВ	16,312	15,846	15,438	15,083	14,772	13,678	13,782

$f$ , ГГц	2,8	2,85	2,9	2,95	3	–	–
$P$ , дБ/мВт	-8,4312	-8,5341	-8,6533	-8,7896	-8,9438	–	–
КСВ	13,918	14,086	14,288	14,525	14,798	–	–

В [1] электродинамически строго проводится анализ планарных МЭЭС различных типов в режиме реального времени. Программа позволяет изменять топологию проводников МЭЭС, режимы управления магнитным полем, включать МЭЭС в виде соответствующего многополюсника с матрицей параметров в другие проекты и САПР.

## 2. Магнитоэлектронные элементы связи СВЧ-, КВЧ-диапазонов

Алгоритм расчета [1, 2] совместим с САПР *Microwave Office*. Различные типы МЭЭС, рассмотренные выше, при продвижении в диапазоны частот от 10 до 100 ГГц имели ограничения – увеличивались вносимые потери, снижался уровень развязки. В связи с этим были созданы модели МЭЭС, позволяющие получить эффективное взаимодействие в СВЧ- и КВЧ-диапазонах.

МЭЭС, представленный на рис. 5,а, имеет наилучшие характеристики по уровню развязки и эффективности взаимодействия с ФР в диапазоне частот от 0,5 до 10 ГГц. Однако на частотах выше 20 ГГц уровень развязки в таком МЭЭС уменьшается с 20 до 2 дБ, что значительно снижает его эффективность – рис. 5,б, на котором приведены коэффициенты передачи для различных магнитных полей: Для увеличения развязки данного элемента на частотах от 20 до 100 ГГц была увеличена толщина диэлектрического слоя в области связи входной и выходной линий с 3 до 15 мкм.

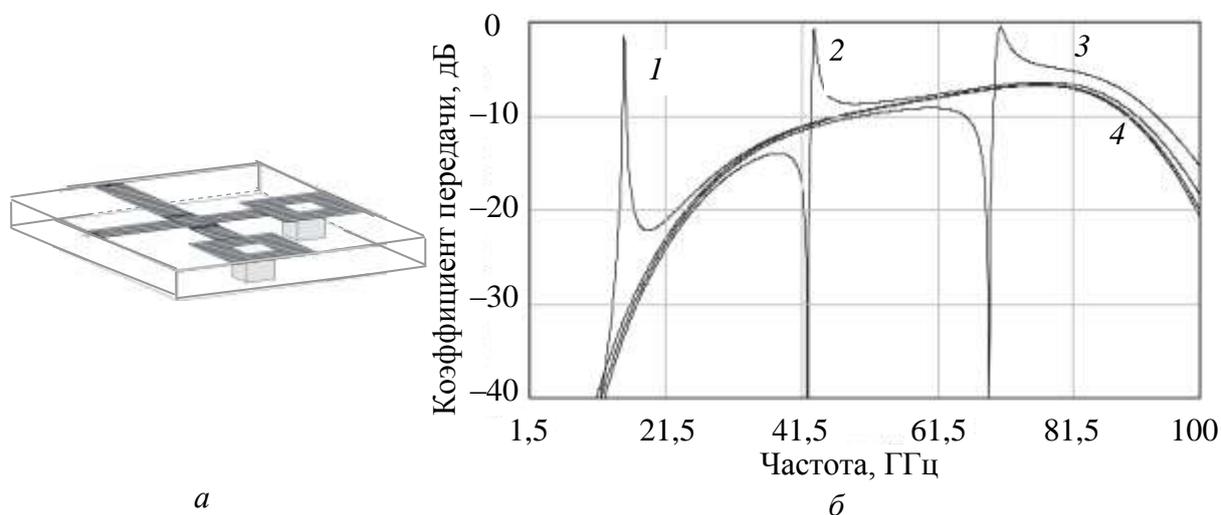


Рис. 5. Топология (а) и МЭЭС (б) на скрещенных МПЛ и зависимость коэффициента передачи для различных магнитных полей: 1 –  $H_{0i} = 5,4$  кЭ; 2 –  $H_{0i} = 15,4$  кЭ; 3 –  $H_{0i} = 25,4$  кЭ; 4 –  $H_{0i} = 35,4$  кЭ

Топология МЭЭС, представленная на рис. 6,а, весьма критична к сопротивлению заземляющего отверстия. На частотах выше 20 ГГц уровень развязки значительно уменьшается (рис. 6,б). Для увеличения

развязки в диапазоне частот до 100 ГГц необходимо минимизировать сопротивление заземляющего отверстия.

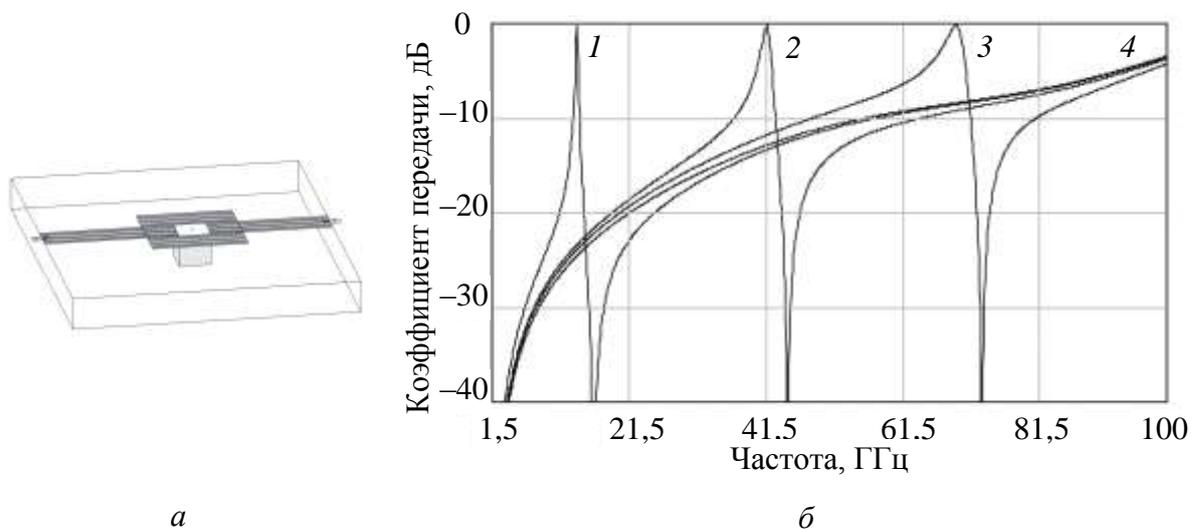


Рис. 6. Топология (а) и АЧХ МЭЭС (б) № 1 (табл. 1)

Элемент связи, представленный на рис. 7,а, обладает высоким уровнем развязки в диапазоне частот до 90 ГГц (рис. 7,б).

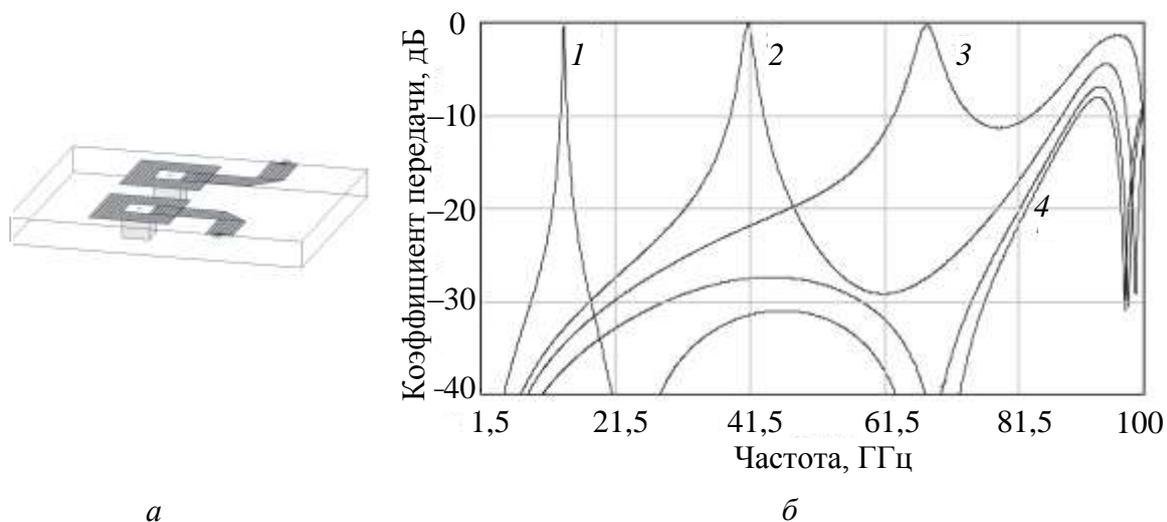


Рис. 7. Топология (а) и АЧХ МЭЭС (б) № 3 (табл. 1)

Параметры ФР, представленного на рис. 8 в виде эквивалентного *RLC*-контура, рассчитываются по формулам (1)–(5).

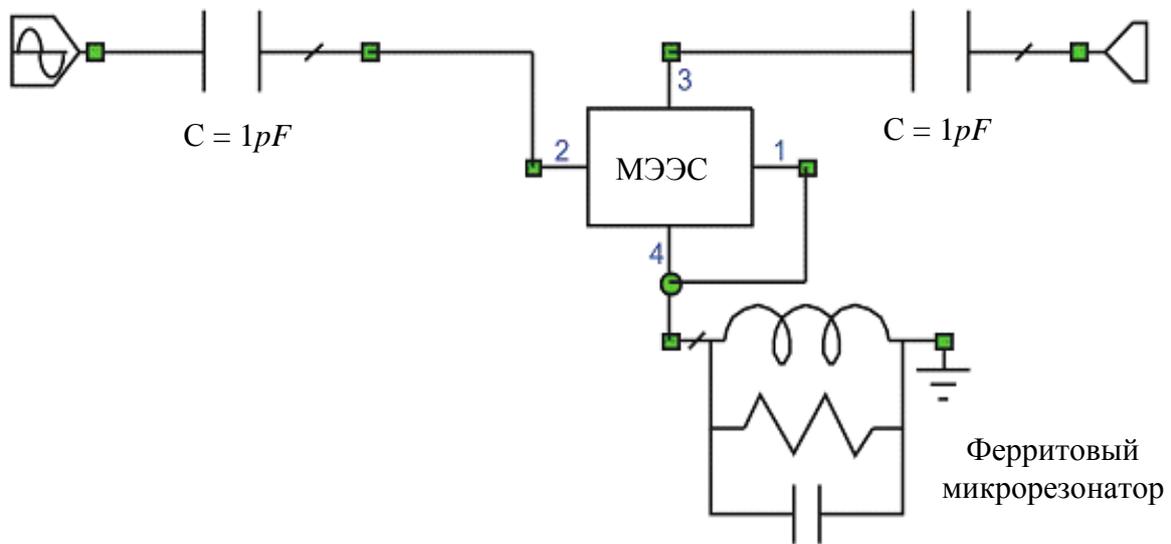


Рис. 8. Схема включения МЭЭС с ФР

Блок-схема алгоритма расчета параметров МЭЭС с перестройкой резонансной частоты магнитным полем в диапазоне частот до 100 ГГц приведена на рис. 9.

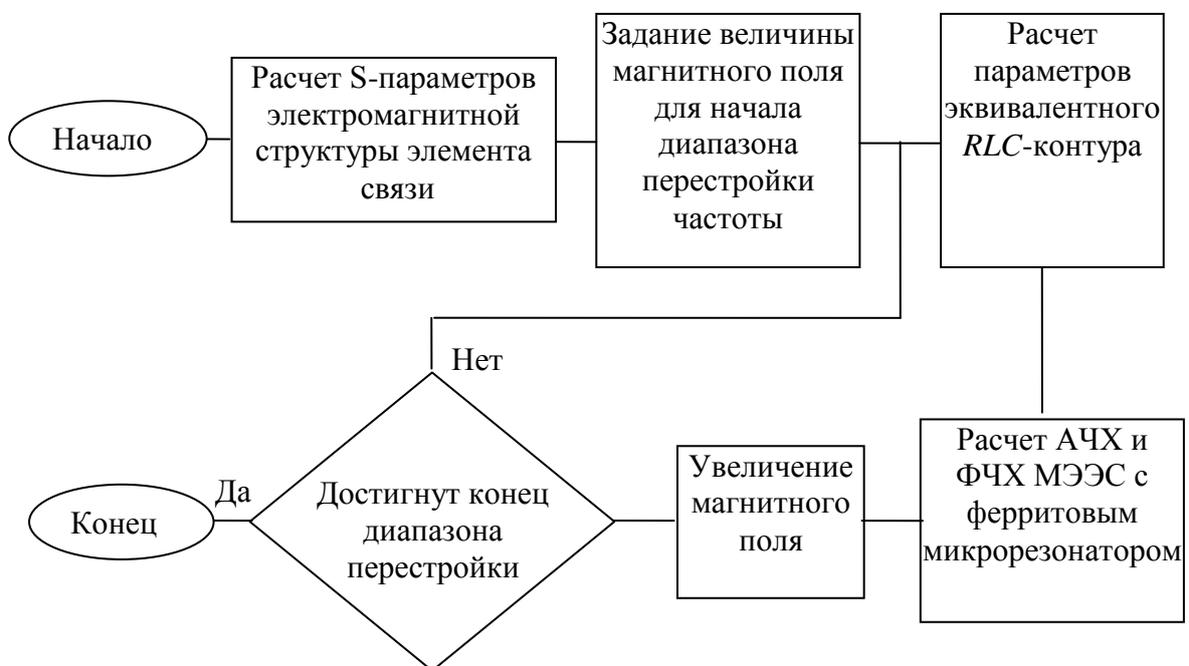


Рис. 9. Блок-схема алгоритма расчета параметров МЭЭС

Алгоритм расчета параметров МЭЭС может быть использован при разработке мощных биполярных и полевых магнитотранзисторов в СВЧ-, КВЧ- диапазонах.

САПР *Microwave Office* успешно используется в учебном процессе на кафедре общей физики в Саратовском государственном университете для подготовки специалистов-разработчиков радиоэлектронной аппаратуры. Студенты должны уметь построить модель МЭЭС, оптимизировать топологию микрополосковых проводников МЭЭС, получить основные характеристики МЭЭС: зависимость КСВ и коэффициента передачи от частоты для различных значений индукции магнитного поля.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1 Хвалин А.Л., Игнатъев А.А., Васильев А.В., Самолданов В.Н. Электродинамическое проектирование селективных усилителей с гетеромагнитным взаимодействием. Проблемы защиты информации ограниченного доступа от утечки по техническим каналам // Материалы Всерос. науч.-практ. конф. представителей органов по аттестации, аккредитованных в Системе сертификации Гостехкомиссии России и организаций-лицензиатов. г. Саратов, РАЦ «Тантал», 25–27 июня 2003 г. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2003. С. 129–135.

2 Игнатъев А.А., Прозоркевич А.В., Сотов Л.С., Хвалин А.Л. Профессиональный EDA пакет MWO-2002 в роли современного обучающего средства. // EDA Express. 2003. № 7. С. 34–36.

УДК 537.811

### **ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В УВЧ-ДИАПАЗОНЕ**

**А.Л. Хвалин**

ОАО «НИИ-Тантал»

Россия, 410040, г. Саратов, проспект 50-лет Октября, 110А

В статье рассмотрены методы компьютерного моделирования полевых транзисторов на основе экспериментально измеренных статических и *S*-параметров. Метод позволяет включать модели отечественных транзисторов в библиотеки современных САПР.

#### **Physical principles of modelling of radiofrequencies field transistors**

**A.L. Khvalin**

In article methods of computer modelling of field transistors on the basis of experimentally measured static and *S*-parametres are considered. The method allows to include models of domestic transistors in libraries modern computer programs.

Современные компьютерно-ориентированные системы автоматизированного проектирования (САПР) широко используются при проектировании различных активных устройств. Как правило, в САПР существуют библиотеки зарубежных транзисторов, в то время как отечественные транзисторы совершенно отсутствуют. Поэтому чрезвычайно важным вопросом при использовании современных САПР в конкретных задачах является создание моделей отечественных полевых транзисторов.

В статье рассмотрены методы компьютерного моделирования полевых транзисторов с затвором Шоттки.

### Определение параметров модели полевого транзистора с затвором Шоттки

Для моделирования полевых транзисторов с затвором Шоттки обычно используется эквивалентная нелинейная схема Матерка (рис. 1).

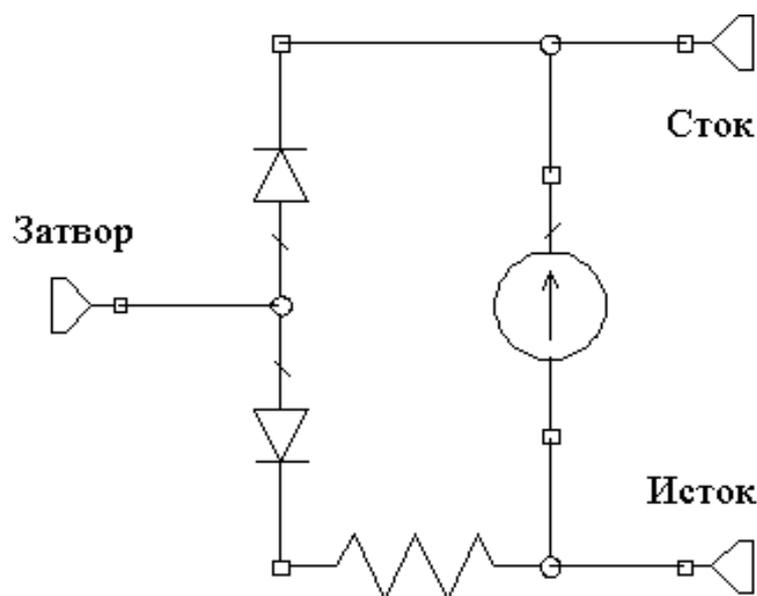


Рис. 1. Эквивалентная схема Матерка полевого транзистора

Для упрощения оптимизации предложена эквивалентная схема транзистора, включающая паразитные межэлектродные ёмкости и индуктивности (рис. 2). При моделировании транзистора с такой эквивалентной схемой могут быть использованы САПР типа *Serenade*, *MatLab*, *Microwave Office* и др. [1].

Работа транзистора по постоянному току определяется набором из 18 параметров (табл. 1).

## Основные параметры модели транзистора

№	Наименование	Описание	Размерность
1	<i>IDSS</i>	Ток насыщения стока при $V_{gs}=0$	А
2	<i>SS</i>	Наклон характеристики стока в области насыщения	А/В
3	<i>VPO</i>	Напряжение отсечки при $V_{ds} = 0$	В
4	<i>Gamma</i>	Параметр наклона напряжения отсечки	В
5	<i>E</i>	Постоянная часть показателя степени для $I_{dsi}$	
6	<i>KE</i>	Параметр зависимости показателя степени для $I_{dsi}$ от $V_{gs}$	1/В
7	<i>SL</i>	Параметр наклона характеристики стока в линейной области	А/В
8	<i>KG</i>	Параметр зависимости характеристики стока от $V_{gs}$ в линейной области.	1/В
9	<i>IGO</i>	Ток насыщения диода Шоттки	А
10	<i>IBO</i>	Обратный ток пробоя диода Шоттки	А
11	<i>AFAG</i>	Параметр наклона прямой ветви тока диода	1/В
12	<i>AFAB</i>	Параметр наклона обратной ветви тока диода	1/В
13	<i>VBC</i>	Напряжение пробоя диодов Шоттки	В
14	<i>R10</i>	Внутреннее сопротивление канала при $V_{gs}=0$	Ом
15	<i>KR</i>	Параметр наклона характеристики внутреннего сопротивления канала	1/В
16	<i>Rs</i>	Сопротивление истока	Ом
17	<i>Rd</i>	Сопротивление стока	Ом
18	<i>Rg</i>	Сопротивление затвора	Ом

Полевой транзистор, включенный по схеме с общим истоком (рис. 3), характеризуется тремя семействами характеристик:

- входными (зависимости  $I_g$  от  $V_{gs}$  при  $V_{ds} = const$ );
- выходными (зависимости  $I_d$  от  $V_{ds}$  при  $V_{gs} = const$ );
- передаточными (зависимости  $I_d$  от  $V_{gs}$  при  $V_{ds} = const$ ).

На практике в качестве характеристик транзистора обычно используют  $S$ -параметры. Для расчета  $S$ -параметров транзистора так же используется схема включения с общим истоком. При этом на форму зависимости  $S$ -параметров от частоты существенное влияние оказывают эффекты, определяемые реактивными элементами эквивалентной схемы.

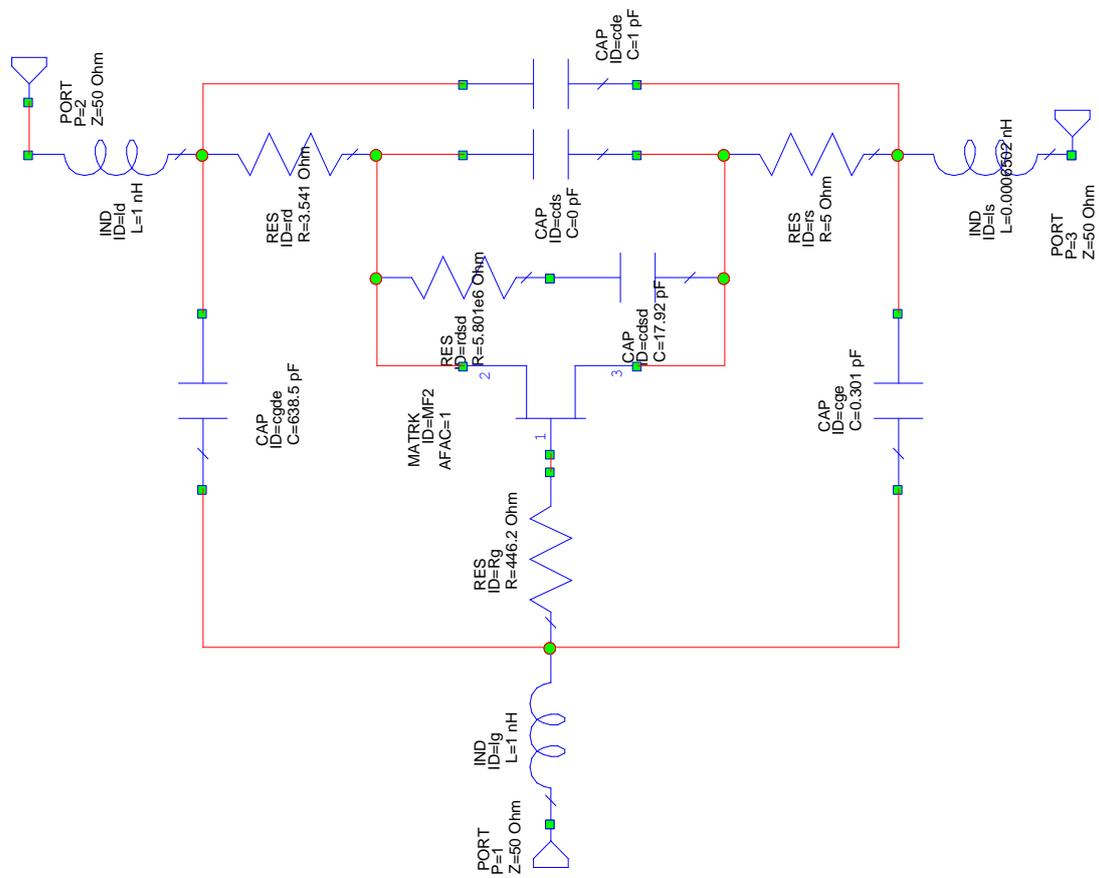


Рис. 2. Упрощённая схема Матерка

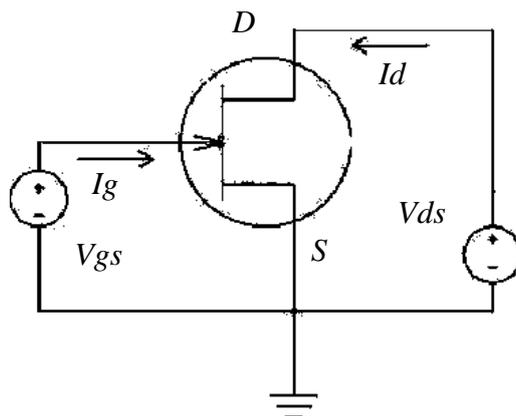


Рис. 3. Схема для измерения S-параметров транзисторов

Параметры наиболее значимых реактивных элементов приведены в табл. 2.

## Дополнительные параметры модели транзистора

№	Наименование	Описание	Размерность
1	$Lg$	Индуктивность затвора	Гн
2	$Ld$	Индуктивность стока	Гн
3	$Ls$	Индуктивность истока	Гн
4	$C10$	Емкость затвор-исток при нулевом напряжении	Ф
5	$K1$	Параметр обратного внутреннего напряжения затвор-исток	1
6	$C1S$	Постоянная часть емкости $Cgs$	Ф
7	$CF0$	Емкость затвор-сток при нулевом напряжении	Ф
8	$KF$	Параметр обратного внутреннего напряжения затвор-сток	1

## Метод определения параметров транзистора

При определении параметров модели транзистора в качестве функции ошибки для каждой  $i$ -,  $j$ -кривой каждой  $P$ -характеристики в заданной точке используется выражение

$$E = \sum_{i,j,p} \left( f_{i,j,p}^m - f_{i,j,p}^c \right)^2, \quad (1)$$

где  $E$  – значение функции ошибки,  $f_{i,j,p}^m$  – измеренное значение  $p$ -ой характеристики в  $i$ -ой точке  $j$ -ой кривой;  $f_{i,j,p}^c$  – рассчитанное значение  $p$ -ой характеристики в  $i$ -ой точке  $j$ -ой кривой.

Семейства статических характеристик и  $S$ -параметров описывают слабосвязанные по некоторым параметрам и различные по физической природе процессы в транзисторе. Поэтому при оптимизации разделим функцию ошибки на составляющие

$$E_p = \sum_{i,j} \left( f_{i,j}^m - f_{i,j}^c \right)_p^2, \quad (2)$$

где  $E_p$  – функция ошибки для  $p$ -ой характеристики.

В общем случае характеристика имеет следующую функциональную зависимость от параметров

$$f_{c,i,j,p} = f_{c,p}(z_1, \dots, z_n). \quad (3)$$

Для каждой функции  $E_p$  можно выделить группы сильно и слабо влияющих параметров  $\{z_j\} \in \Omega(g)$ , оптимизация по которым на начальных итерациях проводится отдельно для каждого  $g$ . Множества параметров  $\Omega(g)$  могут пересекаться для различных  $g$ . Принадлежность какого-либо параметра  $z_j$  к некоторой группе  $\Omega(g)$  определяется из физического смысла. Для увеличения надежности и производительности оптимизация проводится последовательно по группам параметров  $\Omega(g)$ . Итеративный метод существенно повышает производительность и устойчивость процесса оптимизации из-за снижения размерности фазового пространства параметров. Результаты исследования влияния параметров модели Матерка на выходные характеристики, а так же возможное распределение параметров по множествам  $\Omega(g)$  показаны в табл. 3.

Таблица 3

**Влияние параметров модели транзистора на выходные характеристики**

№ п/п	Наименование	Описание	Размерность	Принадлежность к группе $g$	Гарантированный диапазон значений параметра
1.	<i>SS</i>	Наклон характеристики стока в области насыщения	A/B	1,3,10	[-0,5;0,5]
2.	<i>VPO</i>	Напряжение отсечки при $V_{ds}=0$	B	1,3,10	[- $V_{gmax}$ ,0]
3.	<i>Gamma</i>	Параметр наклона напряжения отсечки	B	2,3,10	[-5;+0,5]
4.	<i>E</i>	Постоянная часть показателя степени для $I_{dsi}$	-	-	-
5.	<i>KE</i>	Параметр зависимости показателя степени для $I_{dsi}$ от $V_{gs}$	1/B	2,3,10	-
6.	<i>SL</i>	Параметр наклона характеристики стока в линейной области	A/B	2,3,10	[0, 10]
7.	<i>KG</i>	Параметр зависимости характеристики стока от $V_{gs}$ в линейной области.	1/B	2,3,10	[0, 10]
8.	<i>IG0</i>	Ток насыщения диода Шоттки	A	5,6,10	-
9.	<i>IB0</i>	Обратный ток пробоя диода Шоттки	A	4,6,10	-
10.	<i>AFAG</i>	Параметр наклона прямой ветви тока диода	1/B	5,6,10	-
11.	<i>AFAB</i>	Параметр наклона обратной ветви тока диода	1/B	4,6,10	-

№ п/п	Наименование	Описание	Размерность	Принадлежность к группе $g$	Гарантированный диапазон значений параметра
12.	$VBC$	Напряжение пробоя диодов Шоттки	В	–	–
13.	$R10$	Внутреннее сопротивление канала при $V_{gs}=0$	Ом	3,10	–
14.	$KR$	Параметр наклона характеристики внутреннего сопротивления канала	1/В	3,10	–
15.	$Rs$	Сопротивление истока	Ом	3,10	[0, 100]
16.	$Rd$	Сопротивление стока	Ом	3,10	[0, 100]
17.	$Rg$	Сопротивление затвора	Ом	3,10	[0, 1000000]
18.	$Lg$	Индуктивность затвора	Гн	9,10	–
19.	$Ld$	Индуктивность стока	Гн	9,10	–
20.	$Ls$	Индуктивность истока	Гн	9,10	–
21.	$C10$	Емкость затвор-исток при нулевом напряжении	Ф	7,8,9,10	–
22.	$K1$	Параметр обратного внутреннего напряжения затвор-исток	1	8,9,10	–
23.	$C1S$	Постоянная часть емкости $C_{gs}$	Ф	7,8,9,10	–
24.	$CF0$	Емкость затвор-сток при нулевом напряжении	Ф	7,8,9,10	–
25.	$KF$	Параметр обратного внутреннего напряжения затвор-сток	1	8,9,10	–

Для определения параметров полевых транзисторов разработана программа оптимизации по статическим характеристикам и  $S$ -параметрам. Программа содержит схемы для расчета семейств характеристик, эквивалентную схему полевого транзистора и набор оптимизаторов параметров по функции ошибки (1) на основе экспериментально измеренных  $S$ -параметров.

В качестве начальных выбирались параметры транзистора, аналогичного исследуемому, по априори известным интегральным характеристикам, либо параметры библиотечного транзистора из САПР. В последнем случае существенно возрастают затраты времени на вычисление вследствие медленной сходимости алгоритма вне области физически адекватных значений параметров.

### Тестовая задача

Тестовая задача решена для транзистора ПТШ-600. Параметры модели показаны в табл. 4.

Таблица 4

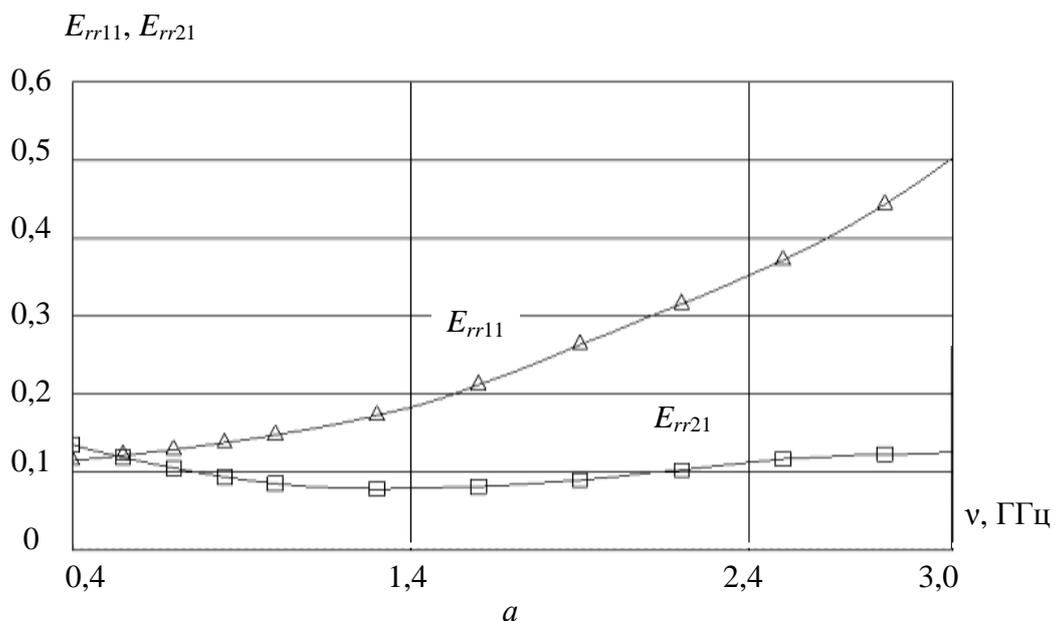
#### Результаты решения тестовой задачи

№	Наименование	Описание	Размерность	Начальное значение	Конечное значение
1	<i>IDSS</i>	Ток насыщения стока при $V_{gs}=0$	А	0,1	0,2287
2	<i>SS</i>	Наклон характеристики стока в области насыщения	А/В	0	0
3	<i>VPO</i>	Напряжение отсечки при $V_{ds}=0$	В	-2	-5,26
4	<i>Gamma</i>	Параметр наклона напряжения отсечки	В	0	-0,085444
5	<i>E</i>	Постоянная часть показателя степени для $I_{dsi}$		2	2
6	<i>KE</i>	Параметр зависимости показателя степени для $I_{dsi}$ от $V_{gs}$	1/В	0	0
7	<i>SL</i>	Параметр наклона характеристики стока в линейной области	А/В	0.15	9,7734
8	<i>KG</i>	Параметр зависимости характеристики стока от $V_{gs}$ в линейной области.	1/В	0	4,4958
9	<i>IG0</i>	Ток насыщения диода Шоттки	А	0	0
10	<i>IB0</i>	Обратный ток пробоя диода Шоттки	А	0	0
11	<i>AFAG</i>	Параметр наклона прямой ветви тока диода	1/В	38,696	38,696
12	<i>AFAB</i>	Параметр наклона обратной ветви тока диода	1/В	38,696	38,696
13	<i>VBC</i>	Напряжение пробоя диодов Шоттки	В	1000000	1000000
14	<i>R10</i>	Внутреннее сопротивление канала при $V_{gs}=0$	Ом	0,001	0,09912
15	<i>KR</i>	Параметр наклона характеристики внутреннего сопротивления канала	1/В	0	0
16	<i>Rs</i>	Сопротивление истока	Ом	0	7,211
17	<i>Rd</i>	Сопротивление стока	Ом	0	1,211
18	<i>Rg</i>	Сопротивление затвора	Ом	0	48,069
19	<i>Lg</i>	Индуктивность затвора	Гн	0	$2,3599 \cdot 10^{-5}$
20	<i>Ld</i>	Индуктивность стока	Гн	0	1,0427
21	<i>Ls</i>	Индуктивность истока	Гн	0	0,5
22	<i>C10</i>	Емкость затвор-исток при нулевом напряжении	Ф	0	0,086272

№	Наименование	Описание	Размерность	Начальное значение	Конечное значение
23	$KI$	Параметр обратного внутреннего напряжения затвор-исток	1	1,25	14
24	$CIS$	Постоянная часть емкости $C_{gs}$	Ф	0	0,31055
25	$CFO$	Емкость затвор-сток при нулевом напряжении	Ф	0	0,3667
26	$KF$	Параметр обратного внутреннего напряжения затвор-сток	1	1,25	7

Значения функций ошибки  $E_{rr11}$ ,  $E_{rr21}$ ,  $E_{rr12}$ ,  $E_{rr22}$  при определении параметров  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{22}$  в диапазоне частот (0,4–3,0) ГГц показаны на рис. 4. Расчетный коэффициент передачи согласуется с экспериментальным значением в пределах ошибки 15 %.

Изложенная методика построения компьютерной модели транзистора на основе измеренных статических и  $S$ -параметров позволяет дополнять библиотеки средств САПР моделями отечественных транзисторов. Использование предложенного алгоритма позволит в кратчайшие сроки включать отечественную элементную базу в современные вычислительные средства и эффективно использовать САПР при решении задач разработки электронных устройств и систем.



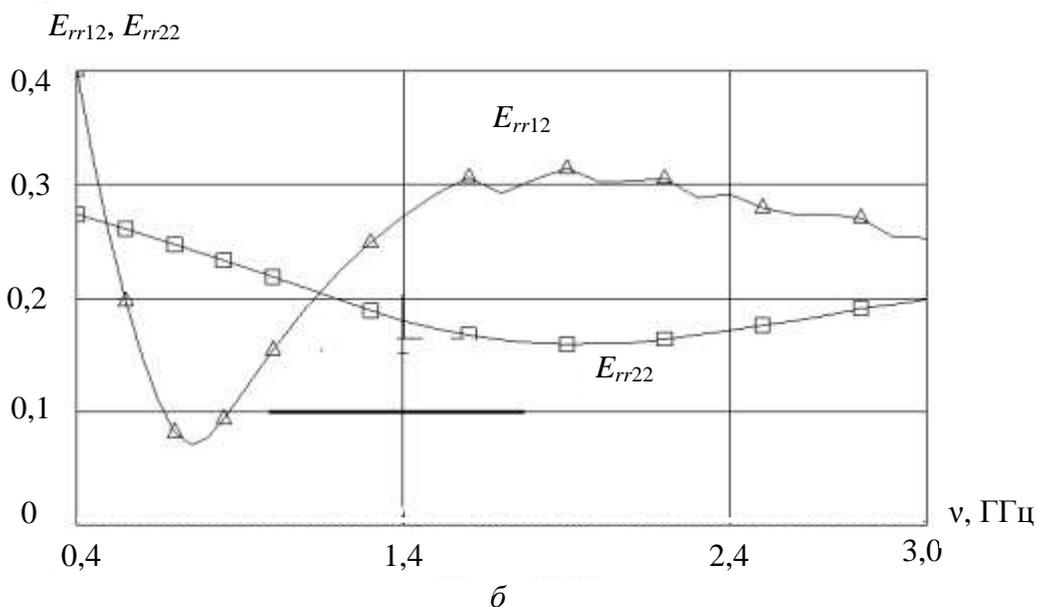


Рис. 4. Значения функции ошибки при решении задачи оптимизации параметров:  
 $E_{rr11}$  – ошибка при определении  $S_{11}$  ( $a$ );  $E_{rr21}$  – ошибка при определении  $S_{21}$  ( $a$ );  
 $E_{rr12}$  – ошибка при определении  $S_{12}$  ( $b$ );  $E_{rr22}$  – ошибка при определении  $S_{22}$  ( $b$ )

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1 Игнатъев А.А., Хвалин А.Л., Васильев А.В., Самолданов В.Н. Электродинамическое проектирование селективных усилителей с гетеромагнитным взаимодействием. // Проблемы защиты информации ограниченного доступа от утечки по техническим каналам. Материалы Всероссийской научно-практической конференции представителей органов по аттестации, аккредитованных в Системе сертификации Гостехкомиссии России и организаций-лицензиатов. г. Саратов, РАЦ «Тантал», 25–27 июня 2003 г., С. 129–135.

УДК 681.586.2/.78

#### МИКРОДАТЧИКИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ И МЕХАНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ (патентные исследования)

А.А. Игнатъев, С.П. Кудрявцева, М.Н. Куликов,  
Л.А. Романченко, Л.Л. Страхова

ОАО «НИИ-Тантал»  
Россия, 410040, Саратов, проспект 50-лет Октября, 110А

В статье представлены результаты патентных исследований, проведены систематизация и анализ патентов за период 2003–2008 годов по направлению: миниатюрные датчики магнитного поля и механических воздействий (перемещений, ускорений).

### **Microsensors of magnetic field and mechanical influences (patent researchings)**

**A.A. Ignatiev, S.P. Kudryavtseva, M.N. Kulikov, L.A. Romanchenko, L.L. Strahova**

The results of patent researchings, systematized and analysed on the period from 2003 to 2008 on the direction: miniature sensors of magnetic field and mechanical influences (movements, accelerations) are presented in the article.

Тенденция к расширению сфер применения магнитных датчиков привела к их проникновению в различные области науки и практической деятельности. Это стимулирует проведение работ по совершенствованию конструкций и улучшению характеристик датчиков и устройств на их основе. Последние годы особенно возросли интерес и требования к снижению масс-габаритных показателей и повышению чувствительности измерительных устройств. Имеется потребность в разработке сенсорных устройств, реагирующих не только на внешние магнитные поля, но одновременно и на механические воздействия (перемещения, ускорения) [1, 2].

Для выяснения уровня новейших разработок микродатчиков магнитного поля, перемещений и ускорений проведен поиск и систематизация патентов за период с 2003 года по 2008 год по журналам «Изобретения стран мира» и в *Internet*. Для анализа по данному направлению отобрано 22 патента [3–24].

Патентная информация по разработке сенсоров, предназначенных непосредственно для измерения внешних магнитных полей, представлена в 14 патентах [3–16].

В патенте Болгарии № 1079061 предлагается магниточувствительный сенсор, в котором частота выходного сигнала зависит от внешнего магнитного поля. Датчик с частотным выходом выполняется на полупроводниковой пластине смешенного типа проводимости, на одной из сторон которой два базовых контакта и симметрично расположенный эмиттер. Внешнее магнитное поле перпендикулярно поверхности пластины. Один из базовых контактов является центральным, а другой внешним. В зоне между эмиттером и внешним базовым контактом имеются четыре одинаковых омических контакта, расположенных симметрично и ориентированных друг относительно друга под углом 90 градусов. Оба базовых контакта и эмиттер соединены с источниками так, что полярности эмиттера и внешнего базового контакта одинаковы. Четыре омических контакта являются выходом датчика. Датчик имеет очень высокую магнитную чувствительность.

В патенте PCT (WO) № 2005013376 (JP № 2005049179) представлен полупроводниковый магнитный микродатчик, который имеет небольшую мощность, мало изменяющуюся со временем, высокую чувствительность и может выполняться на основе различных интегральных схем. Измерительное устройство выполнено на полупроводниковом магнитном

датчике, представляющем собой биполярную или *MOS*-транзисторную структуру. Область рекомбинации формируется в области базы структуры. Скорость рекомбинации неосновных носителей, инжектируемых в базу, варьируется силой Лоренца при воздействии внешнего магнитного поля, величина и направление которого определяются по изменению коллекторного тока. Если область рекомбинации представляет собой *p-n* переход, то скорость рекомбинации неосновных носителей может еще регулироваться напряжением.

В патенте ЕПВ № 0111698 (*US* № 4607271) запатентовано устройство для измерения магнитного поля, состоящее из полупроводникового датчика магнитного поля, например, магнитотранзистора, имеющего NiFe или NiCo пленки толщиной 500 Å и длиной 50 мкм, расположенные на поверхности полупроводника. Использование пленок с прямоугольной петлей гистерезиса сводит к нулю гистерезисные явления. Пленки располагаются непосредственно на чувствительной к полю зоне датчика так, что ось легкого намагничивания перпендикулярна направлению носителей тока датчика. Полупроводниковый сенсор магнитного поля определяет магнитную индукцию поля, возникающего в пленке. Чувствительность такого сенсора 10 В/Тл.

В патенте PCT (*WO*) № 2004113844 (*FR* № 2856474) предложен магнитный сенсор для определения места нахождения движущегося объекта вдоль направления перемещения. Принцип действия устройства основан на регистрации изменения магнитного потока, замыкающегося через объект и измерительный элемент.

В патенте PCT (*WO*) № 2006021858 представлен резонансный микродатчик магнитного поля генераторного типа, в котором выходным параметром является частота как функция внешнего магнитного поля, подлежащего определению. Чувствительный к магнитному полю элемент представляет собой интегральную полупроводниковую структуру *CMOS* (*complementary metal oxide semiconductor*), реализованную на кремниевой пластине.

Предметом изобретения в патенте США № 2004232913 является миниатюрный датчик магнитного поля, предназначенный для измерения двух компонент магнитного поля, содержащий кольцевой ферромагнитный сердечник, расположенный на полупроводниковом ЧИПе, катушку возбуждения и четыре элемента Холла. Такой предназначен для измерения слабых полей – от нескольких нТл до мТл, и может быть использован как компас для измерения магнитного поля Земли.

В патенте Японии № 2005 201775 запатентован резонансный магнитный сенсор и устройство для измерения магнитного поля на его основе. Целью изобретения является создание магнитного датчика,

простого в изготовлении, с малым потреблением мощности. Датчик содержит две тонкие ферромагнитные пленки, которые могут намагничиваться внешним магнитным полем, величина которого определяется по изменению резонансной частоты.

В патенте США № 2006039091 предлагается сенсор магнитного поля, представляющий собой мост из двух пар спин-волновых элементов. Спин-волновые пары формируются на отдельных металлических слоях.

В патенте Японии № 2004125778 решается проблема измерения трех компонент магнитного поля при одновременном уменьшении размеров датчика. Конструкция содержит два сенсорных ЧИПа: один ЧИП чувствителен к двум компонентам магнитного поля и второй ЧИП – к третьей компоненте магнитного поля

В патенте Японии № 2005249774 представлен магнитный сенсор на основе двух тонких магниторезистивных пленок, выходные сигналы с которых сдвинуты по фазе на 90 градусов.

В патенте США № 2005063106 предлагается магнитный датчик с магниторезистивным элементом спин-волнового типа, расположенным на подложке с магнитным слоем из магнитотвердой магнитной пленки. Магнитный слой формируется на слое из немагнитного материала. Магнитный слой состоит из CoCrPt сплава и имеет толщину от 800 до 900 Å. Немагнитный слой состоит из Cr или сплава Cr и имеет толщину от 2 до 10 нм. Конструкция позволяет легко изменять коэрцитивную силу и остаточную намагниченность магнитного слоя.

Изобретение, предложенное в патенте США № 2005068694, представляет собой многослойный пленочный магниторезистивный сенсор и способ его изготовления. Многослойная пленка состоит из свободного магнитного слоя, немагнитного слоя и ферромагнитного слоя. Ферромагнитный слой имеет три подслоя: нижний магнитный слой, средний немагнитный слой и верхний магнитный слой. Ферромагнитный слой имеет выступы, к которым прилегают по две пары антиферромагнитных слоев. Увеличение числа слоев позволяет повысить относительное изменение магнитосопротивления, а, следовательно, и чувствительность датчика.

В патенте Китая (CN) № 1603765 предложен сверхчувствительный миниатюрный пьезодатчик на основе многослойных магнитомягких пленок и способ его изготовления. Чувствительный элемент состоит из центрального медного слоя, на котором расположены магнитомягкие слои, и верхнего защитного слоя.

В патенте США № 2006038560 представлен магнитный датчик, предназначенный для определения изменений магнитного поля, вызванных движущимися магнитными объектами. Целью изобретения является упрощение конструкции датчика. Датчик содержит магнит и электронную схему (ЧИП), сформированную на магните.

Датчики перемещений и ускорений представлены в 8 патентах [17–24].

В патенте США № 2006043963 патентуется магнитный датчик перемещения, имеющий два чувствительных элемента, расположенных вдоль направления изменения магнитного поля. Из сигналов, снимаемых с чувствительных элементов, выделяется разностный сигнал в виде импульса. В качестве магнитных чувствительных элементов могут быть использованы элементы Холла. Когда выходной сигнал с магниточувствительного элемента достигает порогового значения, при котором генерируется импульс, определяется время изменения магнитного поля.

В патенте PCT № 2006025400 предметом изобретения является датчик положения и устройство на его основе. Чувствительным элементом является капсула эндоскопа, по изменению скорости движения которой, вызванной изменением величины магнитного поля, и определяют положение источника изменения магнитного поля.

В патенте Японии № 2005 065789 представлены магнитный трехосный датчик ускорения и устройство на его основе. В патенте решается проблема определения направления движения и ускорения тела с помощью миниатюрного устройства. Датчик содержит подвижный магнит, способный вибрировать в направлении оси цилиндра, и катушку, расположенную на наружной поверхности цилиндра. Выходным сигналом является электродвижущая сила катушки, преобразованная в цифровой сигнал.

Патент США № 2004158439 иллюстрирует изобретение, представляющее датчик магнитного поля и ускорения одновременно. Датчик содержит две подвижные структуры, способные перемещаться в одном направлении от неподвижно закрепленных двух электродов под воздействием внешнего магнитного поля или ускорения. Величина внешнего магнитного поля или ускорения определяется по изменению емкости между подвижными структурами и электродами соответственно.

В патентах США № 6683358, США № 2006048575, ЕПВ № 1635180, Кореи № 20080011645 патентуются немагнитные вибрационные датчики ускорения и положения. Принцип действия указанных устройств основывается на изменении емкости элементов схем и выходного напряжения под воздействием механических напряжений.

В патенте США № 6683358 представлен кремниевый интегральный акселерометр, изготовленный по микромеханической технологии, позволяющий определять компоненты ускорения по различным направлениям. Выходным параметром является электрическое напряжение.

В патенте США № 2006048575 предметом изобретения является вибрационный датчик ускорения и измерительное устройство на его

основе. Датчик ускорения содержит несколько вибрационных секций, каждая из которых имеет свои электроды и логическую схему для анализа выходных сигналов с отдельных секций.

В патенте ЕПВ № 1635180 рассматривается датчик ускорения вибрационного типа. Датчик имеет три неподвижных электрода и один подвижный – диафрагму. Ускорение определяется по изменению емкости между неподвижными электродами и диафрагмой.

В патенте Кореи № 20080011645 представлен микроэлектромеханический акселерометр (*MEMS*). Акселерометр содержит структуру и два датчика. Первый датчик предназначен для измерения ускорения вдоль оси параллельной плоскости основы, второй датчик – для измерения ускорения вдоль оси, перпендикулярной плоскости основы. Используется *MEMS*-технология. Акселерометр может включать стандартный набор: испытываемую массу, преобразователь перемещения и др.

Анализ проведенных патентных исследований показал, что в направлении создания миниатюрных высокочувствительных сенсорных устройств наиболее интенсивно ведется работа в США и Японии. Наибольшее количество патентов опубликовано в 2005 году.

Ведущими зарубежными фирмами являются: *Electricfil Automotive (FR)*; *Honeywell Int Inc (US)*; *Shiasaka Kenichi Yamacha Corp. (JP)*; *Sankyo Seiki Seisakusho KK (JP)*; *Matsushita Electric Ind Co Ltd (JP)*; *California Inst. of Techn. (US)*; *Alps Electric Co Ltd (US)*; *Denso Corp. (US)*; *Hitachi Cable (US)*; *Olympus Net KK (JP)*; *Asahi Kasei Kabushiki Kaisha (JP)*; *Hosiden Corp. (JP)*; *Kionix Inc (US)*.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Игнатъев А.А., Ляшенко А.В., Костяков В.А. и др.* Отечественные и зарубежные патенты по магнитометрическим датчикам и магнитометрам за 1994 – 2003 годы // Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Вып. 1: Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2004. С. 152–165.

2. *Кудрявцева С.П., Романченко Л.А., Страхова Л.Л. и др.* Анализ патентной информации характеристик магнитометрических датчиков из магниторезистивных и полупроводниковых материалов, датчиков генераторного типа, микрорезонаторных датчиков и магнитометров на их основе // Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. II и III науч.-техн. совещ. Вып. 2: Методы проектирования магнитоэлектронных устройств / Под ред. проф. А.А. Игнатъева. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2005. С. 175–191.

3. Пат. 107961 Болгарии, МПК<sup>7</sup> H 01 L43/00, H 01 L 43/06. Magnetic-sensitive sensor with frequency output. – № BG20030107961 20030702; заявл. 02.07.2003; опубл. 31.01.2005.

4. Пат. 2005013376 PCT, (2005049179 Япония), МПК<sup>7</sup> G01R 33/06, G01R 33/09, H01L 29/82, H01L 29/66. Semiconductor magnetic sensor and magnetism measuring

instrument using same. – № WO2004JP10967 20040730; заявл. 30.07.2004; опубл. 10.02.2005.

5. Пат. 0111698 ЕПВ, (4607271 США), МКИ<sup>3</sup> G01R 33/06, H01L 29/82, H01L 29/66, НКИ 357/27, 357/34, 357/35. Magnetic-field sensor. – № 83110843.6; заявл. 29.10.1983; опубл. 19.08.1986.

6. Пат. 2004113844 РСТ, (1634037 ЕПВ, 2856474 Франция), МПК<sup>7</sup> G 01 D 5/12. Magnetic sensor for determining the location of controlled magnetic leakages. – № WO/FR2004/001507; заявл. 17.06.2004; опубл. 29.12.2004.

7. Пат. 2006021858 РСТ, МПК<sup>7</sup> G 01 R 33/028. Resonator-based magnetic field sensor. – № WO/IB2005/002465; заявл. 24.08.2004; опубл. 02.03.2006.

8. Пат. 2004232913 США, МПК<sup>7</sup> G 01 R 33/05, G 01 R 33/04, НКИ 324/253, 324/258. Magnetic field sensor. – № 10/478.573; заявл. 25.05.2001; опубл. 25.11.2004.

9. Пат. 2005201775 Япония, МПК<sup>7</sup> G 01 N 13/22, G 01 R 33/038. Resonance type magnetic sensor and magnetic field detector using the same. – № JP20040008569 20040116; заявл. 16.01.2004; опубл. 28.07.2005.

10. Пат. 2006039091 США, (2004074855 РСТ), МПК<sup>7</sup> G01R 33/09, G01R 33/06, НКИ 360/324,1. No title available. – № USD2006; заявл. 20.10.2005; опубл. 23.02.2006.

11. Пат. 2004125778 Японии, МПК<sup>7</sup> H 01 L 23/50, H 01 L 43/02, H 01 L 43/00. Magnetic sensor and magnetic sensor unit. – № JP20030202106 20030725; заявл. 25.07.2003; опубл. 22.04.2004.

12. Пат. 2005249774 Японии, МПК<sup>7</sup> G 01 R 33/09, G 01 R 33/06, G 01 D 5/12, G 01 D 5/245. Magnetic sensor and its manufacturing method. – № JP20040267134 20040914; заявл. 02.02.2004; опубл. 15.09.2005.

13. Пат. 2005063106 США, МПК<sup>7</sup> G 11 B 5/127, G 11 B 5/33, НКИ 360/324.12. Magnetic sensor and manufacturing method therefor. – № 10/936.748; заявл. 09.09.2004; опубл. 24.03.2005.

14. Пат. 2005068694 США, МПК<sup>7</sup> G 11 B 5/33, G 11 B 5/127, НКИ 360/324.11. Magnetic sensor having antiferromagnetic layers and free magnetic layer and method for manufacturing magnetic sensor. – № 10/946.323; заявл. 26.09.2003; опубл. 31.03.2005.

15. Пат. 1603765 Китай, МПК<sup>7</sup> G 01 L 1/12, B 81 B 7/02. Soft-magnetic multilayer film force-sensitive sensor and preparation method thereof. – № 200410067583.6; заявл. 28.10.2004; опубл. 06.04.2005.

16. Пат. 2006038560 США, МПК<sup>7</sup> G 01 R 33/02, НКИ 324/252. Magnetic sensor device having components mounted on magnet. – № 11/199.229; заявл. 19.08.2004; опубл. 23.02.2006.

17. Пат. 2006043963 США, (2006064523 Японии), G 01 P 3/66, G 01 P 3/64, НКИ 324/179. Magnetic motion sensor. – № 11/210.104; заявл. 26.08.2004; опубл. 02.03.2006.

18. Пат. 2006025400 РСТ, МПК<sup>7</sup> A 61 B 1/00, A 61 B 5/07, A 61 B 1/60, A 61 B 5/07. Position sensor and introduction-into-subject system. – № WO2005JP15787 20050830; заявл. 30.08.2004; опубл. 09.03.2006.

19. Пат. 2005065789 Япония, МПК<sup>7</sup> A 61 B 5/11, G 01 P 15/11, G 06 M 7/00. Magnetic balance type triaxial acceleration sensor and body movement detector using the sensor. – № 2003-296703; заявл. 20.08.2003; опубл. 17.03.2005.

20. Пат. 2004158439 США, МПК<sup>7</sup> G 01 P 15/125, G 01 P 15/18, G 01 R 33/02, НКИ 702/190, 73/425, 73/514.332, 324/260. Magnetic field and acceleration sensor and method for simultaneously detecting magnetism and acceleration. – № 10/610.757; заявл. 10.12.2002; опубл. 12.08.2004.

21. Пат. 6683358 США, МПК<sup>7</sup> H01L 29/82, НКИ 257/417, 257/254, 257/254; 257/415; 257/419. Silicon integrated accelerometer. – № 09/554.241; заявл. 11.11.1997; опубл. 27.01.2004.

22. Пат. 2006048575 США, МПК<sup>7</sup> G 01 P 15/097, G 01 P 15/08, НКИ 73/514.29. Drop shock measurement system and acceleration sensor element used in the same. – № 11/268.193; заявл. 09.08.2001; опубл. 09.03.2006.

23. Пат. 1635180 ЕПВ, МПК<sup>7</sup> G01P 15/18, G01P 1/02, G01H 11/06. Acceleration sensor. – № 05019510.6; заявл. 08.09.2005; опубл. 15.03.2006.

24. Пат. 20080011645 Корея, МПК<sup>7</sup> G01P 15/125. A tri-axis accelerometer. – № KR20077017000 20070723; заявл. 22.11.2005; опубл. 05.02.2008.

УДК 621.373:52:621.372.412/.413

## **ЖИГ-ГЕНЕРАТОРЫ С МИКРОРЕЗОНАТОРАМИ НА ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ ПЛЕНОЧНЫХ СТРУКТУРАХ ФЕРРИТОВ (АНАЛИЗ ПАТЕНТНОЙ ДОКУМЕНТАЦИИ)**

**А.А. Игнатьев, Л.Л. Страхова, М.Н. Куликов,  
С.П. Кудрявцева, К.А. Сложеникин**

ОАО «НИИ-Тантал»

Россия, 410040, г. Саратов, Проспект 50-лет Октября, ОАО «НИИ-Тантал»

В статье обсуждаются результаты патентных исследований по разработке и улучшению характеристик транзисторных ЖИГ-генераторов с микрорезонаторами на эпитаксиальных пленочных структурах ферритов в УВЧ-, СВЧ- и КВЧ- диапазонах.

### **YIG-generators with microresonators in epitaxial ferrite film structures (the analysis of patent documentation)**

**A.A. Ignatiev, L.L. Strahova, M.N. Kulikov,  
S.P. Kudrijavceva, K.A. Slozenikin**

In article results of patent researches on development and improvement of characteristics transistor YIG-generators with microresonators on epitaxial ferrite film structures in UHF-, MWF- and ENF ranges are discussed.

В магнитоуправляемых транзисторных генераторах частота колебаний выходного сигнала управляется изменением индукции внешнего магнитного поля. В СВЧ-диапазоне часто используются схемы магнитоуправляемых генераторов с общей базой на биполярном транзисторе или с общим затвором на полевом транзисторе. В таких генераторах в качестве колебательной системы в цепи обратной связи применяют элемент связи с ферритовым микрорезонатором (ФМКР) в виде сферы или пленки. Микрорезонатор на ферромагнитном резонансе (ФМР) в СВЧ-диапазоне длин волн имеет ненагруженную добротность, величина которой может достигать сотен и тысяч при использовании монокристаллических ферритов, таких как железо-иттриевый гранат (ЖИГ). Управление магнитным полем параметрами генератора основано на том, что резонансная частота ФМКР зависит от величины индукции магнитного поля.

Предметом патентных исследований являются магнитоуправляемые транзисторные генераторы с ФМКР в виде ЖИГ-пленки.

В результате проведения патентных исследований по зарубежным источникам определены классификационные рубрики МКИ, МПК, НКИ; осуществлен поиск патентной документации по этим рубрикам в журналах «Изобретения стран мира», в *Internet*; проведены анализ и систематизация найденных патентов по магнитоуправляемым транзисторным генераторам в УВЧ-, СВЧ- и КВЧ-диапазонах на пленочных структурах, включая устройства на их основе. Для дальнейшего анализа отобраны по данной тематике 19 патентов.

Распределение патентов, касающихся усовершенствования ЖИГ-генераторов с ФМКР на пленочных структурах ферритов, по странам-заявителям представлено в таблице.

Таблица

**Распределение патентов по странам**

Страна	Япония	США	ЕПВ (EP)	Франция	Великобритания	РСТ (WO)
Кол-во патентов	7	4	5	1	1	1

Наибольшее количество патентов заявлено Японией (7 патентов).

Максимальное число патентов по этой тематике опубликовано в 1986–1990 годах. Однако в 2006 году снова появляются патенты, предметом исследования которых являются магнитоуправляемые транзисторные генераторы с микрорезонаторами на пленочных структурах ферритов.

Ведущими фирмами за рубежом по разработке магнитоуправляемых транзисторных генераторов с микрорезонаторами на пленочных структурах ферритов и устройств на их основе являются: *Sony Corporation (JP)*; *Mitsubishi Electric Corporation (JP)*; *Commissariat Energie atomique (FR)*; *Lockheed Aircraft Corporation (US)*; *Sivers IMA AB (SE)*.

Магнитотранзисторы на пленочных структурах ферритов и ЖИГ-сферах, а также сенсорные устройства на их основе предложены и исследуются в лаборатории магнитоэлектроники миллиметрового диапазона Саратовского государственного университета (Россия), КБ критических технологий ОАО «НИИ–Тантал», ОАО «Тантал» (Россия).

В патентах РСТ (WO) № 2006029649, ЕПВ (EP) № 0318306, US № 4626800, ЕПВ (EP) № 0320825, JP № 3178207, JP № 1140803, JP № 2301302, JP № 2288406, JP № 1157103 [1–9] рассмотрены пути улучшения характеристик управляемых магнитным полем высокочастотных транзисторных генераторов с микрорезонаторами на ЖИГ-пленках и обсуждены некоторые их преимущества по сравнению с генераторами на ЖИГ-сферах.

В патенте *WO* № 2006 029649 [1] предлагается настраиваемый генератор на параметрически возбужденном резонансе в ферромагнитной тонкой пленке. Так как параметрически возбужденный резонанс имеет значительно большую добротность  $Q$ , чем основной резонанс, достигается ультравысокая стабильность частоты. Микроволновый резонансный генератор состоит из:

- микроволнового резонатора, который включает ферромагнитную тонкопленочную пластину (кристалл ЖИГ в виде диска), **расположенную на микроволновой интегральной цепи такой, как полуволновый резонатор на полосковой линии;**

- устройства, создающего смещающее магнитное поле, которое прикладывается перпендикулярно к ферромагнитной тонкопленочной резонансной пластине;

- активного элемента для генерации, в качестве которого используется полевой транзистор на GaAs (GaAs *FET*);

- реактивного элемента обратной связи и нагрузки;

- общей положительной петли обратной связи между активным элементом и микрополосковым резонатором.

Добротность резонатора полосковой линии около 100 и его резонансная частота – 10,47 ГГц. Предлагаемый микроволновый настраиваемый магнитным полем генератор имеет предельно низкий фазовый шум.

В патенте *EP* № 0318306 [2] представлен настраиваемый транзисторный генератор с резонатором на тонкой ферромагнитной пленке. Настраиваемый генератор включает активный элемент, такой как GaAs полевой транзистор (*FET*), и тонкопленочный ферромагнитный ЖИГ-резонатор, соединенный с *FET* частью цепи обратной связи. Тонкопленочный ЖИГ-резонатор включает ЖИГ-диск и имеет смещающее магнитное поле, приложенное перпендикулярно к поверхности ЖИГ-диска, для установки резонансной частоты. Магнитное поле создается как постоянным магнитом для обеспечения постоянной компоненты поля, так и катушкой для обеспечения переменной компоненты поля. Резонансная частота стабилизирована *PLL* (*phase locked loop*), связанной с выходом генератора и с помощью обратной связи – с катушкой. Так как тонкопленочный настраиваемый ЖИГ-генератор имеет высокую величину добротности  $Q$ , то может быть достигнута высокая величина сигнала обратной связи.

Настраиваемый магнитным полем генератор с тонкопленочным ферритовым резонатором имеет преимущества по сравнению с генераторами, резонаторами которых являются ЖИГ-сферы, так как характеризуется более высокой скоростью перестройки частоты, низким потреблением энергии, малыми размерами. Сложность изготовления высококачественных ЖИГ-сфер делает массовое производство

магнитоуправляемых генераторов с ЖИГ-сферами трудоемким и дорогим и соответственно невыгодным для массовой аппаратуры связи. Предлагаемый в патенте тонкопленочный ЖИГ-генератор недорог и пригоден для массового производства. Представленный в патенте настраиваемый генератор предлагается использовать в качестве гетеродина в СВЧ (14 ГГц) аппаратуре связи и как СВЧ приемопередатчик для спутниковой связи.

В патенте *US* № 4626800 [3] рассматривается настраиваемый магнитным полем транзисторный генератор, который может быть использован в качестве гетеродина для настройки радиоприемника, телевизионного приемника, свип-генератора для спектроанализатора, а также в микроволновой измерительной аппаратуре. Генератор включает активный элемент, в качестве которого используется биполярный транзистор, резонатор, связанный с активным элементом, использующий явление ферромагнитного резонанса. Резонатор включает ферромагнитный кристалл, микрополосковую линию и магнитную систему, обеспечивающую постоянное магнитное поле на ферромагнитном кристалле. Ферромагнитный кристалл сформирован в виде тонкой ЖИГ-пленки (диска) методом тонкопленочной технологии и обработан таким образом, чтобы подавить все магнитостатические моды ферромагнитного резонатора, кроме одной. Предлагаемый настраиваемый генератор имеет однородные характеристики, простую конструкцию и малые размеры.

В патенте *EP* № 0320825 [4] описан настраиваемый генератор, который включает активный элемент для генерации, ферромагнитный резонаторный элемент, включенный в цепь обратной связи активного элемента, и согласующую цепь, связанную с активным элементом. Согласующая цепь предназначена для отражения основной волны, генерируемой активным элементом и ферромагнитным резонаторным элементом, и пропускания второй гармоники основной волны.

В качестве активного элемента настраиваемого генератора использован полевой транзистор (*FET*) на основе GaAs, основная частота которого 6,5 ГГц, а частота второй гармоники – 13 ГГц. Тонкопленочный ЖИГ-резонатор имеет структуру, подобную описанной в патенте *US* № 4626800, и выполнен в форме диска из тонкой ЖИГ-пленки на поверхности *GGG* (*gadolinium gallium garnet*) подложки. Диск из тонкой ЖИГ-пленки размещается на микрополосковой линии. GaAs *FET* имеет исток, связанный с микрополосковой линией и сток, связанный с импедансной согласующей цепью. Затвор GaAs *FET* заземлен через реактивность цепи обратной связи. Следовательно, настраиваемый тонкопленочный ЖИГ генератор этого изобретения является настраиваемым генератором с общим затвором с последовательной обратной связью.

Применение описанного в данном изобретении настраиваемого генератора дает ряд преимуществ. Используя вторую гармонику основной частоты, возможно снизить вдвое величину необходимого магнитного поля по сравнению со случаем использования основной гармоники для получения выходного сигнала той же частоты, при этом нагрузка согласующей цепи снижается вдвое. Крутизна настройки настроечной катушкой увеличивается вдвое, а ток, подаваемый к настроечной катушке, может быть снижен в два раза при той же ширине спектра. Кроме того, становится возможным получать более высокую частоту (выше 10 ГГц) без уменьшения зазора магнитной цепи, что позволяет легко устанавливать в нем резонатор. А также при генерировании высокой частоты (выше 10 ГГц) становится возможным использование биполярного транзистора с низким фазовым шумом вместо полевого транзистора.

Благодаря высокому значению добротности резонатора в виде тонкой ЖИГ-пленки, настраиваемый генератор имеет низкий уровень фазового шума и достаточно линейные настроечные характеристики.

Предлагаемый резонансный генератор на тонкой ЖИГ-пленке можно использовать в качестве локального генератора (гетеродина) в устройствах СВЧ-связи.

В патенте *JP* № 3178207 [5] предлагается способ уменьшения влияния температуры на частоту выходного сигнала генератора, настраиваемого магнитным полем, с микрорезонатором на тонкой ферритовой пленке. Патентуемое устройство состоит из двух настраиваемых магнитным полем генераторов с частотами выходных сигналов  $f_1$  и  $f_2$ , с одинаковым температурным уходом частоты и смесителя. В смесителе происходит смешивание сигналов первого и второго генераторов и формируется выходной сигнал частоты  $f$ , являющийся разностью частот  $f_1$  и  $f_2$ .

Таким способом температурный уход частоты сводится к минимуму в широком температурном интервале несмотря на то, что намагниченность насыщения ферромагнитной тонкой пленки резонатора и характеристики материала постоянного магнита зависят от температуры. В результате улучшается надежность устройства.

В патенте *JP* № 1140803 [6] предложен тонкопленочный магнитоуправляемый генератор, в котором магнитное поле, необходимое для перестройки частоты, создается постоянным магнитом и катушкой с током. Показано, что часть витков катушки с током может быть устранена и индуктивность катушки уменьшена. В результате увеличивается скорость настройки частоты, а размеры генератора могут быть минимизированы.

Целью изобретения, представленного в патенте *JP* № 2301302 [7], является расширение рабочей полосы генерируемых частот.

В патенте *JP* № 2288406 [8] для уменьшения размеров магнитоуправляемого генератора предлагается конструировать на одной плоскости тонкопленочный ферромагнитный резонатор, активный элемент, согласующую цепь и плоскую магнитную систему.

Патенты *US* № 4679015, *US* № 4847579, *FR* № 2602619, *JP* № 2013101, *JP* № 7321514 касаются усовершенствования конструкций микрорезонаторов на ЖИГ-пленках, используемых в магнитоуправляемых транзисторных генераторах.

Патент *US* № 4679015 [10] касается усовершенствования резонатора. Изобретение относится к резонатору на ферромагнитном резонансе в ферромагнитных тонких пленках, который может быть использован в перестраиваемых фильтрах в СВЧ интегральных схемах (*MIC*). Целью изобретения является улучшение характеристик ферромагнитного резонатора, работающего на высоких частотах и подходящего для использования в фильтре, имеющем широкую частотную полосу перестройки. Ферромагнитный резонатор содержит диэлектрическую подложку, ферромагнитный тонкопленочный элемент, созданный на главной поверхности подложки, полосковую линию, сформированную на другой поверхности подложки и электромагнитно связанную с ферромагнитным тонкопленочным элементом, проводящий экран с потенциалом земли, обращенный к полосковой линии и отдаленный на определенное расстояние, конец полосковой линии, присоединенный при помощи проводящего экрана к точке заземления, и источник смещающего магнитного поля, создающий постоянное магнитное поле перпендикулярно к главной поверхности ферромагнитной тонкой пленки. Такое устройство дает возможность резко уменьшить эффективную диэлектрическую постоянную линии передачи, в результате чего может быть получен фильтр с высокой центральной частотой (порядка 10 ГГц).

В патенте *US* № 4847579 [11] описан резонатор, в котором используется ферромагнитный резонанс в тонкой ЖИГ-пленке. Резонатор включает ферромагнитную тонкую ЖИГ-пленку и микрополосковую линию, связанную с этой пленкой. Смещающее магнитное поле приложено перпендикулярно к большей поверхности тонкой ЖИГ-пленки. Тонкая ЖИГ-пленка имеет форму диска. Микрополосковая линия предназначена для возбуждения высокочастотного магнитного поля с распределением, подобным распределению намагниченности однородного вида колебаний. В таком устройстве уменьшается влияние паразитных колебаний.

Изобретение, представленное в патенте *FR* № 2602619 [12], касается устройства на ферромагнитном резонансе, которое можно применять в микроволновом фильтре или микроволновом генераторе. В устройстве используется ферромагнитный резонанс в тонкой ЖИГ-пленке, находящейся в постоянном смещающем магнитном поле. Магнитное поле перпендикулярно к главной поверхности ЖИГ-пленки.

Обычно в устройствах на ферромагнитном резонансе, предназначенных для использования в микроволновом фильтре или микроволновом генераторе, использовался резонанс в телах сферической формы, изготовленных из монокристалла ЖИГ. Нижняя граница резонансной частоты ферромагнитного сферического резонатора с учетом поля размагничивания равна 1680 МГц для ЖИГ с намагниченностью насыщения 0,18 Тл.

Нижнюю границу резонансной частоты можно снизить, уменьшив намагниченность насыщения частичным замещением ионов  $\text{Fe}^{3+}$  в ЖИГ немагнитными ионами  $\text{Ga}^{3+}$ .

В предложенном патенте [12] показано, что лучший результат по понижению нижней границы резонансной частоты устройства можно получить, используя вместо ЖИГ-сферы тонкую ЖИГ-пленку, главная поверхность которой совмещена с кристаллической плоскостью 100 или с кристаллической плоскостью 111, обладающими уменьшенной константой одноосной анизотропии. Это позволяет снизить нижнюю границу резонансной частоты и получить фильтрующее устройство, имеющее широкий диапазон частот.

В патенте *JP* № 2013101 [13] предложена улучшенная конструкция ферромагнитного тонкопленочного резонатора, который может быть использован в генераторе, настраиваемом магнитным полем. В резонаторе смещающее магнитное поле постоянного тока перпендикулярно к поверхности ферромагнитной тонкой пленки. В качестве линии передачи использована микрополосковая линия, магнитно связанная с ферромагнитной тонкой пленкой. Торцевая грань ферромагнитной тонкой пленки сформирована перпендикулярно к ее главной поверхности. При такой конструкции микрорезонатора затруднено распространение спиновых волн и характеристики настраиваемого магнитным полем генератора улучшаются, а именно, увеличивается предельная мощность и снижается фазовый шум.

Ферромагнитный микрорезонатор с улучшенной конструкцией, использующий тонкую ЖИГ-пленку, предлагается в патенте *JP* № 7321514 [14]. Микрорезонатор может быть использован в полосно-пропускающем фильтре с широкой полосой частот (до нескольких ГГц). Он включает электромагнит с уменьшенной шириной воздушного зазора и микрополосковую линию, вблизи короткозамкнутой части которой расположена тонкая ЖИГ-пленка. В патентуемом устройстве удается снизить управляющий ток электромагнита и уменьшить его размеры.

В патенте *US* № 4547754 [15] представлен ферромагнитный резонатор, включающий диск из железо-иттриевого граната; магнит, создающий постоянное магнитное поле, перпендикулярное к поверхности диска и микрополосковую линию. Диск из ферромагнитного материала изготовлен так, что на одной его поверхности в определенном месте

расположена канавка, или так, чтобы его толщина в центральной части была меньше, чем на периферии. Такая конструкция позволяет свести к минимуму все магнитостатические виды колебаний кроме однородного вида колебаний.

Изобретение, представленное в патенте *EP* № 0157216 [16], относится к усовершенствованию ферромагнитного резонатора на тонкой ЖИГ-пленке, действующего в постоянном смещающем магнитном поле. Такой резонатор может быть использован в микроволновом фильтре. Ферромагнитный резонатор имеет резонансную частоту, зависящую от намагниченности насыщения пленки, а, следовательно, и от температурных характеристик намагниченности насыщения. В патенте предлагается изменять напряженность магнитного поля в зазоре магнитной системы на величину, пропорциональную температурным изменениям намагниченности насыщения ЖИГ, помещая в зазор дополнительную пластинку, изготовленную из материала ферримагнитной пленки. В этом случае резонансная частота ферромагнитного резонатора будет оставаться постоянной.

В патенте *EP* № 0208547 [17] предложено микроволновое устройство на тонкой ЖИГ-пленке, в которой ионы  $Fe^{3+}$  ЖИГ частично замещены немагнитными ионами. Это дает возможность получить микроволновое устройство с тонкой ЖИГ-пленкой с удовлетворительными температурными характеристиками. Патентуемое микроволновое устройство с ЖИГ-пленкой способно действовать стабильно в широком диапазоне рабочих частот и температур.

В патенте *EP* № 0196918 [18] предлагается конструкция ферромагнитного резонатора на ферримагнитной пленке, позволяющая повысить рабочую частоту до 10 ГГц.

Целью изобретения, представленного в патенте *GB* № 1085682 [19], является улучшение тонкопленочного сенсора магнитного поля, имеющего однодоменную тонкую пленку с одноосной анизотропией, с помощью которого могут быть определены величина и направление внешнего магнитного поля.

Таким образом, проведенные патентные исследования по зарубежным источникам показывают возрождение интереса к СВЧ-генераторам, частота которых управляется магнитным полем. Наиболее перспективными для таких генераторов оказываются резонаторы, использующие тонкие ферримагнитные пленки, применение которых обеспечивает высокие эксплуатационные параметры и простоту изготовления устройств с использованием современных микроэлектронных технологий.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Пат. 2006 029649 А1 РСТ, МПК<sup>7</sup> Н03В 5/18. Microwave oscillator tuned with a ferromagnetic thin film. – № РСТ/ЕР2004/010087; заявл.15.09.2004; опубл.23.03.2006.
2. Пат. 0318306 А2 ЕПВ, МКИ<sup>4</sup> Н03В 5/18. Tuned oscillators. – № 88311171.8; заявл. 25.11.1988; опубл.. 31.05.89
3. Пат. 4626800 США, МКИ<sup>4</sup> Н03В 5/18, НКИ 331/96, 331/107SL, 331/117D. YIG thin film tuned MIC oscillator. – № 740813; заявл. 03.06.1985; опубл. 02.12.1986.
4. Пат. 0320825А2 ЕПВ, МКИ<sup>4</sup> Н03В 5/18. YIG tuned oscillator. – № 88120660.1; заявл. 09.12.1988; опубл. 21.06.1989.
5. Пат. 3178207 Япония, МКИ<sup>4</sup> Н03В 5/18, Н03В 21/00. Tuning oscillator. – № JP1989 0318411; заявл. 06.12.1989; опубл. 02.08.1991.
6. Пат. 1140803 Япония, МКИ<sup>4</sup> Н01Р 1/217, Н01Р 7/00, Н03В 5/18, Н03L 7/099, Н01Р 1/20, Н03L 7/08. Tuning oscillator. – № JP19870299383; заявл. 27.11.1987; опубл. 02.06.1989.
7. Пат. 2301302 Япония, МКИ<sup>4</sup> Н03В 5/18. Tuning oscillator. – № JP19890121782; заявл. 16.05.1989; опубл. 13.12.1990.
8. Пат. 2288406 Япония, МКИ<sup>4</sup> Н03В 5/04, Н03В 5/18, Н03В 5/00. Oscillator. – № JP19890109707; заявл. 27.04.1989; опубл. 28.11.1990.
9. Пат. 1157103 Япония, МКИ<sup>4</sup> Н03В 5/18, Н03В 1/00, Н03В 19/00. Tuning oscillator. – № JP19870915650; заявл. 14.12.1987; опубл. 20.06.1989.
10. Пат. 4679015 США, МКИ<sup>4</sup> Н01Р 7/08, НКИ 333/219, 333/204, 333/24.1. Ferromagnetic resonator. – № 844984; заявл. 27.03.1986; опубл. 07.07.1987.
11. Пат. 4847579 США, МКИ<sup>4</sup> Н01Р 7/00, НКИ 331/219.2, 333/204. Ferromagnetic resonator. – № 109741; заявл. 19.11.1987; опубл. 11.07.1989.
12. Пат. 2602619 Франция, МКИ<sup>4</sup> Н03Н 9/00, Н03В 5/30. Dispositif a resonance ferromagnetique. – № FR19870009423; заявл. 02.06.1987; опубл. 12.02.1988.
13. Пат. 2013101 Япония, МКИ<sup>4</sup> Н01Р 1/218, Н01Р 7/00, Н03В 5/18, Н03Н 9/25, Н01Р 1/20, Н03Н 9/00. Ferrimagnetic thin film resonator element.– № JP19890163808 заявл. 30.06.1988; опубл. 17.01.1990.
14. Пат. 7321514 Япония, МКИ<sup>6</sup> Н01Р 1/217, Н01Р 7/00, Н03В 5/18, Н03D 7/00, Н03J 1/00, Н01Р 1/20. Ferromagnetic resonator. – № JP19940135064; заявл. 25.05.1994; опубл. 08.12.1995.
15. Пат. 4547754 США, МПК<sup>4</sup> Н01Р 1/215, Н01Р 1/20, Н01Р 7/08 .Ferromagnetic resonator. – № 557953; заявл. 05.12.1983; опубл. 15.11.1985.
16. Пат. 0157216 ЕПВ, МПК<sup>4</sup> Н01Р 1/218. Magnetic apparatus.– № 85102608.8; заявл. 07.03.1985; опубл. 09.10.1985.
17. Пат. 0208547 ЕПВ, МПК<sup>4</sup> Н01Р 1/218. YIG thin film microwave apparatus. – № 86305293.2; заявл. 09.07.1986; опубл. 14.01.1987.
18. Пат. 0196918 ЕПВ, МПК<sup>4</sup> Н01Р 1/218. Ferromagnetic resonators. – № 86302421.2; заявл. 01.04.1986; опубл. 08.10.1986.
19. Пат. 1085682 Англия, МКИ<sup>2</sup> G01R 33/02. Thin film magnetic field sensor. – № GB19660026554; заявл. 14.06.1966; опубл. 04.10.1967.

Научное издание

# ГЕТЕРОМАГНИТНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

*Сборник научных трудов*

ВЫПУСК 4

## **Гетеромагнитная микро- и наноэлектроника. Прикладные аспекты. Устройства различного назначения**

Под редакцией профессора *А.В. Ляшенко*

Редактор *В.А. Трушина*  
Редактор английского текста *Е.А. Игнатьева*  
Технический редактор *Л.В. Агальцова*  
Корректор *Е.Б. Крылова*  
Оригинал-макет подготовила *Н.И. Степанова*

---

Подписано в печать 15.09.2008. Формат 60×84 1/16.  
Бумага офсетная. Гарнитура Таймс. Печать офсетная.  
Усл. печ. л. 4,88 (5,25). Уч.-изд. л. 4,3.  
Тираж 100 экз. Заказ 119

---

Издательство Саратовского университета  
410012, Саратов, Астраханская, 83.  
Типография Издательства Саратовского университета  
410012, Саратов, Астраханская, 83.