

**«Инфокоммуникационные технологии»**

Периодический научно-технический и информационно-аналитический журнал  
Том 12, № 3, 2013

---

**Учредитель журнала:**

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (г. Самара)

**Соучредитель журнала:**

Академия телекоммуникаций и информатики (г. Самара)

**Редакционный совет**

Андреев В.А., д.т.н., профессор – председатель совета, главный редактор (ПГУТИ, г. Самара); Шорин В.П., академик РАН (СНЦ РАН, г. Самара); Зубарев Ю.Б., член-корреспондент РАН (РАН, г. Москва); Сойфер В.А., член-корреспондент РАН (СГАУ им. С.П. Королева, г. Самара); Бакалов В.П., д.т.н., профессор (СибГУТИ, г. Новосибирск); Бузов А.Л., д.т.н., профессор (СОНИИР, г. Самара); Васильев К.К., д.т.н., профессор (УлГТУ, г. Ульяновск); Виттих В.А., д.т.н., профессор (ИПУСС РАН, г. Самара); Воронин А.А., д.ф.-м.н., профессор (ВолГУ, г. Волгоград); Дмитриев В.Н., д.т.н., профессор (АсГУ, г. Астрахань); Лихтциндер Б.Я., д.т.н., профессор (АТИ, г. Самара), Лялин В.Е., д.т.н., профессор (ИжГТУ, г. Ижевск); Мостовой Я.А., д.т.н., профессор (ЦСКБ, г. Самара); Надеев А.Ф., д.ф.-м.н., профессор (КГТУ им. А.Н. Туполева, г. Казань); Султанов А.Х., д.т.н., профессор (УфГАТУ, г. Уфа); Цым А.Ю., д.т.н., с.н.с. (ЦНИИС, г. Москва), Червяков Н.И., д.т.н., профессор (СтавГУ, г. Ставрополь), Щербаков М.А., д.т.н., профессор (ПГУ г. Пенза).

**Редакционная коллегия**

Абрамов В. Е., д.филол.н., профессор; Андропова И.В., д.пол.н., профессор; Блатов И.А., д.ф.-м.н., профессор; Бурдин В.А., д.т.н., профессор – заместитель главного редактора; Васин Н.Н., д.т.н., профессор; Димов Э.М., д.т.н., профессор; Карташевский В.Г., д.т.н., профессор; Кораблин М.А., д.т.н., профессор; Кубанов В.П., д.т.н., профессор; Маслов О.Н., д.т.н., профессор – заместитель главного редактора; Николаев Б.И., д.т.н., профессор; Сподобаев Ю.М., д.т.н., профессор; Тяжев А.И., д.т.н., профессор.

**Ответственный секретарь:** Ольховая О.Н.

**Редактор номера:** Маслов О.Н.

**Компьютерный набор и верстка:** Сперанская С.А.

Материалы, полученные по e-mail, печатаются в авторской редакции.

**Адрес редакции и издателя журнала:**

443010, Россия, г. Самара, ул. Льва Толстого, 23. Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики. Телефон (846) 332-21-61. Факс (846) 333-58-56.

E-mail: redikt@psati.ru

Издается с 2003 г. Выходит 4 раза в год.

ПИ № 77-14381 от 17.01.2003 г. выдано Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовой информации.

*Решением ВАК Минобразования России журнал «Инфокоммуникационные технологии» включен в перечень ведущих научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные результаты диссертаций на соискание ученой степени доктора наук.*

© Инфокоммуникационные технологии, 2013.

Подписной индекс 46832 в каталоге ОАО Агентства «Роспечать».

---

## СОДЕРЖАНИЕ

### ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ТЕХНОЛОГИЙ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И СИГНАЛОВ

Кочеров Ю.Н., Червяков Н.И.	Групповой метод разделения секрета на основе применения двухступенчатой системы остаточных классов	4
Батенков К.А.	Обобщенное пространственно-матричное выражение энергии сигнала на выходе нелинейного модулятора	9
Абдрахманова Г.И., Багманов В.Х.	Моделирование СШП-импульса на основе производных Рэлея и генетического алгоритма	13

### ТЕХНОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Гаркуша С.В.	Модель распределения пропускной способности нисходящего канала связи технологии WiMAX с ограничением скорости передачи	18
Глушак Е.В., Росляков А.В.	Анализ гомогенной модели распределенного центра обслуживания вызовов	23
Буданов А.Н., Дмитриев В.М.	Виртуальные интерфейсы для цифровых систем передачи мультисервисного трафика	27

### ТЕХНОЛОГИИ КОМПЬЮТЕРНЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

Мостовой Я.А., Рахмаев Д.М.	К вопросу обнаружения вредоносных программ, использующих технологию CUDA	30
Кудрявцева Е.Н., Росляков А.В.	Базовые принципы и перспективы использования теории сетевого исчисления (Network Calculus)	34

### НОВЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Агрова К.Н., Димов Э.М., Пупышев А.А.	Анализ особенностей бизнес-процесса «Продвижение продукции посредством электронных рынков» в интересах имитационного моделирования	39
Маслов О.Н., Хабибуллин А.Р.	Повышение эффективности управления процессом планирования объемов услуг телекоммуникационной компании на основе анализа результатов статистического имитационного моделирования будущего спроса на услуги	43
Кузнецов А.А., Пермяков С.А.	Энтропийный подход к исследованию амплитудно-фазового сопряжения электрокардиосигнала	50



---

**ТЕХНОЛОГИИ РАДИОСВЯЗИ, РАДИОВЕЩАНИЯ И ТЕЛЕВИДЕНИЯ**

Калиновский Д.А., Карякин В.Л., Карякин Д.В.	Экспериментальное исследование цифрового ТВ вещания с удаленным доступом к оборудованию передающих центров	56
Балобанов А.В., Балобанов В.Г., Безруков В.Н.	Сжатие цифрового потока видеосигнала в телевизионном канале связи	60
Куксенко С.П., Салов В.К., Суровцев Р.С.	Использование блочного LU-разложения для ускорения вычисления временного отклика связанных линий передачи с учетом частотной зависимости диэлектрической проницаемости подложки	64
Косенко С.Г.	Разработка алгоритмов анализа и синтеза качества вещания для системы управления IPTV на базе технологии масштабируемого кодирования видео	69
Чириков Р.Ю.	Проектирование больших антенных решеток как задача оптимальной упаковки	77

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ И БЕЗОПАСНОСТЬ  
ОБОРУДОВАНИЯ**

Заседателева П.С., Маслов О.Н., Раков А.С., Силкин А.А.	Взаимодействие случайных антенн, размещенных в многоэтажном офисном здании	83
Цыганов А.А.	Акселерация составления профилей трехмерного векторного видео с помощью GPGPU	87
Алексеев А.П., Блатов И.А., Макаров М.И.	Оценка вероятности обнаружения мультимедиа-контейнеров при пространственно-временном распылении информации	91

**УПРАВЛЕНИЕ И ПОДГОТОВКА КАДРОВ ДЛЯ ОТРАСЛИ  
ИНФОКОММУНИКАЦИЙ**

Бикташев Р.А., Вашкевич Н.П.	Модели событийных недетерминированных автоматов для формального представления основных свойств систем управления параллельными процессами и ресурсами	95
---------------------------------	---	----

## ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ТЕХНОЛОГИЙ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И СИГНАЛОВ

УДК 681.3

### ГРУППОВОЙ МЕТОД РАЗДЕЛЕНИЯ СЕКРЕТА НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ДВУХСТУПЕНЧАТОЙ СИСТЕМЫ ОСТАТОЧНЫХ КЛАССОВ

*Кочеров Ю.Н., Червяков Н.И.*

В статье представлен новый метод порогового разделения секрета, который базируется на системе остаточных классов. Разработанный метод устойчив к внутренним атакам и обеспечивает относительно малые затраты аппаратной реализации.

**Ключевые слова:** пороговые криптосистемы, система остаточных классов.

Под схемами разделения секрета понимается способ распространения частей информации среди нескольких участников, каждому из которых достается своя доля информации, причем восстановить информацию можно, только имея все части секрета. Имея только одну или несколько частей секрета, восстановить информацию невозможно. Схемы, которым для восстановления секрета необходимо  $k$  из  $n$  частей секрета, называются пороговыми схемами.

Схемы с разделением секрета на части первоначально применялись для надежного хранения секретных ключей и обеспечения распределенного доступа к ресурсам. Также схемы разделения секрета используются в тех случаях, если нет доверия одному из участников передачи или хранения информации. В [1] показан один из способов компрометации пороговой схемы Шамира, который можно применить против любой линейной схемы разделения секрета. Данный способ является реализацией внутренней угрозы, в случае которой злоумышленник является одним из участников схемы обмена информацией. На этапе восстановления секрета злоумышленник предоставляет участнику ложную часть секрета, собирая правильные части и, следовательно, получает верный секрет. В общем случае некоторые участники  $P_i$  предоставляют ложную информацию вместо истинной информации  $f(x_i)$ .

Рассмотрим несколько видов атак, когда «злоумышленник» является одним из участников схемы обмена информации с разделением секрета:

- один из участников предоставляет ложную информацию, следовательно, секрет будет вос-

становлен неверно и определить, кто из участников предоставил неверную часть, невозможно;

- один из участников фальсифицирует запрос на восстановление секрета, когда остальные участники отправляют данные, он восстанавливает секрет;

- один из участников является злоумышленником, он предоставляет свою часть секрета, только узнав все остальные, он может вычислить и отправить свою долю информации, так что секрет восстановится верно и определить кто «злоумышленник» невозможно.

Отсутствие возможности предупреждения участников разделения секрета о некорректном восстановлении информации может привести к достижению злоумышленником поставленных целей:

- легальные участники восстановили неверный секрет;

- злоумышленник получил правильный секрет.

Для исключения возможности проведения подобных атак следует при восстановлении информации использовать алгоритмы проверки подлинности входных блоков, то есть проверить информацию на целостность. К таким алгоритмам можно отнести такие как:

- помехоустойчивое кодирование;
- использование хеш-функций;
- метод «циклического контрольного кода».

Рассмотрим подробнее эти алгоритмы. Главной задачей помехоустойчивого кодирования является обеспечения достоверности информации за счет использования в сети передачи данных устройств кодирования и декодирования. Достоверность обеспечивается путем введения в информацию избыточного кода по заданному алгоритму, то есть не все символы кодовой комбинации используются для передачи данных. Алгоритмы, обеспечивающие избыточность информации, называются избыточными или корректирующими.

Алгоритмы, использующие хеш-функции, основаны на преобразовании входного массива данных произвольной длины в массив данных фиксированной длины. Задача хеш-функции заключается в получении признака входного значения, по которому анализируются различные прообразы при решении обратной задачи. Частным случаем хеш-функции является контрольная сумма. Контрольной суммой называется значение, рассчитанное по входному набору данных с применением определенного алгоритма и используемое для проверки целостности данных для передачи и хранения.

Метод «циклического контрольного кода» широко используется в аппаратных устройствах для верификации входной и выходной информации, а также в программных продуктах для выявления ошибок при передаче данных по каналам связи. Этот метод основывается на понятии полинома, или многочлена. Каждый бит некоторого блока данных соответствует одному из коэффициентов двоичного полинома. У представленных методов аутентификации существует ряд недостатков. Например, во всех представленных методах равенство контрольных сумм и полученных значений не дает гарантии неизменности информации, так как существует множество массивов, имеющих одинаковое содержание, но дающих разные коды, так называемые коллизии. Также недостатком является необходимость хранения хеш-функций.

В представленных первом и третьем методах при известной контрольной сумме не составит труда «подобрать» данные, чтобы получилось корректное значение.

Для исключения выявленных недостатков можно использовать схемы с групповым разделением секрета. В таких схемах если один из абонентов является злоумышленником, то он сможет восстановить одну из  $n$  групп, но не сам секрет. Структурная схема с групповым разделением секрета представлена на рис. 1.

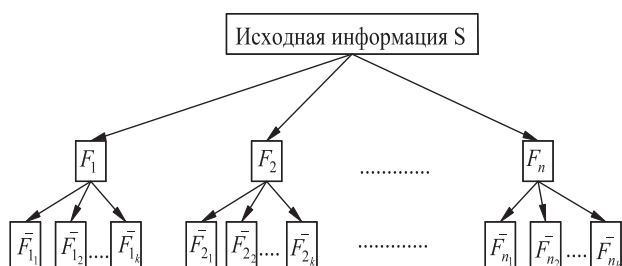


Рис. 1. Структурная схема группового разделения секрета

Работу схемы можно разделить на два следующих этапа.

1. Исходная информация  $S$  делится на  $n$  частей и распределяется среди лидеров групп  $F_1; F_2 \dots F_n$ .

2. Информация, принадлежащая лидеру каждой группы  $F_1; F_2 \dots F_n$ , разделяется на  $k$  частей и распределяется среди абонентов

$$(F_{1_1}; F_{1_2} \dots F_{1_k})(F_{2_1}; F_{2_2} \dots F_{2_k}) \dots (F_{n_1}; F_{n_2} \dots F_{n_k}).$$

Рассмотрим пример использования системы остаточных классов (СОК) для разделения и восстановления секрета [2-4].

Пример 1. Для простоты вычислений возьмем небольшие числа. Дан секрет  $S = 66$  и дана система оснований  $p_1 = 2, p_2 = 5, p_3 = 7$ . Рабочий диапазон будет равняться  $P' = p_1 p_2 p_3 = 2 \cdot 5 \cdot 7 = 70$ , добавим избыточный модуль  $p_4 = 13$ . Тогда полный диапазон будет равен  $P = p_1 p_2 p_3 p_4 = 2 \cdot 5 \cdot 7 \cdot 13 = 910$ . Так как рабочий диапазон состоит из трех оснований, а полный из четырех, то может быть реализована пороговая схема, в которой для восстановления секрета достаточно трех из четырех частей. Представим секрет в СОК по основаниям  $p_1, p_2, p_3$  и  $p_4$   $S = (0; 1; 3; 1)$ . Для преобразования из системы остаточных классов в позиционную систему счисления (СОК  $\rightarrow$  ПСС) можно использовать методы, основанные на китайской теореме об остатках, обобщенной полиадической системе счисления [3], или метод на основе совместного использования КТО и ОПСС [6].

Рассмотрим примеры восстановления секрета, используя эти методы.

Пример 2. При восстановлении числа из системы остаточных классов в позиционный код используется метод, основанный на китайской теореме об остатках, для реализации которого необходимо вычислить ортогональные базисы. Для этого рассчитываются величины  $P_i$ :

$$P_1 = \frac{P}{p_1} = \frac{910}{2} = 455; P_2 = \frac{P}{p_2} = \frac{910}{5} = 182;$$

$$P_3 = \frac{P}{p_3} = \frac{910}{7} = 130; P_4 = \frac{P}{p_4} = \frac{910}{13} = 70.$$

Ищем веса базисов:

- из  $455 \cdot m_1 = 1(\text{mod } 2)$  вычисляем  $m_1 \equiv 1$ ;
- из  $182 \cdot m_2 = 1(\text{mod } 5)$  вычисляем  $m_2 \equiv 3$ ;
- из  $130 \cdot m_3 = 1(\text{mod } 7)$  вычисляем  $m_3 \equiv 2$ ;
- из  $70 \cdot m_4 = 1(\text{mod } 13)$  вычисляем  $m_4 \equiv 8$ .

Далее вычислим сами базисы:

$$B_1 = m_1 \cdot P_1 = 1 \cdot 455 = 455;$$

$$B_2 = m_2 \cdot P_2 = 3 \cdot 182 = 546;$$

$$B_3 = m_3 \cdot P_3 = 2 \cdot 130 = 260;$$

$$B_4 = m_4 \cdot P_4 = 8 \cdot 70 = 560.$$

Имея значения базисов, вычислим  $A$ :

$$A = |\alpha_1 B_1 + \alpha_2 B_2 + \alpha_3 B_3 + \alpha_4 B_4|_p;$$

$$A = |0 \cdot 455 + 1 \cdot 546 + 3 \cdot 260 + 1 \cdot 560|_{910} =$$

$$= |1886|_{910} = 66.$$

Недостаток метода, основанного на китайской теореме об остатках, заключается в том, что для обратного преобразования требуется умножение и сложение больших чисел, а также операция взятия остатка по модулю большого числа.

Метод на базе полиадической системы счисления основывается на идее, что любое число может быть представлено в системе взаимно простых чисел  $p_1; p_2 \dots p_n$ , как [5]:

$$S = a_1 + a_2 p_1 + a_3 p_1 p_2 + \dots$$

$$+ a_{n-1} p_1 p_2 \dots p_{n-2} + a_n p_1 p_2 \dots p_{n-1}.$$

Значения  $a_n$  вычисляются следующим образом:

$$a_1 \equiv s_1 \pmod{p_1}; a_2 \equiv (s_2 - a_1) \tau_{12} \pmod{p_2};$$

$$a_3 \equiv ((s_3 - a_1) \tau_{13} - a_2) \tau_{23} \pmod{p_3};$$

$$a_n \equiv (\dots (s_n - a_1) \tau_{1n} - a_2) \tau_{2n} - \dots - a_{n-1}) \tau_{n-1n} \pmod{p_n}.$$

Константы  $\tau_{kj}$  можно записать как

$$\tau_{kj} = \left| \frac{1}{p_k} \right|_{p_j} \quad \text{где } 1 \leq k < j \leq n.$$

Подставив значения  $\tau_{kj}$  в предыдущие выражения, получим:

$$a_1 \equiv \alpha_1 \pmod{p_1};$$

$$a_2 \equiv ((p_1^{-1}) \pmod{p_2} \cdot (s_2 - a_1)) \pmod{p_2};$$

$$a_3 \equiv ((p_2^{-1}) \pmod{p_3} \cdot ((p_1^{-1}) \pmod{p_3} \times$$

$$\times (s_3 - a_1) - a_2)) \pmod{p_3};$$

$$a_4 \equiv ((p_3^{-1}) \pmod{p_4} \cdot ((p_2^{-1}) \pmod{p_4} \times$$

$$\times ((p_1^{-1}) \pmod{p_4} \cdot (s_4 - a_1) - a_2) - a_3)) \pmod{p_4}.$$

Пример 3. Восстановим секрет, используя полиадическую систему счисления, используя основания  $p_1, p_2, p_3$  и  $p_4$ .

Найдем константы  $\tau_{kj}$ :

$$\tau_{12} = \left| \frac{1}{2} \right|_5 = 3; \tau_{13} = \left| \frac{1}{2} \right|_7 = 4; \tau_{14} = \left| \frac{1}{2} \right|_{13} = 7;$$

$$\tau_{23} = \left| \frac{1}{5} \right|_7 = 3; \tau_{24} = \left| \frac{1}{5} \right|_{23} = 8; \tau_{34} = \left| \frac{1}{7} \right|_{13} = 2.$$

Найдем значения  $a_n$ :

$$a_1 = s_1 = 0;$$

$$a_2 = ((p_1^{-1}) \pmod{p_2} \cdot (s_2 - a_1)) \pmod{p_2} =$$

$$= (3 \cdot (1 - 0)) \pmod{5} = 3;$$

$$a_3 = ((p_2^{-1}) \pmod{p_3} \cdot ((p_1^{-1}) \pmod{p_3} \cdot (s_3 -$$

$$- a_1) - a_2)) \pmod{p_3} = (3 \cdot (4 \cdot (3 - 0) - 3)) \pmod{7} = 6;$$

$$a_4 = ((p_3^{-1}) \pmod{p_4} \cdot ((p_2^{-1}) \pmod{p_4} \cdot ((p_1^{-1}) \pmod{p_4} \times$$

$$\times (s_4 - a_1) - a_2) - a_3)) \pmod{p_4} =$$

$$= (2 \cdot (8 \cdot (7 \cdot (1 - 0) - 3) - 6)) \pmod{13} = 0.$$

Тогда

$$S = a_1 + a_2 p_1 + a_3 p_1 p_2 + a_4 p_1 p_2 p_3 =$$

$$= 0 + 3 \cdot 2 + 6 \cdot 2 \cdot 5 + 0 \cdot 2 \cdot 5 \cdot 7 = 66.$$

Рассмотрим метод совместного использования КТО и ОПСС. Для этого представим ортогональные базисы в ОПСС

$$B_i = B_{i1} + B_{i2} p_1 + B_{i3} p_1 p_2 + \dots + B_{in} p_1 p_2 \dots p_{n-1},$$

где  $B_{ij}$  коэффициенты ОПСС;  $i, j = 1; 2 \dots n$ .

Тогда коэффициенты ОПС рассчитываются следующим образом

$$X_{\text{ОПСС}} = \alpha_1 (b_{11}; b_{12} \dots b_{1n}) + \alpha_2 (b_{21}; b_{22} \dots b_{2n}) + \dots$$

$$+ \alpha_n (b_{n1}; b_{n2} \dots b_{nn}).$$

Секрет восстанавливается по формуле

$$S = a_1 + a_2 p_1 + a_3 p_1 p_2 + \dots + a_{n-1} p_1 p_2 \dots$$

$$\dots p_{n-2} + a_n p_1 p_2 \dots p_{n-1}.$$

Так как  $B_i \pmod{p_i} = 0, \forall j > i$ , то перед первым значащим разрядом будет  $i - 1$  нулей. Для удобства вычислений базисы можно представить

$$\text{в виде матрицы } \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1n} \\ 0 & b_{22} & \dots & \\ 0 & 0 & \dots & b_{nn} \end{bmatrix}.$$

Тогда

$$X_{\text{СОК}} \rightarrow \begin{bmatrix} |\alpha_1 b_{11}|_{p_1}^+ & |\alpha_1 b_{12}|_{p_2}^+ & \dots & |\alpha_1 b_{1n}|_{p_n}^+ \\ 0 & |\alpha_2 b_{22}|_{p_2}^+ & \dots & |\alpha_1 b_{2n}|_{p_n}^+ \\ 0 & 0 & \dots & |\alpha_1 b_{nn}|_{p_n}^+ \end{bmatrix}.$$

$$\text{При этом } a_i = \left| \sum_{\substack{i=1 \\ j=1}}^n \alpha_i b_{ij} \right|_{\text{mod } p_i}.$$

Пример 4. Рассмотрим пример восстановления секрета с применением метода совместного использования КТО и ОПСС. Значения базисов возьмем из примера 2. Представим базисы  $B_i$  в ОПСС, тогда  $b_{ij}$ :

$$\begin{aligned} b_{11} &= 1; & b_{12} &= 2; & b_{13} &= 3; & b_{15} &= 6; \\ b_{21} &= 0; & b_{22} &= 3; & b_{23} &= 5; & b_{25} &= 7; \\ b_{31} &= 0; & b_{32} &= 0; & b_{33} &= 5; & b_{35} &= 3; \\ b_{41} &= 0; & b_{42} &= 0; & b_{43} &= 0; & b_{45} &= 8. \end{aligned}$$

Тогда

$$X_{\text{СОК}} = \begin{bmatrix} |0 \cdot 1|_5^+ & |0 \cdot 2|_5^+ & |0 \cdot 3|_7^+ & |0 \cdot 6|_{13}^+ \\ 0 & |1 \cdot 3|_5^+ & |1 \cdot 5|_7^+ & |1 \cdot 7|_{13}^+ \\ 0 & 0 & |3 \cdot 5|_7^+ & |3 \cdot 3|_{13}^+ \\ 0 & 0 & 0 & |1 \cdot 8|_{13}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 5 & 7 \\ 0 & 0 & 1 & 11 \\ 0 & 0 & 0 & 8 \end{bmatrix};$$

$$a_1 = 0; a_2 = 3; a_3 = 6; a_4 = 0;$$

$$S = a_1 + a_2 p_1 + a_3 p_1 p_2 + a_4 p_1 p_2 p_3 = 0 + 3 \cdot 2 + 6 \cdot 2 \cdot 5 + 0 \cdot 2 \cdot 5 \cdot 7 = 66.$$

Рассмотрим эти методы с точки зрения реализации их на ПЛИС (программируемая логическая интегральная схема). Для эксперимента была выбрана отладочная плата Altera de2-70, оснащенная процессором Cyclone II EP2C70F896C6N, емкостью 68416 логических вентилях. Результаты эксперимента представлены в таблице 1.

Таблица 1. Сравнение методов преобразования СОК → ПСС

Методы преобразования	Используемые логические вентиля
Китайская теорема об остатках	43
Обобщенная полиадическая система	40
КТО и ОПСС	40

Из таблицы 1 видно, что использование обобщенной полиадической системы счисления для преобразования СОК → ПСС более целесообразно, так как необходимо меньшее количество логических вентилях.

Пример 5. Рассмотрим ситуацию, когда для восстановления секрета достаточно трех из четырех частей. Восстановим секрет, имея части по основаниям  $p_1, p_2$  и  $p_4$ :  $S = (0; 1; 1)$ .

Тогда

$$\begin{aligned} a_1 &= s_1 = 0; \\ a_2 &= ((p_1^{-1}) \text{ mod } p_2 \cdot (s_2 - a_1)) \text{ mod } p_2 = \\ &= (3 \cdot (1 - 0)) \text{ mod } 5 = 3; \\ a_3 &= ((p_2^{-1}) \text{ mod } p_4 \cdot ((p_1^{-1}) \text{ mod } p_4 \times \\ &\times (s_3 - a_1) - a_2)) \text{ mod } p_4 = \\ &= (8 \cdot (7 \cdot (1 - 0) - 3)) \text{ mod } 13 = 6; \\ S &= a_1 + a_2 p_1 + a_3 p_1 p_2 + a_4 p_1 p_2 p_3 = \\ &= 0 + 3 \cdot 2 + 6 \cdot 2 \cdot 5 = 66. \end{aligned}$$

Рассмотрим пример реализации схемы с групповым разделением секрета на основе системы остаточных классов [2-3] и атаки на нее.

Пример 6. Для уменьшения количества расчетов пример будет рассмотрен для одной группы. Дан секрет  $S = 6000$ , дана система оснований для «лидеров групп»  $p_1 = 17, p_2 = 19, p_3 = 23, p_4 = 29, p_5 = 31$  и дана система оснований для клиентов первой группы  $p_{1_1} = 2, p_{1_2} = 3, p_{1_3} = 5, p_{1_4} = 7, p_{1_5} = 11$ . Представим секрет  $S$  в системе остаточных классов по основаниям  $p_1, p_2, p_3, p_4$  и  $p_5$ :  $S = (16; 15; 20; 26; 17)$ , каждый остаток распределяется среди «лидеров групп». Тогда информация, принадлежащая лидерам групп, будет следующая:  $F_1 = 16, F_2 = 15, F_3 = 20, F_4 = 26, F_5 = 17$ . Далее информация каждой группы разделяется среди клиентов. Для основания  $p_1$  клиентами будут  $p_{1_1}, p_{1_2}, p_{1_3}, p_{1_4}, p_{1_5}$ , и тогда частями первой группы будут  $S_1 = (0; 1; 1; 2; 5)$  соответственно  $F_{1_1} = 0, F_{1_2} = 1, F_{1_3} = 1, F_{1_4} = 2, F_{1_5} = 5$ .

К основаниям СОК применимы следующие требования:

- размер рабочего диапазона  $P = \prod_{i=1}^n p_i$  должен удовлетворять следующему условию  $\prod_{i=1}^{n-1} p_i < S \leq P$ ;  
 - чем больше разряд каждого основания, тем меньше вероятность того, что злоумышленник сможет подобрать части секрета. Соответствен-



но, для разрядности основания 10 bit диапазон части секрета будет лежать  $[0; 2^{10}]$ .

Если при восстановлении секрета произойдет ошибка или одним из клиентов окажется злоумышленник, то ошибка может быть обнаружена и исключена.

Групповое разделение секрета имеет следующие преимущества по отношению к одноуровневым схемам:

- при взломе злоумышленником механизма аутентификации при восстановлении секрета, принадлежащего одной группе, ошибочным будет лишь секрет «лидера группы». Следовательно, при восстановлении всего секрета эта ошибка может быть обнаружена и группа или клиент могут быть исключены из работы схемы. Рассмотрим численный пример. Значения оснований СОК и значение секрета возьмем такие же, как и в предыдущем примере. Злоумышленник взломал алгоритм аутентификации и заменил  $\alpha_{i_1} = 0$  на  $\alpha_{i_1} = 1$ , тогда  $S_1 = (1; 1; 1; 2; 5)$ , и, следовательно, «лидер группы» восстановит неверный секрет и не будет знать об этом:

$\tilde{F}_1 = 1171$   $S = (1171; 15; 20; 26; 17)$ . Так как рабочий диапазон состоит из трех оснований, а полный из пяти, то ошибка может быть найдена и исправлена. Для обнаружения ошибочного основания вычислим проекции числа  $\tilde{F}_1$  по каждому из оснований, как показано в [7]:  $F_1 1 = 16$ ,  $F_1 2 = 401$ ,  $F_1 3 = 247$ ,  $F_1 4 = 181$ ,  $F_1 5 = 121$ . Все проекции кроме  $F_1 1 = 16$  больше рабочего диапазона,  $P = 30$ , следовательно ошибка – это цифра по основанию  $p_{i_1} = 0$ . Если ошибочных оснований больше, чем избыточных, то ошибка не может быть обнаружена «лидером группы» и секрет «лидера группы» будет также неверен. Тогда ошибка может быть обнаружена при восстановлении секрета. Алгоритм обнаружения ошибки при восстановлении секрета такой же, как и у «лидера группы»;

- при атаке на пороговую схему злоумышленником путем «прослушки» сети он сможет узнать только часть секрета, эта часть никакой информации о самом секрете нести не будет, следовательно, она будет для него бесполезна. Рассмотрим пример. Злоумышленник прослушивает сеть группы  $p_1$ , следовательно, он может узнать части только этой группы  $S_1 = (0; 1; 1; 2; 5)$ , и, восстановив информацию, он узнает только, что  $F_1 = 16$ , остальная информация ему будет недоступна;

- компрометация только части секрета подгруппы, а не всего секрета. Рассмотрим пример. Допустим, один из клиентов группы злоумыш-

ленник. При фальсификации запроса на восстановление секрета злоумышленником будут отправлены части, принадлежащие только той группе, в которой он находится. Следовательно, если в нашем примере злоумышленником окажется клиент,  $p_{i_1}$ , то он сможет получить только  $S_1 = (0; 1; 1; 2; 5)$ , восстановить только часть секрета, принадлежащего основанию,  $p_1 = 16$ , но сам секрет не будет ему доступен.

## Выводы

В статье представлен групповой метод разделения секрета на основе двухступенчатой системы остаточных классов. Показана его эффективность к атакам по отношению к одноуровневой схеме разделения секрета.

Представлены методы преобразования числа из системы остаточных классов, приведены примеры их реализации и приведен сравнительный анализ. Исследование выполнено при поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 13-07-00478-а.

## Литература

1. Tompa M., Woll H. How to share a secret with cheaters // Journal of Cryptology. Vol.1 (1988). – P. 133-138.
2. Червяков Н.И., Сахнюк П.А., Шапошников А.В. и др. Нейрокомпьютеры в остаточных классах. М.: Радиотехника, 2003. – 272 с.
3. Червяков Н.И., Евдокимов А.А. Галушкин А.И. и др. Применение искусственных нейронных сетей и систем остаточных классов в криптографии. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 280 с.
4. Червяков Н.И., Сахнюк П.А., Шапошников А.В., Ряднов С.А. Модулярные параллельные вычислительные структуры нейропроцессорных систем. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288 с.
5. Soderstrand M.A., Jenkins W.K., Jullien G.A., Taylor F.J. Residue Number System Arithmetic: Modern Applications in Digital Signal Processing // IEEE Press, New York, 1986. – P. 15-19.
6. Патент RU 2380751. Нейронная сеть с пороговой (k,t) структурой для преобразования остаточного кода в двоичный позиционный код // Червяков Н.И., Головкин А.Н., Лавриненко А.В. и др. Опубл. 30.05.2008.
7. Акушский И.Я., Юдицкий Д.М. Машинная арифметика в остаточных классах. М.: Сов. радио, 1968. – 440 с.



## GROUP MRTHOD OF SECRET SHARING ON THE BASIS OF APPLICATION OF TWO-STAGE RESIDUE NUMBER SYSTEM

Kocherov Y.N., Chervyakov N.I.

The article presents a new method of threshold secret sharing, which is based on a residue number system. The developed method is resistant to internal attacks, provides a relatively low cost hardware implementation.

**Keywords:** threshold cryptosystems, residue number system.

Кочеров Юрий Николаевич, аспирант Кафедры информационных систем, электропривода и автоматики Невинномысского технологического института – Филиала Северо-Кавказского федерального университета (СКФУ). Тел.: 8-865-543-55-08; 8-918-866-91-93. E-mail: kocherov\_yra@mail.ru

Червяков Николай Иванович, Заслуженный деятель науки и техники РФ, д.т.н., профессор Кафедры высшей алгебры и геометрии СКФУ. Тел. (8-865) 275-35-64. E-mail: k-fmf-primath@stavsu.ru

УДК 621.391.83

## ОБОБЩЕННОЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-МАТРИЧНОЕ ВЫРАЖЕНИЕ ЭНЕРГИИ СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ НЕЛИНЕЙНОГО МОДУЛЯТОРА

Батенков К.А.

Получено выражение энергии сигнала на выходе нелинейного модулятора. Доказано, что она однозначно определяется структурой модулятора и матрицами начальных моментов сигнала на его входе от первого до порядка, соответствующего удвоенной степени нелинейности модулятора.

**Ключевые слова:** нелинейный модулятор, энергия сигнала, пространственная матрица, плотность вероятности, разложение в ряд.

### Введение

Известна проблема введения энергетического ограничения на входы канала связи или выходы модулятора. Для операции демодуляции характерно стремление приблизить векторы на его выходе к исходным передаваемым векторам, что выливается в локализацию выходных сигналов вблизи области определения передаваемых сигналов. При этом степень локализации, определяющая точность воспроизведения информации, напрямую связана с соотношением между неопределенностью, вносимой каналом связи, и неопределенностью, обусловленной стохастической природой самой информации. Поскольку оператор модуляции позволяет формировать сигналы на его выходе в общем случае произвольным образом, то естественно, что оптимальное решение будет соответствовать произвольно большому разнесению между различными передаваемыми сигналами. Данное обстоятельство приводит к необходимости использования бесконечно большой мощности (энергии) для фор-

мирования сигналов на выходе модулятора, что приводит к невозможности реализации подобных преобразований на практике. В результате следует рассматривать дополнительное ограничение на мощность (энергию) передаваемых сигналов по каналу связи.

### Функциональная форма выражения энергии сигнала на выходе нелинейного модулятора

Энергию сигнала на выходе модулятора возможно представить в виде разности

$$E_x = \int \int \int \bar{x}^2 \omega_x(\bar{x}; t, \mathbf{r}) d\bar{x} dt d\mathbf{r} - \int \int M_x^2(t, \mathbf{r}) \int \omega_x(\bar{x}; t, \mathbf{r}) d\bar{x} dt d\mathbf{r}, \quad (1)$$

где  $\omega_x(\bar{x}; t, \mathbf{r})$  – одномерная плотность распределения вероятностей значений сигнала на выходе модулятора  $x(t, r)$ , задающая вероятностную меру в некоторой точке пространства  $\Gamma$  в определенный момент времени  $t$ ;  $M_x(t, \mathbf{r})$  – среднее значение сигнала на выходе модулятора определяется как первый начальный момент определенного сечения данного случайного поля  $x(t, r)$ :

$$M_x(t, \mathbf{r}) = \int \bar{x} \omega_x(\bar{x}; t, \mathbf{r}) d\bar{x}. \quad (2)$$

В соответствии с условием нормировки плотностей вероятности вычитаемое в (1) преобразуется в интеграл лишь по переменным времени

и пространственным координатам. Детерминированность разложения в обобщенный ряд Фурье выходного сигнала модулятора позволяет представить условную плотность его сечений по времени и пространственным координатам относительно сечений по множеству координатных функций  $\boldsymbol{\psi}(t, \mathbf{r}) = [\psi_0(t, \mathbf{r}), \psi_1(t, \mathbf{r}), \dots]^T$ , где  $T$  означает операцию транспонирования как дельта-функцию, а на основании формулы полной вероятности плотность распределения пространственно-временных сечений принимает форму

$$\omega_x(\bar{\mathbf{x}}; t, \mathbf{r}) = \int_{\bar{\mathbf{x}}} \delta[\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{x}}^T \boldsymbol{\psi}(t, \mathbf{r})] \omega_x(\bar{\mathbf{x}}) d\bar{\mathbf{x}}. \quad (3)$$

Для устранения неоднозначности обозначения плотности распределения выходного сигнала в виде пространственно-временных сечений  $\omega_x(\bar{\mathbf{x}}; t, \mathbf{r})$  дополнительно используют в качестве аргументов соответствующие координаты  $t$  и  $\mathbf{r}$ , а в форме коэффициентов разложения  $\omega_x(\bar{\mathbf{x}})$  – только случайные переменные  $\bar{\mathbf{x}}$ . В дальнейшем, если не возникает противоречий, указание на тип сечений не производится, в формулах же отсутствие аргументов с пространственными и временными координатами однозначно идентифицирует сечения как коэффициенты разложения. Математическое ожидание выходного сигнала модулятора имеет вид скалярного произведения бесконечных векторов:

$$M_x(t, \mathbf{r}) = \int_{\bar{\mathbf{x}}} \omega_x(\bar{\mathbf{x}}) \cdot \bar{\mathbf{x}}^T d\bar{\mathbf{x}} \cdot \boldsymbol{\psi}(t, \mathbf{r}). \quad (4)$$

Использование (3)-(4) и фильтрующего свойства дельта-функции в (1) преобразует энергию выходного сигнала модулятора в форму:

$$E_x = \int_t \int_{\mathbf{r}} \int_{\bar{\mathbf{x}}} \left\{ \bar{\mathbf{x}}^T \boldsymbol{\psi}(t, \mathbf{r}) \right\}^2 \omega_x(\bar{\mathbf{x}}) d\bar{\mathbf{x}} dt d\mathbf{r} - \int_t \int_{\mathbf{r}} \left\{ \int_{\bar{\mathbf{x}}} \omega_x(\bar{\mathbf{x}}) \cdot \bar{\mathbf{x}}^T d\bar{\mathbf{x}} \cdot \boldsymbol{\psi}(t, \mathbf{r}) \right\}^2 dt d\mathbf{r}. \quad (5)$$

Линейность операции интегрирования дает возможность представления формулы энергии в виде разности квадратичных форм:

$$E_x = \int_{\bar{\mathbf{x}}} \bar{\mathbf{x}}^T \left\{ \int_t \int_{\mathbf{r}} \boldsymbol{\psi}(t, \mathbf{r}) \boldsymbol{\psi}^T(t, \mathbf{r}) dt d\mathbf{r} \right\} \bar{\mathbf{x}} \omega_x(\bar{\mathbf{x}}) d\bar{\mathbf{x}} - \int_{\bar{\mathbf{x}}} \omega_x(\bar{\mathbf{x}}) \bar{\mathbf{x}}^T d\bar{\mathbf{x}} \left\{ \int_t \int_{\mathbf{r}} \boldsymbol{\psi}(t, \mathbf{r}) \boldsymbol{\psi}^T(t, \mathbf{r}) dt d\mathbf{r} \right\} \times \int_{\bar{\mathbf{x}}} \omega_x(\bar{\mathbf{x}}) \bar{\mathbf{x}} d\bar{\mathbf{x}}. \quad (6)$$

Поскольку полная система координатных функций  $\boldsymbol{\psi}(t, \mathbf{r})$  произвольна, то без потери общности она может быть выбрана ортонормированной:

$$\int_t \int_{\mathbf{r}} \boldsymbol{\psi}(t, \mathbf{r}) \boldsymbol{\psi}^T(t, \mathbf{r}) dt d\mathbf{r} = \mathbf{E}, \quad (7)$$

где  $\mathbf{E}$  – единичная матрица. В результате энергия выходного сигнала демодулятора определяется в виде разности сумм вторых начальных моментов коэффициентов разложения сигнала и квадратов первых, то есть сумм дисперсий коэффициентов разложения сигнала в системе координатных функций  $\boldsymbol{\psi}(t, \mathbf{r})$ :

$$E_x = \text{tr}(\mathbf{M}_{x,2}) - \mathbf{M}_{x,1}^T \mathbf{M}_{x,1}, \quad (8)$$

где  $\text{tr}(\mathbf{A})$  – след двумерной матрицы  $\mathbf{A}$ , являющийся, по сути, суммой ее диагональных элементов [1];  $\mathbf{M}_{x,i} = \left\{ M_{\bar{x}_{k_1}, \dots, \bar{x}_{k_i}} \right\}_{k_1, \dots, k_i = \overline{1, \infty}}$  –  $i$ -мерная матрица порядка  $\infty$  начальных моментов  $i$ -го порядка сигнала на выходе модулятора  $x$ , элементы которой определяются как математические ожидания соответствующих произведений [2]:

$$M_{\bar{x}_{k_1}, \dots, \bar{x}_{k_i}} = \int_{\bar{\mathbf{x}}} \omega_x(\bar{\mathbf{x}}) \prod_{j=1}^i \bar{x}_{k_j} d\bar{\mathbf{x}}. \quad (9)$$

Матрицу начальных моментов можно представить в виде

$$\mathbf{M}_{x,i} = \int_{\bar{\mathbf{x}}} \bar{\mathbf{x}}^i \omega_x(\bar{\mathbf{x}}) d\bar{\mathbf{x}}, \quad (10)$$

где  $\bar{\mathbf{x}}^i = \underbrace{\bar{\mathbf{x}} \times \dots \times \bar{\mathbf{x}}}_i$  –  $i$ -кратное прямое (декартово) произведение векторов  $\bar{\mathbf{x}}$  [3-4], задающее

пространственную матрицу со всевозможными комбинациями элементов, входящих в данные векторы, то есть для произвольных пространственных матриц  $\mathbf{A} = \{A_{k_1, \dots, k_a}\}$  и  $\mathbf{B} = \{B_{k_1, \dots, k_b}\}$  их прямое произведение формирует матрицу  $\mathbf{A} \times \mathbf{B} = \{A_{k_1, \dots, k_a} B_{k_{a+1}, \dots, k_{a+b}}\}$ , размерность которой равна сумме размерностей исходных матриц  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}$ .

В дальнейшем для устранения неоднозначности в описании прямого произведения и произведения двумерных матриц для двумерных матриц символ « $\times$ » используется только при переносе формулы с одной строки на другую, о чем обязательно упоминается по тексту. Тип операции возведения в степень оговаривается непосредственно до или после первого применения этой операции в выражении и последующих его мо-

дификаций. Для векторов и многомерных матриц (размерности большей двух) возведение в степень всегда соответствует кратному прямому произведению.

**Матричная форма выражения энергии сигнала на выходе нелинейного модулятора**

Коэффициенты разложения базисных функций модуляции целесообразно представить в виде  $(i + 1)$ -мерной матрицы переменного порядка  $\Phi_i = \{\varphi_{k_1, \dots, k_i, j}\}_{k_1, \dots, k_i=1, N, j=1, \infty}$ , у которой только элементы с неубывающими индексами, за исключением последнего, могут быть отличны от нуля, то есть  $\varphi_{k_1, \dots, k_i, j} = 0 \mid \exists k_l < k_{l'}, l < l', l, l' = 1, i$ . Соответственно, размер (порядок) матрицы  $\Phi_i$  есть  $\Phi_i$  есть  $\frac{N \times \dots \times N \times \infty}{i}$ . Тогда бесконечномерная плотность распределения вероятности сигнала на выходе модулятора имеет вид

$$\omega_x(\bar{x}) = \int \delta\left(\bar{x} - \sum_{i=1}^{N_a} \Phi_i \{1, \dots, i\} \mathbf{x}\right) \omega_x(\mathbf{x}) d\mathbf{x}, \quad (11)$$

где введено упрощенное описание произведения пространственной матрицы  $\Phi_i$  на вектор  $\mathbf{x}$ :

$$\Phi_i \{1, \dots, i\} \mathbf{x} = \sum_{k_1=1}^N \sum_{k_2=k_1}^N \dots \sum_{k_i=k_{i-1}}^N \left\{ \prod_{j=1}^i x_{k_j} \right\} \Phi_{k_1, \dots, k_i}. \quad (12)$$

Одномерная же плотность вероятности сигнала на выходе модулятора задается в форме

$$\omega_x(\bar{x}_k) = \int \delta\left(\bar{x}_k - \sum_{i=1}^{N_a} \Phi_{i,k} \{1, \dots, i\} \mathbf{x}\right) \omega_x(\mathbf{x}) d\mathbf{x}, \quad (13)$$

где  $\Phi_{i,k} = \{\varphi_{k_1, \dots, k_i, k}\}_{k_1, \dots, k_i=1, N}$ ,  $k = \overline{1, \infty}$  – сечение ориентации к  $(i + 1)$ -мерной матрицы  $\Phi_i$ , по сути являющееся совокупностью элементов матрицы  $\Phi_i$  при фиксированном значении последнего индекса  $k$ , то есть  $i$ -мерной матрицей.

Математическое ожидание сигнала на выходе модулятора определяется как

$$\mathbf{M}_{x,1} = \int \bar{\mathbf{x}} \int \delta\left(\bar{\mathbf{x}} - \sum_{i=1}^{N_a} \Phi_i \{1, \dots, i\} \mathbf{x}\right) \omega_x(\mathbf{x}) d\mathbf{x} d\bar{\mathbf{x}}. \quad (14)$$

Учитывая фильтрующее свойство дельта-функции, внешний интеграл сокращается, а линейность суммирования и интегрирования приводит к следующему виду математического ожидания сигнала на выходе модулятора:

$$\mathbf{M}_{x,1} = \sum_{i=1}^{N_a} \int \Phi_i \{1, \dots, i\} \mathbf{x} \cdot \omega_x(\mathbf{x}) d\mathbf{x}. \quad (15)$$

Нелинейность оператора модуляции позволяет представить (15) в форме сумм произведения пространственных матриц:

$$\mathbf{M}_{x,1} = \sum_{i=1}^{N_a} \Phi_i \{1, \dots, i \mid 1, \dots, i\} \mathbf{M}_{x,i}, \quad (16)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{A} \{l_a, \dots, l_a \mid l_b, \dots, l_b\} \mathbf{B} = \\ = \left\{ \sum_{k_{l_a}} \dots \sum_{k_{l_a'}} A_{k_1, \dots, k_{l_a}, \dots, k_{l_a'}, \dots, k_{n_a}} \times \right. \\ \left. \times B_{k_{n_a+1}, \dots, k_{n_a+l_b-1}, k_{l_a}, k_{n_a+l_b+1}, \dots, k_{n_a+l_b-1}, k_{l_a'}, k_{n_a+l_b'+1}, \dots, k_{n_a+n_b}} \right\} - \end{aligned} \quad (17)$$

произведение  $n_a$ -мерной матрицы  $\mathbf{A} = \{A_{k_1, \dots, k_{n_a}}\}$  на  $n_b$ -мерную  $\mathbf{B} = \{B_{k_1, \dots, k_{n_b}}\}$  одинакового порядка по индексам  $\overline{l_a, \dots, l_a} = \overline{1, n_a}$  у первой матрицы  $\mathbf{A}$  и  $\overline{l_b, \dots, l_b} = \overline{1, n_b}$  у второй  $\mathbf{B}$ , результатом данной операции является матрица с размерностью, равной сумме размерностей исходных матриц за вычетом числа индексов, по которым осуществляется произведение для одной из матриц;  $\mathbf{M}_{x,i} = \{M_{x_{k_1}, \dots, x_{k_i}}\}_{k_1, \dots, k_i=1, N}$  –  $i$ -мерная матрица порядка  $N$  начальных моментов  $i$ -го порядка сигнала на входе модулятора  $\mathbf{x}$ , элементы которой аналогично (9) определяются как математические ожидания соответствующих произведений [2]:

$$M_{x_{k_1}, \dots, x_{k_i}} = \int \omega_x(\mathbf{x}) \prod_{j=1}^i x_{k_j} d\mathbf{x}. \quad (18)$$

Соответственно, саму матрицу начальных моментов возможно представить в виде, аналогичном (10):

$$\mathbf{M}_{x,i} = \int \mathbf{x}^i \omega_x(\mathbf{x}) d\mathbf{x}. \quad (19)$$

Для произвольных пространственных матриц  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$  и  $\mathbf{C}$  возможно показать выполнимость аналога ассоциативного свойства:

$$(\mathbf{A} \{k_1 \mid k_2\} \mathbf{B}) \{k_3 \mid k_4\} \mathbf{C} =$$

$$= \begin{cases} \left[ (\mathbf{A} \{k_3 | k_4\} \mathbf{C}) \{k_1 - 1 | k_2\} \mathbf{B} \right]^{(\dim \mathbf{A} - 1, \dots, \dim \mathbf{A} + \dim \mathbf{C} - 3)}, \\ k_3 < \dim \mathbf{A}, \quad k_3 < k_1, \\ \left[ (\mathbf{A} \{k_3 + 1 | k_4\} \mathbf{C}) \{k_1 | k_2\} \mathbf{B} \right]^{(\dim \mathbf{A} - 1, \dots, \dim \mathbf{A} + \dim \mathbf{C} - 3)}, \\ k_3 < \dim \mathbf{A}, \quad k_3 \geq k_1, \\ \mathbf{A} \{k_1 | k_2 - 1\} (\mathbf{B} \{k_3 - \dim \mathbf{A} + 1 | k_4\} \mathbf{C}), \\ k_3 \geq \dim \mathbf{A}, \quad k_3 - \dim \mathbf{A} + 1 < k_2, \\ \mathbf{A} \{k_1 | k_2\} (\mathbf{B} \{k_3 - \dim \mathbf{A} + 2 | k_4\} \mathbf{C}), \\ k_3 \geq \dim \mathbf{A}, \quad k_3 - \dim \mathbf{A} + 1 \geq k_2, \end{cases} \quad (20)$$

где  $\dim \mathbf{A}$  – размерность произвольной матрицы  $\mathbf{A}$ ;  $\mathbf{A}^{(k_{i_1}, \dots, k_{i_n})}$  – оператор транспонирования пространственной матрицы  $\mathbf{A} = \{A_{k_1, \dots, k_{\dim \mathbf{A}}}\}$  соответственно перестановке индексов  $k_{i_1}, \dots, k_{i_n}$  на последние позиции, то есть

$$\mathbf{A}^{(k_{i_1}, \dots, k_{i_n})} = \{A_{k_1, \dots, k_{i_1-1}, k_{i_n+1}, \dots, k_{\dim \mathbf{A}}, k_{i_1}, \dots, k_{i_n}}\}, \quad (21)$$

$$n \leq \dim \mathbf{A}.$$

Следует отметить, что если  $\mathbf{C}$  является вектором ( $\dim \mathbf{C} = 1$ ), то в (20) для  $k_3 < \dim \mathbf{A}$  операция транспонирования не выполняется, так как единственное измерение  $\mathbf{C}$  сокращается при выполнении пространственного произведения. Кроме того, справедливо и дистрибутивное свойство

$$\mathbf{A} \{k_1 | k_2\} (\mathbf{B} + \mathbf{C}) = \mathbf{A} \{k_1 | k_2\} \mathbf{B} + \mathbf{A} \{k_1 | k_2\} \mathbf{C}. \quad (22)$$

Для двумерных матриц  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}$  справедливы следующие тождества:

$$\mathbf{A} \{2 | 1\} \mathbf{B} = \mathbf{A} \mathbf{B}, \quad (23)$$

$$\mathbf{A} \{1 | 1\} \mathbf{B} = \mathbf{A}^T \mathbf{B}, \quad (24)$$

$$\mathbf{A} \{1, 2 | 1, 2\} \mathbf{B} = \text{tr}(\mathbf{A} \mathbf{B}), \quad (25)$$

для одномерного случая векторов  $\mathbf{a}$  и  $\mathbf{b}$ :

$$\mathbf{a} \{1 | 1\} \mathbf{b} = \mathbf{a} \{1\} \mathbf{b} = \mathbf{a}^T \mathbf{b}, \quad (26)$$

а для одномерного вектора  $\mathbf{a}$  и двумерной матрицы  $\mathbf{A}$ :

$$\mathbf{A} \{2 | 1\} \mathbf{a} = \mathbf{A} \{2\} \mathbf{a} = \mathbf{A} \mathbf{a}, \quad (27)$$

$$\mathbf{A} \{1 | 1\} \mathbf{a} = \mathbf{A} \{1\} \mathbf{a} = \mathbf{A}^T \mathbf{a}. \quad (28)$$

Для операции транспонирования двумерной матрицы  $\mathbf{A}$  выполняются следующие равенства:

$$\mathbf{A}^{(1)} = \mathbf{A}^{(2,1)} = \mathbf{A}^T, \quad (29)$$

$$\mathbf{A}^{(2)} = \mathbf{A}^{(1,2)} = \mathbf{A}. \quad (30)$$

Операция же транспонирования, примененная к некоторому вектор-столбцу  $\mathbf{a} = \{a_k\}$ , по сути, преобразует его в матрицу  $\mathbf{A} = \{A_{1,k}\}$  с одной строкой, число столбцов которой соответствует числу элементов вектора  $\mathbf{a}$ :

$$\mathbf{a}^{(1)} = \{a_k\}^{(1)} = \{A_{1,k}\} = \mathbf{a}^T. \quad (31)$$

Отсюда следует, что пространственное произведение оказывается частным случаем (17) при условии одномерности матрицы, на которую производится умножение. Таким образом, вектор математических ожиданий сигнала на выходе модулятора  $\mathbf{M}_{x,1}$  полностью определяется структурой модулятора  $\Phi_i$ ,  $i = \overline{1, N_a}$  и матрицами начальных моментов сигнала на его входе  $\mathbf{M}_{x,i}$  от первого до порядка, соответствующего степени нелинейности модулятора  $N_a$ .

Сумма начальных моментов второго порядка сигнала на выходе модулятора  $\text{tr} \mathbf{M}_{x,2}$  вычисляется как

$$\text{tr} \mathbf{M}_{x,2} = \int_{\bar{\mathbf{x}}} \bar{\mathbf{x}}^T \bar{\mathbf{x}} \int_{\mathbf{x}} \delta \left( \bar{\mathbf{x}} - \sum_{i=1}^{N_a} \Phi_i \{1, \dots, i\} \mathbf{x} \right) \omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x}) d\mathbf{x} d\bar{\mathbf{x}}. \quad (32)$$

Применение фильтрующего свойства дельта-функции позволяет сократить внешний интеграл, а линейность операций интегрирования и суммирования преобразует (32) к виду

$$\text{tr} \mathbf{M}_{x,2} = \sum_{i=1}^{N_a} \sum_{j=1}^{N_a} (\Phi_i \{i+1 | j+1\} \Phi_j) \{1, \dots, i+j | 1, \dots, i+j\} \mathbf{M}_{x,i+j}. \quad (33)$$

Аналогичным образом получается вычитаемое в формуле энергии выходного сигнала модулятора (8) на основе (16):

$$\mathbf{M}_{x,1}^T \mathbf{M}_{x,1} = \sum_{i=1}^{N_a} \sum_{j=1}^{N_a} (\Phi_i \{1, \dots, i | 1, \dots, i\} \mathbf{M}_{x,i}) \{1 | 1\} (\Phi_j \{1, \dots, j | 1, \dots, j\} \mathbf{M}_{x,j}). \quad (34)$$

Аналог ассоциативного свойства и скалярность (8) приводит к следующему результату:

$$\mathbf{M}_{x,1}^T \mathbf{M}_{x,1} = \sum_{i=1}^{N_a} \sum_{j=1}^{N_a} (\Phi_i \{i+1 | j+1\} \Phi_j) \{1, \dots, i+j | 1, \dots, i+j\} (\mathbf{M}_{x,i} \mathbf{M}_{x,j}). \quad (35)$$

Подстановка (33) и (35) в (8) и использование свойства дистрибутивности трансформирует вы-

ражение для энергии выходного сигнала модулятора к виду:

$$E_x = \sum_{i=1}^{N_a} \sum_{j=1}^{N_a} (\Phi_i \{i+1|j+1\} \Phi_j) \{1, \dots, i+j|1, \dots, i+j\} (\mathbf{M}_{x,i+j} - \mathbf{M}_{x,i} \mathbf{M}_{x,j}). \quad (36)$$

### Заключение

В работе получено общее выражение для энергии сигнала на выходе модулятора в виде пространственно-матричного произведения. Доказано, что энергия сигнала на выходе модулятора однозначно определяется структурой модулятора  $\Phi_i$ ,  $i = 1, N_a$  и матрицами начальных моментов сигнала на его входе  $\mathbf{M}_{x,i}$  от первого до порядка,

соответствующего удвоенной степени нелинейности модулятора  $N_a$ .

### Литература

1. Магнус Я.Р., Нейдеккер Х. Матричное дифференциальное исчисление с приложениями к статистике и эконометрике. Пер. с англ. М.: Физматлит, 2002. – 496 с.
2. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устойчивых систем. М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
3. Корн Г., Корн К. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: 1970. – 720 с.
4. Морозова В.Д. Введение в анализ. М.: Изд. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 1996. – 408 с.

## GENERALIZED SPATIALLY MATRIX REPRESENTATION OF SIGNAL POWER AT NONLINEAR MODULATOR OUTPUT

Batenkov K.A.

Representation of signal power at nonlinear modulator output is deduced. It is proved that signal power is explicitly evaluated modulation construction and ordinary moment matrixes of signal at its output from first order to double modulator nonlinearity scale order.

**Keywords:** nonlinear modulator, signal power, spatially matrix, probability coefficient, series expansion..

Батенков Кирилл Александрович, к.т.н., докторант Академии ФСО России. E-mail: pus-tur@yandex.ru

УДК 629.783

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СШП-ИМПУЛЬСА НА ОСНОВЕ ПРОИЗВОДНЫХ РЭЛЕЯ И ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА

Абдрахманова Г.И., Багманов В.Х.

В статье рассмотрена задача проектирования импульса, соответствующего спектральной маске FCC на уровень излучения сверхширокополосных систем связи. Представлены результаты применения генетического алгоритма к задаче оптимизации весовых коэффициентов и коэффициентов формы импульса, построенного на основе комбинации производных Рэлея.

**Ключевые слова:** СШП-импульс, спектральная плотность мощности, генетический алгоритм, производные Рэлея

### Введение

Современная технология сверхширокополосной (СШП) радиосвязи является перспективным направлением развития высокоскоростной передачи данных на короткие расстояния, обеспечивающей низкое энергопотребление, упрощение построения аппаратуры и снижение стоимости

затрат, а также высокую спектральную эффективность. Реализация данных преимуществ подразумевает разработку особых методов формирования, обработки, передачи и приема сигналов, что подтверждается значительным количеством исследований и публикаций, представленных за последние годы.

Согласно определению Федерального агентства по связи США (Federal Communications Commission, FCC), для СШП-систем выделен диапазон частот 3,1 ... 10,6 ГГц, что подразумевает совместную одновременную работу с другими радиоустройствами. В связи с этим определены нормы на уровень эффективной излучаемой мощности для СШП-устройств – так называемая спектральная маска FCC.

В рамках данных ограничений возникает интересная задача формирования импульса, спектральная плотность мощности (СПМ) которого



соответствовала бы маске FCC. Большинство работ, посвященных данной тематике, основано на применении гауссова импульса и его производных, взятых в различных комбинациях, поскольку их легко описывать и генерировать с помощью аналоговых схем. В частности, в [1] оптимальный импульс получен как сумма первой, четвертой и пятой производных, оптимизированных «методом роя частиц» (particle swarm optimization – PSO). Линейная комбинация первых пятнадцати производных, подобранных по «методу проб и ошибок» (trial and error), представлена в [2]. Пятая производная Гаусса с коэффициентом формы  $\sigma = 41$  пс удовлетворяет маске FCC согласно [3], но неприемлема для создания недорогих мало-мощных устройств.

### Постановка задачи

Согласно теореме Парсеваля эффективность излучения импульса обеспечивается равенством нулю энергии сигнала  $s(t)$  и его преобразования Фурье  $S(f)$  при  $f=0$ :

$$\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = S(f)_{f=0} = 0. \quad (1)$$

В данной работе поставлена задача проектирования СШП-импульса, соответствующего требованиям спектральной маски FCC, представленной на рис. 1, на основе применения производных Рэлея, поскольку они удовлетворяют выражению (1) и не имеют постоянной составляющей [4].

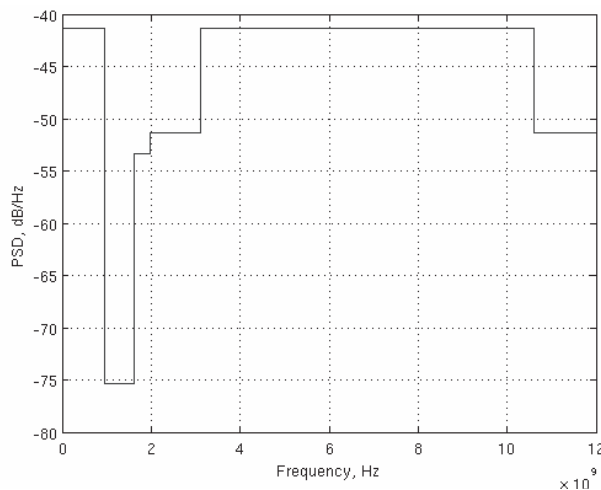


Рис. 1. Спектральная маска FCC

Применение производных объясняется тем, что если на вход антенны подать некоторый импульс, то выходной сигнал ввиду особенностей антенны будет представлять собой производную от входного воздействия. С целью максимизации

использования выделенного диапазона частот выбор весовых коэффициентов и коэффициентов формы предлагается осуществить посредством генетического алгоритма (ГА), представляющего собой довольно простой и прозрачный в реализации метод оптимизации и поиска минимума функции, основанный на концепциях естественного отбора и генетики.

### Решение

Временная форма, соответствующая распределению Рэлея, может быть записана следующим образом:

$$s(t) = \frac{4\pi t}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{2\pi t^2}{\sigma^2}\right\}, \quad (2)$$

где  $\sigma$  – коэффициент формы импульса. Тогда  $n$ -ная производная Рэлея задается выражением:

$$s^{(n)}(t) = -\frac{4\pi t}{\sigma^2} s^{(n-1)}(t) - \frac{4\pi n}{\sigma^2} s^{(n-2)}(t). \quad (3)$$

Преобразование Фурье для нее (рассматриваем амплитудный спектр):

$$|S^{(n)}(f)| = \frac{\sigma(2\pi f)^{n+1}}{2\sqrt{\pi}} \exp\left\{-\frac{(\sigma f\sqrt{\pi})^2}{2}\right\}. \quad (4)$$

Дифференцируя (4) и приравнявая к нулю, получаем максимальную частоту спектра

$$\frac{d|S^{(n)}(f)|}{df} = \frac{\sigma(2\pi f)^n}{2\sqrt{\pi}} (2\pi(n+1) - 2(\pi\sigma f)^2) \times \exp\left\{-\frac{(\sigma f\sqrt{\pi})^2}{2}\right\}, \quad (5)$$

$$f_m = \sqrt{\frac{n+1}{\pi\sigma^2}}. \quad (6)$$

Тогда, учитывая, что максимальное значение спектра на данной частоте равно:

$$|S^{(n)}(f_m)| = \left(\frac{2\sqrt{\pi}}{\sigma}\right)^n (\sqrt{n+1})^{n+1}, \quad (7)$$

получаем выражение для нормированной СПМ:

$$\begin{aligned} |P_n(f)| &= \frac{|S^{(n)}(f)|^2}{|S^{(n)}(f_m)|^2} \\ &= (\sigma f)^{2n+2} \left(\frac{\pi}{n+1}\right)^{n+1} \exp\left\{-(\sigma f\sqrt{\pi})^2 + n+1\right\}. \end{aligned} \quad (8)$$

Нормирование производится относительно пикового значения, разрешенного маской FCC и



равного -41,3 дБм/МГц. Поскольку численные расчеты по моделированию импульсов проводились в среде MATLAB, то для проверки адекватности результатов СПМ была также рассчитана как преобразование Фурье от автокорреляционной функции сигнала.

Временные зависимости первых пяти производных Рэлея представлены на рис. 2, а их нормированные СПМ – на рис. 3.

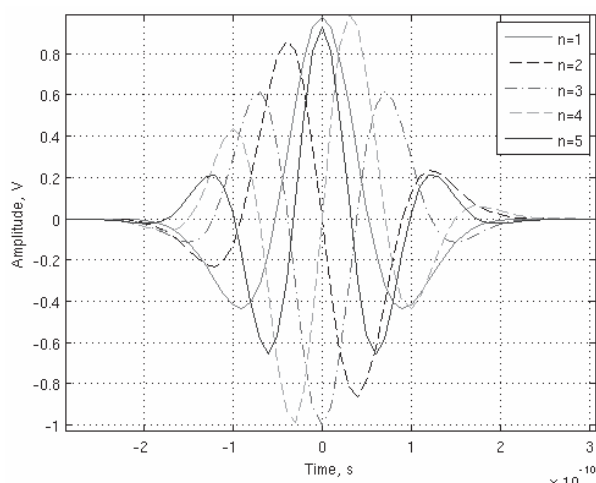


Рис. 2. Временная форма производных Рэлея,  $n = 1 \dots 5$

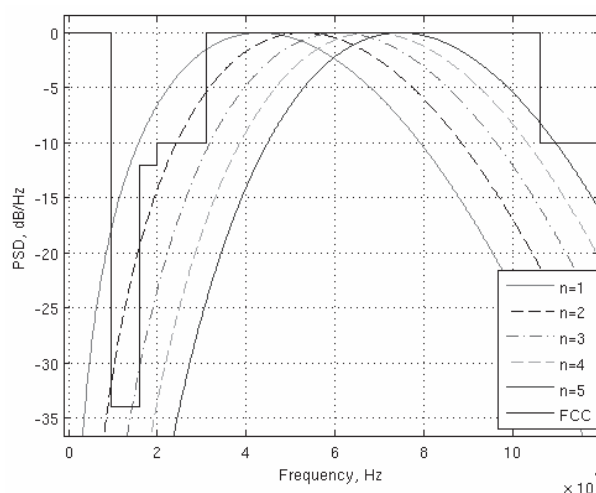


Рис. 3. Нормированные СПМ производных Рэлея,  $n = 1 \dots 5$

Возможность регулирования СПМ импульса для соответствия маске FCC определяется выбором определенного значения коэффициента формы  $\sigma$ . На основе экспериментальных данных установлено, что первая, вторая и третья производные не удовлетворяют маске FCC при любом значении  $\sigma$ , и поскольку для синтеза предпочтительнее использовать производные низших порядков ввиду простоты реализации, то выбран импульс порядка  $n = 4$ , для которого

$$s^{(4)}(t) = \left( 15t \left( \frac{4\pi}{\sigma^2} \right)^3 - 10t^3 \left( \frac{4\pi}{\sigma^2} \right)^4 + \left( \frac{4\pi t}{\sigma^2} \right)^5 \right) \times \exp \left\{ -\frac{2\pi t^2}{\sigma^2} \right\}. \quad (9)$$

Динамика изменения СПМ четвертой производной Рэлея в зависимости от значения коэффициента формы показана на рис. 4. Уменьшение значения  $\sigma$  во временной области приводит к смещению СПМ в область более высоких частот и расширению полосы.

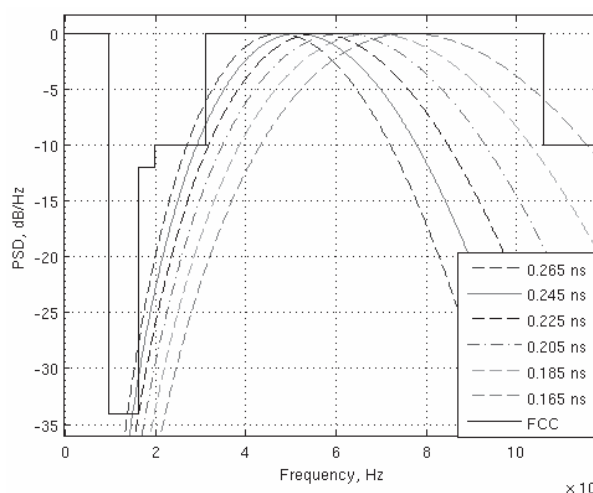


Рис. 4. Нормированные СПМ четвертой производной Рэлея с различными значениями  $\sigma$

Очевидно, что для увеличения спектральной эффективности оптимальный импульс должен быть представлен в виде:

$$s_{opt}(t) = \sum_{i=1}^N w_i \cdot s_i^{(4)}(t, \sigma_i), \quad (10)$$

где  $w_i$  – весовой коэффициент. В данном случае используется сумма производных одного порядка, но с разными значениями коэффициентов формы.

Пусть  $N = 2$ , тогда будем искать решение на основе ГА [5] в виде вектора  $[w_1, w_2, \sigma_1, \sigma_2]$ , представляющего собой набор генов – генотип.

Ниже представлены основные этапы ГА.

1. Первоначально случайным образом создается некоторая комбинация, к которой применяются генетические операторы (скрещивание и мутация).

2. Далее полученное множество решений оценивается при помощи целевой функции, и производится селекция лучших вариантов.

3. Если оптимальное решение найдено, то цикл завершается.

4. В противном случае к полученному генотипу снова применяются генетические операторы.

Зададим целевую минимизируемую функцию:

$$F_1 = \int_{-\infty}^{\infty} |P_{\text{FCC}}(f) - P_{\text{opt}}(f)|^2 df, \quad (11)$$

где  $P_{\text{opt}}$  – СПМ оптимального импульса в диапазоне частот 3,1 ... 10,6 ГГц;  $P_{\text{FCC}}$  – СПМ маски FCC. Модернизируем последовательность действий следующим образом.

1. При помощи ГА рассчитаем значение  $\sigma_1$  для первого импульса таким образом, чтобы вписать левый фронт в маску FCC.

2. Аналогично для второго импульса рассчитаем значение коэффициента формы  $\sigma_2$  так, чтобы зафиксировать правый фронт.

3. Суммируем полученные импульсы с коэффициентами  $w_1$ ,  $w_2$ , рассчитанными также по ГА. Конечный результат получаем в виде вектора [0,226 0,180 0,982 0,684].

СПМ смоделированного импульса, представленная на рис. 5, соответствует маске FCC, но использование спектра не эффективно. Назовем этот импульс субоптимальным РИ1.

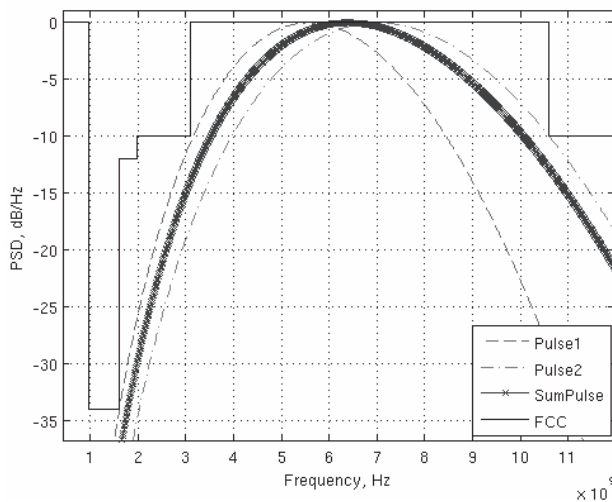


Рис. 5. Нормированные СПМ: Pulse1 ( $\sigma_1 = 0,226$  нс), Pulse2 ( $\sigma_2 = 0,180$  нс), SumPulse (суммарный импульс РИ1)

Тогда рассчитаем первоначальные значения коэффициентов  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  таким образом, чтобы одиночные импульсы несколько выходили за границы маски, и зададим дополнительную целевую функцию  $F_2$ , максимизирующую эффективность использования спектра, в виде

$$F_2 = \frac{P_{\text{opt}}}{P_{\text{FCC}}}. \quad (12)$$

Рассчитанные значения параметров представлены в таблице 1, а суммарный оптимальный импульс РИ2 и его СПМ – на рис. 6-7:

$$s_{\text{opt}}(t) = w_1 \cdot s_1^{(4)}(t, \sigma_1) + w_2 \cdot s_2^{(4)}(t, \sigma_2). \quad (13)$$

Таблица 1. Расчетные значения параметров импульсов РИ1; РИ2 и ГИ

	РИ1	РИ2	ГИ
$\sigma_1$	0,226 нс	0,245 нс	0,0915 нс
$\sigma_2$	0,180 нс	0,165 нс	0,0435 нс
$w_1$	0,982	1,999	-1,07
$w_2$	0,684	0,416	1,081

Можно видеть, что данный комбинационный импульс отлично вписывается в маску FCC и при этом обладает высокой спектральной эффективностью.

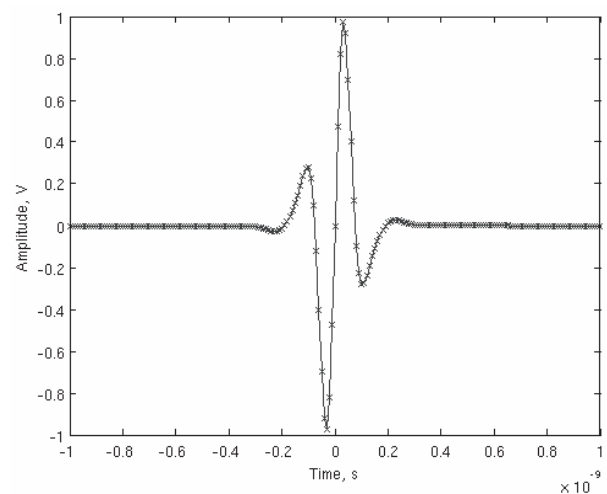


Рис. 6. Временная форма оптимального импульса РИ2

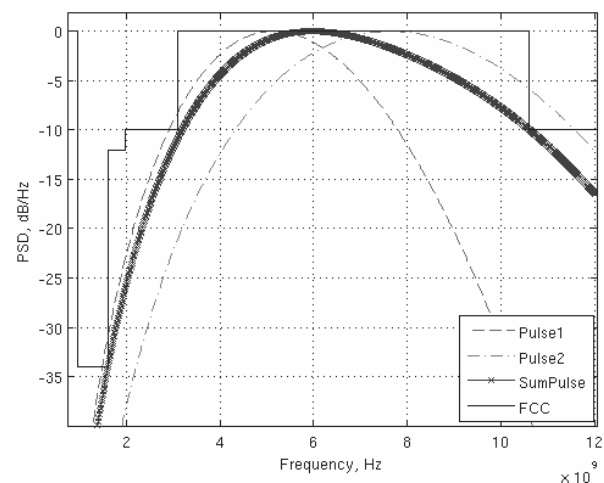


Рис. 7. Нормированные СПМ: Pulse1 ( $\sigma_1 = 0,245$  нс), Pulse2 ( $\sigma_2 = 0,165$  нс), SumPulse (суммарный импульс РИ2)

Применим данный алгоритм расчета к третьей производной гауссова импульса:

$$x^{(3)}(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}} \left( \frac{3t}{\sigma^5} - \frac{t^3}{\sigma^7} \right) \exp \left\{ -\frac{t^2}{2\sigma^2} \right\}, \quad (14)$$

где  $A$  – амплитуда импульса,  $A = w_i$ .

Аналогичным образом рассмотрим оптимизируемый импульс ГИ1 как сумму двух компонентов. Результаты расчета генотипа и соответствующие им графики представлены в таблице 1 и на рис. 8-9. При этом наблюдается существенное совпадение формы РИ2 и ГИ как во временной, так и в частотной областях. В таблице 2 приведено сравнение полученных импульсов с представленными в литературе по целевой функции  $F_2$  (12).

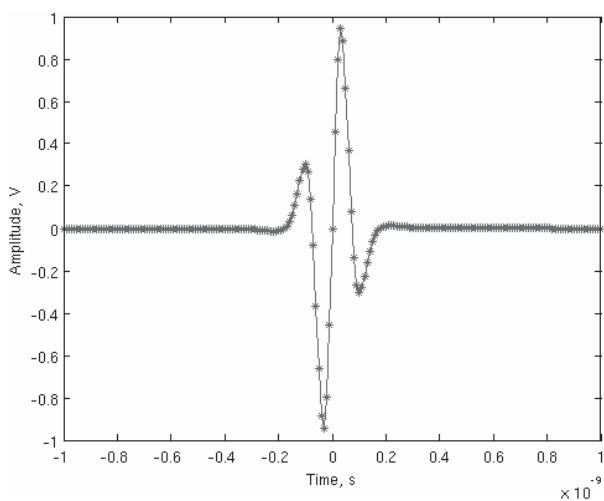


Рис. 8. Временная форма оптимального импульса ГИ1

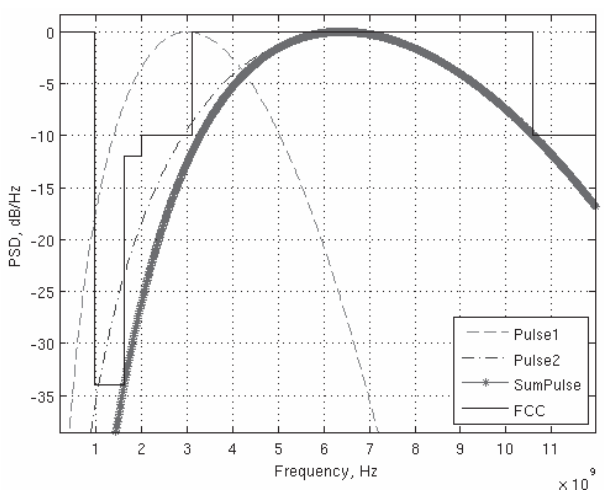


Рис. 9. Нормированные СПМ: Pulse1 ( $\sigma_1 = 0,0915$  нс), Pulse2 ( $\sigma_2 = 0,0435$  нс), SumPulse (суммарный импульс ГИ1)

Таблица 2. Результаты сравнения импульсов

Название импульса	$F_2, \%$
Маска FCC	100
РИ2	93,6
ГИ1	92,09
5 производная Гаусса [3]	90,11
ГИ2 [6]	35,67
ГИ3 [7]	31,81
ГИ4 [7]	32,40

В рассматриваемом случае ГИ2 – импульс, представляющий собой комбинацию четырех субимпульсов, каждый из которых оптимален в своем диапазоне и составлен не менее чем из восьми гауссовых производных порядков  $n = 1 \dots 15$ , выбранных по «методу проб и ошибок» [6]. ГИ3 – линейная комбинация первых 15 производных Гаусса с одинаковыми весовыми коэффициентами  $\sigma = 0,35$  нс [7], ГИ4 – с различными [7]. Спроектированный импульс РИ2 незначительно превосходит по СПМ пятую производную Гаусса и ГИ1. А по сравнению с ГИ2 ... ГИ4 выигрыш в среднем составляет 60%.

### Выводы

В работе представлена методика моделирования СШП-импульса, удовлетворяющего спектральной маске FCC. Предложенный импульс представляет собой линейную комбинацию двух четвертых производных Рэлея. Результаты моделирования показывают высокую спектральную эффективность и отличное соответствие маске FCC. Малое число используемых производных и их низкий порядок позволяют обеспечить простую реализацию на основе КМОП-технологии.

Исследование поддержано грантом Европейского Союза «Erasmus Mundus Action 2». Авторы выражают благодарность профессору P. Rocca за полезное обсуждение.

### Литература

1. Keshavarz S.N., Hamidi M., Khoshbin H. A PSO-based UWB pulse waveform design method // Second Int. Conf. on Computer and Network Technology, 2010, IEEE. – P. 249-253.
2. Popa A. An optimization of Gaussian UWB pulses // 10th Int. Conf. on Development and Application systems, 2010. – P. 156-160.

3. Sheng H., Orlik P., Haimovich A.M., Cimini L.J., Zhang J. On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission // Int. Conf. on Communications IEEE. V.1, 2003. – P. 738-742.
4. Conroy J.T., Lo Cicero J.L., Ucci D.R. Communication techniques using monopulse waveforms // Military Communications Conf. Proceedings IEEE. MILCOM, V.2, 1999. – P. 1181-1185.
5. Hu J., Jiang T., Cui Z., Hou Y. Design of UWB pulses based on Gaussian pulse // Proceedings of the 3rd IEEE Int. Conf. on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems. China, 2008. – P. 651-655.
6. Li L., Wang P., Wu X., Zhang J. Improved UWB pulse shaping method based on Gaussian derivatives // IET Int. Communication Conf. on Wireless Mobile and Computing, 2011. – P. 438-442.
7. Di Benedetto M.-G., Giancola G. Understanding ultra wide band radio fundamentals // Prentice Hall, 2004. – 528 p.

## UWB PULSE SHAPING BASED ON RAYLEIGH DERIVATIVES AND GENETIC ALGORITHM

**Abdrakhmanova G.I., Bagmanov V.H.**

**The task of designing the pulse, that satisfies the FCC spectral mask on radiation level for ultra wideband communication systems, is considered in the article. The results of applying the genetic algorithm for weight and shape factors optimization of the pulse based on Rayleigh derivatives are presented.**

*Keywords: UWB pulse, power spectral density, genetic algorithm, Rayleigh derivatives.*

Абдрахманова Гузель Идрисовна, аспирант Кафедры телекоммуникационных систем (ТКС) Уфимского государственного авиационного технического университета (УГАТУ). Тел.: 8-347-253-67-85; 8-960-380-56-10. E-mail: tekasesochka@yandex.ru.

Багманов Валерий Хусаинович, д.т.н., профессор, заместитель заведующего Кафедрой ТКС УГАТУ. Тел.: 8-347-292-49-59; 8-347-273-06-89. E-mail: tks@ugatu.ac.ru.

## ТЕХНОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.391

### МОДЕЛЬ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ НИСХОДЯЩЕГО КАНАЛА СВЯЗИ ТЕХНОЛОГИИ WiMAX С ОГРАНИЧЕНИЕМ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ

*Гаркуша С.В.*

В статье предлагается математическая модель распределения пропускной способности нисходящего канала связи технологии WiMAX. Предложенная модель направлена на выделение каждой пользовательской станции гарантированной скорости передачи в условиях отсутствия перегрузки нисходящего канала связи, а также на превентивное ограничение скорости передачи, выделяемой пользовательским станциям в условиях перегрузки. Проанализировано влияние приоритетов запросов скорости передачи, используемых в модели, на характер возможных отказов.

**Ключевые слова:** WiMAX, распределение пропускной способности, математическая модель, отказы в обслуживании, скорость передачи.

#### **Введение**

В настоящее время в современных беспроводных телекоммуникационных сетях (БТС), в частности и в сетях технологии WiMAX, численные значения отдельных показателей качества обслуживания (Quality of Service, QoS), одним из которых является гарантируемая скорость передачи данных, во многом определяют эффективность решения задачи управления трафиком [1-2]. При этом в условиях гетерогенности и мультипротокольности современных БТС, а особенно при перегрузке и ограниченности частотных и временных ресурсов, на первое место выходит проблема повышения уровня согласованности решений

задач распределения пропускной способности нисходящего канала связи между пользовательскими станциями (Subscriber Station, SS) и ограничения интенсивности трафика, поступающего в сеть. Кроме того, учитывая мультисервисный характер современных БТС, отказы в обслуживании должны касаться в первую очередь низкоприоритетного трафика.

Также было установлено, что технология WiMAX имеет возможность предоставления мультисервисного доступа (VoIP телефония, IPTV, управление машинами и агрегатами, обеспечение работы корпоративных программных систем, мультимедийные услуги и др.). При решении задач дифференциации сервисов, приоритизации трафика и поддержки QoS в технологии WiMAX используется механизм, называемый подуровнем конвергенции (Convergent Sublayer, CS), представляющий собой программный интерфейс канального уровня к сетевому уровню беспроводной сети. Основной задачей, решаемой CS, является фильтрация в общем сетевом трафике так называемых сервисных потоков (Service Flow, SF) путем предоставления каждому SF на подуровне MAC канального уровня сети требуемого QoS. На рис. 1 приведены примеры сервисных потоков, передаваемых в нисходящем канале связи нескольким пользовательским станциям.

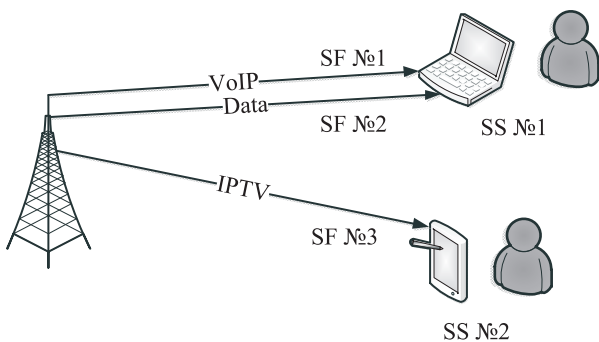


Рис. 1. Пример сервисных потоков для поддержки работы приложений Data, VoIP и IPTV

Как показал проведенный анализ, известные методы [3-7] распределения пропускной способности нисходящего канала связи в технологии WiMAX используют принцип Best Effort. При этом качество предоставляемых услуг не гарантировано, а между SS распределяется вся доступная пропускная способность [2]. Однако в технологии WiMAX кроме Best Effort поддерживается несколько классов обслуживания (Class of Service, CoS), среди которых выделяют Not Real Time, Real Time, Extended Real Time, Unsolicited

Grant Service, ориентированные на выделение гарантированной пропускной способности [2; 8].

Таким образом, актуальной научной и практической задачей является разработка и исследование математических моделей и методов распределения пропускной способности нисходящего канала связи технологии WiMAX, гарантирующих выделение пользовательским станциям и их сервисным потокам требуемой пропускной способности, которые могли бы быть положены в основу перспективных технологических решений.

В [9-10] предложена модель планирования пакетов данных, которая направлена на решение задачи распределения пропускной способности нисходящего канала связи технологии WiMAX. Основной особенностью данной модели является то, что в ее рамках для каждой SS производится выделение гарантируемой скорости передачи данных в условиях отсутствия перегрузки. При этом недостатком модели, предложенной в [9-10], является отсутствие возможности учета приоритетов пользовательских станций, а также приоритетов сервисных потоков. В этой связи целью данной работы является усовершенствование модели [9-10] для учета приоритетов и возможности ограничения запросов скорости передачи в условиях перегрузки.

### Модель приоритетного планирования пакетов данных в нисходящем канале связи технологии WiMAX

В ходе решения задачи планирования пакетов данных для передачи сервисных потоков всех пользовательских станций в нисходящем канале связи в рамках предлагаемой модели необходимо обеспечить расчет булевой управляющей переменной ( $x_{k,m}^n$ ), определяющей порядок распределения слотов:

$$x_{k,m}^n = \begin{cases} 1, & \text{если } m\text{-ый слот на } k\text{-ом} \\ & \text{подканале выделен } n\text{-ый SS;} \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (1)$$

Кроме того, вводится также величина  $\alpha^n$ , моделирующая долю отказов в выделении необходимой пропускной способности [11]. Тогда вектор искомым параметров с учетом (1) удобно представить в форме

$$\vec{X} = \begin{bmatrix} x_{k,m}^n \\ \dots \\ \alpha^n \end{bmatrix}. \quad (2)$$



Координатами вектора  $\vec{X}$  является множество переменных  $x_{k,m}^n$ , где  $n = \overline{1, N}$ ,  $m = \overline{1, M}$ ,  $k = \overline{1, K}$ , и ряда параметров  $\alpha^n$ , где  $n = \overline{1, N}$ . При этом множество переменных  $x_{k,m}^n$  будет определяться выражением  $N \times M \times K$ , где  $N$  – общее количество сервисных потоков, передаваемых всеми SS;  $M$  – количество слотов на одном подканале нисходящего канала для передачи полезной информации;  $K$  – число подканалов в частотном канале; число параметров  $\alpha^n$ , равно  $N$ .

В соответствии с результатами расчета переменных (2) производится закрепление подканалов и распределение слотов за сервисными потоками SS, на которых будут передаваться данные в нисходящем канале. Кроме того, при расчете вектора искомым параметров  $\vec{X}$  необходимо выполнить ряд важных условий-ограничений.

1. Условие закрепления  $k$ -го подканала на протяжении передачи  $m$ -го слота не более чем за одним сервисным потоком

$$\sum_{n=1}^N x_{k,m}^n \leq 1 \quad (k = \overline{1, K}; m = \overline{1, M}). \quad (3)$$

2. Условие закрепления за  $n$ -ым сервисным потоком количества слотов, обеспечивающего необходимую пропускную способность при схеме модуляции и кодирования (Modulation and Coding Scheme, MCS), используемой соответствующей SS

$$R_S^n \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K x_{k,m}^n \geq R_{\text{треб}}^n (1 - \alpha^n), \quad (n = \overline{1, N}), \quad (4)$$

где  $R_S^n = \frac{SR_c^n k_b^n K_s (1 - BLER)}{(T_b + T_g)L + T_{\text{RTG}} + T_{\text{TRG}}}$  – пропускная способность одного слота, закрепленного за  $n$ -ым сервисным потоком, которая зависит от MCS, используемой соответствующей SS, и представляет собой количество переданных бит за время, равное длительности слота [12];  $R$  – скорость кода, используемого при кодировании сигнала  $n$ -го сетевого потока соответствующей SS;  $k_b^n$  – битовая загрузка символа  $n$ -го сервисного потока соответствующей SS;  $K_s$  – число поднесущих для передачи данных в одном подканале;  $T_{\text{RTG}} = 105,7$  мкс – длительность интервала переключения с приема на передачу (receive/transmit transition gap, RTG);  $T_{\text{TRG}} = 60$  мкс – длительность интервала переключения с передачи на прием (transmit/receive transition gap, TRG) [13].

3. Условия формирования одного пакета для  $n$ -го сервисного потока соответствующей SS, что позволяет минимизировать количество слотов,

выделенных для передачи служебной информации

$$x_{k,i}^n x_{k,z}^n (i - z + 1) - \sum_{u=z}^i x_{k,u}^n \leq 0, \quad (5)$$

при ( $z = \overline{1, M-1}$ ;  $i = \overline{2, M}$ ;  $n = \overline{1, N}$ ;  $k = \overline{1, K}$ ;  $i > z$ );

$$x_{j,m}^n x_{r,m}^n (j - r + 1) - \sum_{s=r}^j x_{s,m}^n \leq 0, \quad (6)$$

при ( $r = \overline{1, K-1}$ ;  $j = \overline{2, K}$ ;  $n = \overline{1, N}$ ;  $m = \overline{1, M}$ ;  $j > r$ ).

4. Условие формирования пакетов «прямоугольной формы», соответствующее технологическим особенностям семейства стандартов IEEE 802.16, использующих OFDMA

$$x_{k,m}^n \sum_{d=1}^M x_{k,d}^n \sum_{b=1}^K x_{b,m}^n = x_{k,m}^n \sum_{g=1}^K \sum_{h=1}^M x_{g,h}^n, \quad (7)$$

при ( $n = \overline{1, N}$ ;  $k = \overline{1, K}$ ;  $m = \overline{1, M}$ ).

5. Условия резервирования необходимого количества слотов для передачи служебной информации

$$\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N x_{k,m}^n = 0, \quad (8)$$

при ( $m = \overline{1, m_{\text{служ}} - 1}, \lceil Q/K \rceil \geq 1$ );

$$\sum_{n=1}^N x_{k, m_{\text{служ}}}^n = 0, \quad (9)$$

при ( $k = \overline{1, k_{\text{служ}}}, \lceil Q/K \rceil \geq 1$ );

$$\sum_{n=1}^N x_{k,1}^n = 0, \quad (10)$$

при ( $k = \overline{1, k_{\text{служ}}}, \lceil Q/K \rceil < 1$ ), где  $m_{\text{служ}} = \lceil Q/K \rceil$  – количество слотов, выделенных для передачи служебной информации и занимающих всю ширину частотного канала (располагаются вначале кадра после преамбулы);  $k_{\text{служ}} = Q - K(m_{\text{служ}} - 1)$  – количество слотов, выделенных для передачи служебной информации, занимающих лишь часть ширины частотного канала.

При выполнении условий (8)-(10) производится резервирование слотов для передачи служебной информации. Кроме того, условия (8) и (9) используются, в случае если количество слотов, необходимое для передачи служебной информации, превышает или равно числу подканалов в частотном канале  $\lceil Q/K \rceil \geq 1$ . Также условие (8) позволяет произвести резервирование всех подканалов на протяжении передачи количества сло-



тов равного  $m_{\text{служ}}$ , для передачи служебной информации. Условия (9) и (10) резервируют лишь часть подканалов  $k_{\text{служ}}$  на протяжении длительности одного слота.

В соответствии с физикой решаемой задачи и (1)-(10) на координаты  $\alpha^n$  вектора  $\vec{X}$  накладываются следующие ограничения [11]:

$$0 \leq \alpha^n \leq 1 \quad (11)$$

или

$$\alpha^n \in \{0, 1\}, \quad (12)$$

если на основе соглашения об уровне предоставляемых услуг (Service Level Agreement – SLA) допускается (11) или не допускается (12) частичное ограничение требуемой скорости передачи.

Расчет искомых переменных (2) в соответствии с условиями-ограничениями (3)-(12) целесообразно осуществлять в ходе решения оптимизационной задачи, обеспечивая минимум линейной целевой функции [11]:

$$\min_{\vec{X}} C^t \vec{X} = \min_{\vec{X}} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \left( \sum_{n=1}^N c_{k,m}^n x_{k,m}^n + \sum_{n=1}^N c^n \alpha^n \right), \quad (13)$$

характеризующей относительные стоимости распределения пропускных способностей на этапе планирования пакетов данных, а координаты вектора  $\vec{C}$  можно представить следующим образом:

$$\vec{C} = \begin{bmatrix} c_{k,m}^n \\ \dots \\ c^n \end{bmatrix} \quad (k = \overline{1, K}; m = \overline{1, M}; n = \overline{1, N}). \quad (14)$$

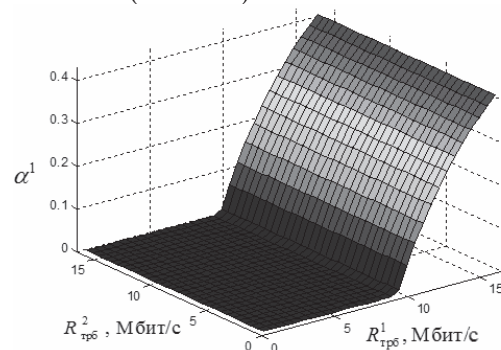
Координаты вектора  $\vec{C}$  определяют величину удельного штрафа за использование слотов нисходящего канала связи ( $c_{k,m}^n$ ) и за ограничение в обслуживании трафиков пользователей ( $c^n$ ), при условии, что  $c_{k,m}^n \ll c^n$ .

### Анализ влияния требуемой скорости передачи и приоритета сервисного потока на характер отказов

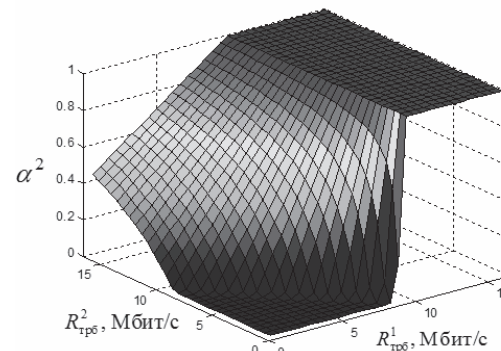
В работе проведен анализ процесса планирования пакетов данных нисходящего канала связи при совместном обслуживании двух сервисных потоков, направляемых одной пользовательской станции, с различными приоритетами, задаваемыми путем изменения значения отношений  $\Delta C = c_{k,m}^n / c^n$ . В ходе исследования установлено, что характер возможных отказов при использовании предложенной модели (1)-(11), (13)-(14) зависит, во-первых, от количества пользователь-

ских станций и используемой этими станциями MCS, во-вторых, от отношения стоимостей за загруженность нисходящего канала связи ( $c_{k,m}^n$ ) к стоимости за ограничение в обслуживании трафиков пользователей ( $c^n$ ).

При решении задачи планирования пакетов данных в нисходящем канале в качестве исходных данных были использованы следующие: количество сервисных потоков –  $N = 2$ ; используемый подрежим OFDMA – DL FUSC; количество подканалов в одном канале –  $K = 32$  (определяется подрежимом OFDMA); число поднесущих для передачи данных на один подканал –  $K_s = 48$  (определяется подрежимом OFDMA); частотный разнос между поднесущими –  $\Delta f \approx 11,16$  кГц; вид MCS сигнала первой и второй SS – 16 QAM 1/2; требуемая скорость передачи ( $R_{\text{трб}}$ ) для обслуживания каждой SS изменялась в пределах Мбит/с; вероятность блоковой ошибки –  $BLER = 0$ ; длительность кадра – 5 мс; длительность защитного интервала относительно длины полезной части символа –  $T_g = T_b / 8 = 11,2$  мс; число символов в кадре –  $L = 49$ ; число символов, формирующих один слот, –  $S = 2$  (определяется подрежимом OFDMA); отношение длительности нисходящего канала к длительности восходящего канала – 3:1 ( $U = 3/4$ ).



а) отказы высокоприоритетного запроса



б) отказы низкоприоритетного запроса

Рис. 2. Зависимость доли отказов в выделении необходимой пропускной способности высокоприоритетного ( $\alpha^1$ ) и низкоприоритетного ( $\alpha^2$ ) сервисных потоков от их запросов на требуемую скорость передачи ( $R_{\text{трб}}^1, R_{\text{трб}}^2$ )

На рис. 2 представлены зависимости доли отказов в выделении необходимой пропускной способности высокоприоритетного ( $\alpha^1$ ) и низкоприоритетного ( $\alpha^2$ ) сервисных потоков, соответственно, от их запросов на требуемую скорость передачи при использовании модели (1)-(11), (13)-(14).

Результаты анализа показали, что в рамках предложенной модели (1)-(11), (13)-(14) реализуется обслуживание запросов от SS на основе так называемых абсолютных приоритетов. Так, во-первых, в случае, когда сумма запросов на требуемую скорость передачи превышает пропускную способность нисходящего канала связи, превентивное ограничение испытывает в первую очередь запрос от низкоприоритетного сервисного потока, вплоть до полного отказа в доступе (см. рис. 2б). Во-вторых, запрос на скорость передачи от сервисного потока с более высоким приоритетом не будет ущемляться до тех пор, пока можно отказать низкоприоритетному запросу (см. рис. 2а).

### Выводы

Установлено, что одной из основных задач в беспроводной сети WiMAX является задача обеспечения необходимого качества обслуживания, которая заключается в выделении пользовательским станциям сети гарантируемой скорости передачи в нисходящем канале связи. Обеспечение гарантируемой скорости передачи в технологии WiMAX может быть достигнуто путем решения задачи распределения пропускной способности нисходящего канала связи. В связи с этим проанализированы существующие подходы по распределению пропускной способности нисходящего канала связи беспроводной сети технологии WiMAX, в результате чего установлено, что все они используют принцип Best Effort.

Предложена математическая модель, новизна которой заключается в возможности превентивного ограничения скорости передачи, выделяемой сервисным потокам пользовательских станций в нисходящем канале связи технологии WiMAX, при учете их приоритетов. Кроме того, предложенная модель направлена на решение задачи распределения слотов между пакетами данных как задачи балансировки доступной пропускной способности нисходящего канала технологии WiMAX для передачи полезной информации в направлении пользовательских станций при учете вида MCS.

В результате анализа решений установлено, что обслуживание запросов от сервисных пото-

ков пользовательских станций реализуется на основе так называемых абсолютных приоритетов. Так, в случае, когда сумма запросов от сервисных потоков пользовательских станций превышает пропускную способность нисходящего канала связи, превентивное ограничение испытывает в первую очередь запрос от низкоприоритетного сервисного потока, вплоть до полного отказа в доступе. Запрос на скорость передачи от сервисного потока с более высоким приоритетом не ущемлялся до тех пор, пока можно было отказать низкоприоритетному запросу.

### Литература

1. Вегешна Ш. Качество обслуживания в сетях IP. Пер. с англ. М.: ИД «Вильямс», 2003. – 512 с.
2. Васильев В.Г. Технология фиксированного широкополосного беспроводного доступа WiMAX стандарта IEEE 802.16-2004. К: UNIDATA, 2009. – 112 с.
3. Mehrjoo M., Awad M.K., Shen X.S. Resource Allocation in OFDM-Based WiMAX // Wireless Networks and Mobile Communications: WiMAX network planning and optimization. 2009. – P. 113-131.
4. Ohseki T., Morita M., Inoue T. Burst construction and packet mapping scheme for OFDMA downlinks in IEEE 802.16 systems // Proc. of conference «IEEE Global Communications Conference» GLOBECOM'2007. Washington, 2007. – P. 4307-4311.
5. Jin X., Zhou J., Hu J., Shi J., Sun Y., Dutkiewicz E. An Efficient Downlink Data Mapping Algorithm for IEEE802.16e OFDMA Systems // Proc. of conference «IEEE Global Communications Conference» GLOBECOM'2008. New Orleans, 2008. – P. 5233-5237.
6. Sheu S.T., Tsai M.H., Tsai T.Y., Tsai Y.H. Condensed Downlink MAP Structures for IEEE 802.16e Wireless Metropolitan Area Networks (MANs) // Proc. of Conference «Vehicular Technology Conference» VNC'2010. Ottawa, 2010. – P. 237-244.
7. Kim J.Y., Cho D.H. Piggybacking Scheme of MAP IE for Minimizing MAC Overhead in the IEEE 802.16e OFDMA Systems // Proc. of Conference «Vehicular Technology Conference» VNC'2007. Dublin, 2007. – P. 284-288.
8. Крупский А.С., Бойченко И.В. Алгоритм планирования QoS с учетом фрагментации пакетов // Доклады ТУСУРа. Ч.2, № 1 (25), 2012. – С. 203-207.
9. Garkusha S., Ahmed H. Abed Slot Allocation Model and Data Burst Scheduling in Downlink

- WiMAX Technology // Proc. of «12-th International Conference the Experience of Designing and Application of Cad Systems in Microelectronics» CADSM'2013. Polyana, 2013. – P. 97-100.
10. Гаркуша С.В. Модель планирования пакетов данных в технологии WiMAX // Труды Северо-Кавказского филиала МТУСИ. Ростов-на-Дону: ПЦ «Университет» СКФ МТУСИ, 2013. – С. 74-77.
11. Лемешко А.В. Результаты исследования модели управления трафиком с учетом задаваемых приоритетов для многопродуктового и много-полусного случаев // Проблемы телекоммуникаций. № 2 (2), 2010. – С. 33-41.
12. Andrews J.G., Ghosh A., Muhamed R. Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking. Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 2007. – 449 p.
13. Ермолаев В.Т. Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в системах мобильной радиосвязи. Н. Новгород: Изд. НГУ им. И.Н. Лобачевского, 2010. – 107 с.

## MODEL CAPACITY ALLOCATION DOWNLINK WIMAX TECHNOLOGY WITH THE TRANSMISSION RATE RESTRICTIONS

Garkusha S.V.

**In this paper we propose a mathematical model capacity allocation downlink technology WiMAX. The model proposed is directed to the allocation of each subscriber station guaranteed transmission rate in the absence of overload downlink as well as the preventive rate limiting allocated subscriber stations under overload conditions. Analyzed the influence of the priority request transmission rate used in the model, the nature of the possible failures.**

*Keywords:* WiMAX, capacity allocation, mathematical model, denial of service, the transmission rate.

Гаркуша Сергей Владимирович, к.т.н, доцент, докторант Кафедры телекоммуникационных систем Харьковского национального университета радиоэлектроники. Тел. (+38-057) 702-55-92. E-mail: sv.garkusha@mail.ru

УДК 621.394.74

## АНАЛИЗ ГОМОГЕННОЙ МОДЕЛИ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ЦЕНТРА ОБСЛУЖИВАНИЯ ВЫЗОВОВ

Глушак Е.В., Росляков А.В.

В статье рассматривается гомогенная модель распределенного центра обслуживания вызовов (РЦОВ). Оптимальная работа такого центра заключается в обеспечении минимально возможного среднего времени ожидания вызовов в очередях, для чего необходимо перераспределить всю поступающую нагрузку между различными центрами обслуживания, входящими в состав РЦОВ. В статье предложен метод распределения поступающей на ЦОВ нагрузки для минимизации среднего времени ожидания обслуживания вызовов в РЦОВ. Приведен пример распределения нагрузки для четырехузлового гомогенного РЦОВ.

**Ключевые слова:** распределенный центр обслуживания вызовов, гомогенная модель, время ожидания, время обслуживания, интенсивность поступающих вызовов, производительность операторов.

### Введение

В настоящее время в крупных территориально-распределенных компаниях (операторы сотовой связи, ОАО «Ростелеком» и т.п.) для телефонного обслуживания клиентов все чаще стали применяться распределенные центры обслуживания вызовов (РЦОВ), включающие несколько локальных центров в филиалах компании, работающих совместно и обеспечивающих при необходимости перемаршрутизацию поступающих вызовов в другие центры. Вызовы и обслуживающие их операторы являются основными функциональными элементами в модели функционирования РЦОВ. Вызов, поступив в локальный центр обслуживания вызовов (ЦОВ), может сразу же попасть на обслуживание оператору или ожидать в очереди, если все операторы ЦОВ заняты. После

завершения процедуры обслуживания оператору автоматически поступает следующий вызов из очереди данного или от других ЦОВ. Если же очередь отсутствует, то оператор становится незанятым до поступления нового вызова. Количество вызовов, поступающих на РЦОВ, меняется в течение всего дня. Для обеспечения заданного качества обслуживания вызовов в РЦОВ требуется определенное количество операторов в ЦОВ и оптимальное распределение поступающей нагрузки между отдельными центрами [1-2]. На практике для реализации наилучшего качества обслуживания вызовов в РЦОВ необходимо распределить поступающую нагрузку по всем ЦОВ в составе РЦОВ таким образом, чтобы минимизировать среднее время ожидания обслуживания относительно всех вызовов.

### Гомогенная модель РЦОВ

Рассмотрим гомогенный РЦОВ, в котором отсутствуют какие-либо координирующие центры и все  $N$  ЦОВ равноправны с точки зрения выполняемых функций (см. рис.1).

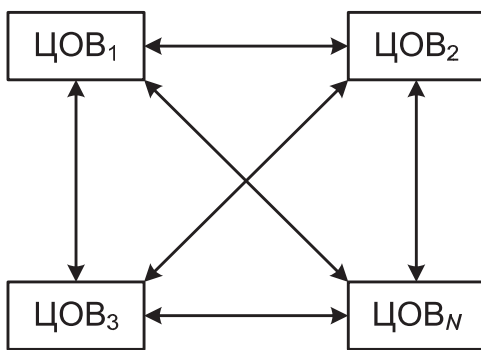


Рис. 1. Гомогенная модель РЦОВ

Нагрузка, поступающая на РЦОВ, характеризуется интервалами времени между после-

довательными вызовами, а ее обслуживание – длительностями обработки вызовов операторами в локальных центрах. В общем случае эти параметры могут быть случайными или детерминированными. В рассматриваемой модели процесс поступления вызовов предполагается случайным, описываемым Пуассоновским распределением интервалов между вызовами, что хорошо согласуется с результатами измерений на практике. Распределение интервалов времени обслуживания вызовов операторами в любом ЦОВ – произвольное, которое может быть задано двумя первыми моментами функции распределения – средним временем обслуживания  $T_{обсi} = 1/\mu_i$  и средним квадратическим отклонением времени обслуживания  $\sigma_i$ . Таким образом, отдельный ЦОВ, в котором имеется  $N$  операторов, можно представить в виде системы массового обслуживания (СМО)  $M/G/N$  в соответствии с обозначением Кендалла-Башарина [3].

При анализе ЦОВ определенную роль играет длина очереди, которая может быть конечной или бесконечной. В рассматриваемой модели используется бесконечная очередь, поскольку предполагается, что количество линий во всех ЦОВ в составе РЦОВ будет достаточным для предотвращения блокировки вызовов.

Сделаем следующие предположения.

1. В составе РЦОВ имеется  $K$  ЦОВ.
2. Число операторов в  $i$ -том ЦОВ -  $N_i$ ,  $i = 1; 2 \dots K$ .
3. Производительность одного оператора  $i$ -го ЦОВ  $\mu_i$ , где  $i = 1; 2 \dots K$ .
4. Интенсивность поступления вызовов в  $i$ -ый ЦОВ  $\lambda_i$ ,  $i = 1; 2 \dots K$ .

На рис. 2 представлен  $i$ -ый ЦОВ из состава РЦОВ, где  $\Delta\lambda_{k-i}$  – интенсивность дополнительного потока заявок из  $k$ -го в  $i$ -ый ЦОВ;  $\Delta\lambda_{j-k}$  – ин-

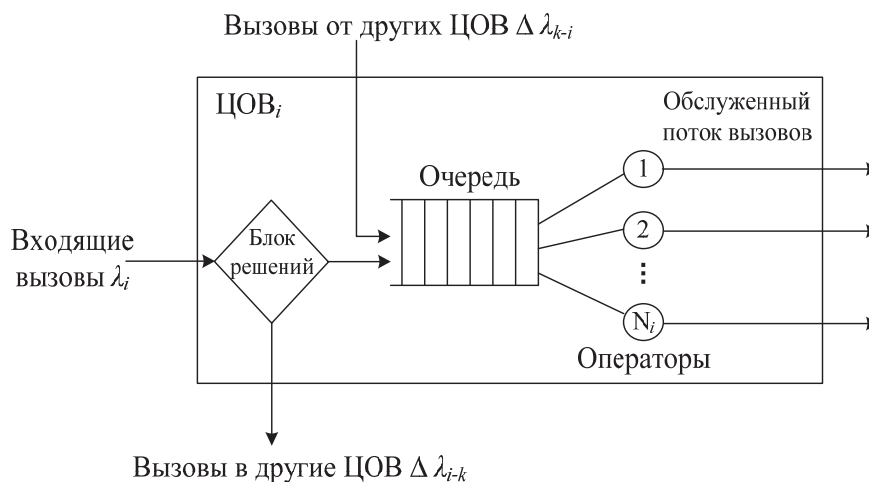


Рис. 2. Схема  $i$ -го ЦОВ из состава РЦОВ



тенсивность дополнительного потока заявок из  $i$ -го в  $k$ -ый ЦОВ.

Используем формулу Поллячека-Хинчина для определения среднего времени ожидания в СМО M/G/N [3].

$$T_{ож} = \frac{\lambda \sigma^2}{2(1-\rho)}, \quad (1)$$

где  $\rho = \frac{\lambda}{N \cdot \mu}$  – коэффициент использования ресурсов ЦОВ ( $N$  операторов ЦОВ);  $N$  – число операторов в ЦОВ;  $T_{обс} = \frac{1}{\mu \cdot N}$  – среднее время обслуживания одного вызова в ЦОВ.

Тогда выражение для определения средней длительности ожидания вызовов в очереди для  $i$ -ого ЦОВ будет иметь вид

$$T_{ож_i} = \frac{\lambda_i}{\mu_i \cdot (N_i \cdot \mu_i - \lambda_i)}. \quad (2)$$

Как было указано выше, для обеспечения оптимальной работы РЦОВ необходимо так распределить поступающую нагрузку по всем ЦОВ в составе РЦОВ, чтобы выполнялось равенство средних длительностей ожидания обслуживания вызовов во всех центрах:

$$T_{ож_1} = T_{ож_2} = T_{ож_3} = \dots = T_{ож_{N-1}} = T_{ож_N}. \quad (3)$$

На основе равенства (3) с учетом (2) составим систему линейных алгебраических уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\lambda_1}{\mu_1 \cdot (N_1 \cdot \mu_1 - \lambda_1)} = \frac{\lambda_2}{\mu_2 \cdot (N_2 \cdot \mu_2 - \lambda_2)}; \\ \frac{\lambda_2}{\mu_2 \cdot (N_2 \cdot \mu_2 - \lambda_2)} = \frac{\lambda_3}{\mu_3 \cdot (N_3 \cdot \mu_3 - \lambda_3)}; \\ \frac{\lambda_3}{\mu_3 \cdot (N_3 \cdot \mu_3 - \lambda_3)} = \frac{\lambda_4}{\mu_4 \cdot (N_4 \cdot \mu_4 - \lambda_4)}; \\ \dots \\ \frac{\lambda_{N-1}}{\mu_{N-1} \cdot (N_{N-1} \cdot \mu_{N-1} - \lambda_{N-1})} = \frac{\lambda_N}{\mu_N \cdot (N_N \cdot \mu_N - \lambda_N)}; \\ \frac{\lambda_N}{\mu_N \cdot (N_N \cdot \mu_N - \lambda_N)} = \frac{\lambda_1}{\mu_1 \cdot (N_1 \cdot \mu_1 - \lambda_1)}. \end{array} \right. \quad (4)$$

Решая данную систему, определим  $\lambda_{расч_i}$  – расчетные интенсивности поступления вызовов, поступающих на каждый  $i$ -ый ЦОВ. Далее определим величины коррекций интенсивностей потоков вызовов для каждого  $i$ -го ЦОВ следующим образом:  $\Delta\lambda_i = \lambda_i - \lambda_{расч_i}$ . Если полученное

значение  $\Delta\lambda_i$  отрицательное, то на  $i$ -ый ЦОВ необходимо перемаршрутизировать дополнительный поток заявок с интенсивностью  $|\Delta\lambda_i|$  от всех других ЦОВ, если значение положительное – то необходимо перемаршрутизировать избыточный поток заявок с интенсивностью  $\Delta\lambda_i$  от  $i$ -го ЦОВ ко всем другим ЦОВ. Распределять дополнительную нагрузку  $\Delta\lambda_i$  между ЦОВ можно по различным критериям (например, по наименьшему расстоянию между парой ЦОВ).

Рассмотрим данный алгоритм на конкретном примере при следующих исходных данных.

1. В составе РЦОВ имеется четыре ЦОВ.
2. Число операторов в каждом ЦОВ:  $N_1 = 5$ ;  $N_2 = 4$ ;  $N_3 = 6$ ;  $N_4 = 10$ .
3. Производительность одного оператора  $i$ -го ЦОВ (выз/ч):  $\mu_1 = 20$ ,  $\mu_2 = 15$ ,  $\mu_3 = 30$ ,  $\mu_4 = 24$ .
4. Интенсивность поступления вызовов в  $i$ -ый ЦОВ (выз/ч):  $\lambda_1 = 25$ ,  $\lambda_2 = 15$ ,  $\lambda_3 = 20$ ,  $\lambda_4 = 18$ .

Найдем неизвестные расчетные интенсивности входящих потоков вызовов на каждый  $i$ -ый ЦОВ  $\lambda_{расч_i}$ , решив систему уравнений (4).

Определим также длительности ожидания вызовов в отдельных ЦОВ без перемаршрутизации на основании (2). В случае перемаршрутизации вызовов между различными ЦОВ при их равномерной загрузке среднее время ожидания любого вызова в очереди в РЦОВ будет равно:  $T_{ож.ср} = 0,00476$  ч = 17,14 с. Результаты численных расчетов сведены в таблицу 1:

Таблица 1. Результаты численных расчетов

Номер ЦОВ	1	2	3	4
$\lambda_i$ , выз/час	25	15	20	18
$\lambda_{расч_i}$ , выз/час	8	4	23	24
$ \Delta\lambda_i $ , выз/час	17	11	3	6
$T_{ож_i}$ , час	0,0167	0,0222	0,0042	0,0034
$T_{ож.ср.}$ , час	0,0048			

Сравним качество обслуживания нагрузки в РЦОВ при наличии и отсутствии перемаршрутизации вызовов между центрами. Для этого определим долю вызовов, которые будут ожидать обслуживания больше среднего времени ожидания при условии перемаршрутизации вызовов и равной 17,14 с. Долю трафика, поступающего в

$i$ -ый ЦОВ, от всей нагрузки на РЦОВ определим по формуле

$$K_i = \frac{\lambda_i}{\sum_{i=1}^m \lambda_i}, \quad (5)$$

откуда  $K_1 = 0,320$ ;  $K_2 = 0,192$ ;  $K_3 = 0,256$ ;  $K_4 = 0,230$ . С учетом выполненных расчетов видно, что в первом и втором ЦОВ время ожидания вызовов больше среднего времени ожидания по всему РЦОВ, и доля таких вызовов составляет 32% и 19% соответственно. Таким образом, без использования перемаршрутизации почти половина всех вызовов РЦОВ будет обслуживаться с качеством худшим, чем в случае равномерного распределения нагрузки между локальными центрами.

### Заключение

Для качественной работы распределенного центра обслуживания вызовов необходимо обеспечить оптимальное распределение поступающей нагрузки за счет ее перемаршрутизации между отдельными локальными центрами. В статье предложен метод равномерного распределения поступающей нагрузки в РЦОВ по всем центрам, основанный на минимизации среднего времени ожидания обслуживания вызовов в очередях. В рассмотренной модели условием выполнения перемаршрутизации вызовов в локальных центрах

служила оценка превышения времени ожидания в очереди относительно времени ожидания, усредненному по всем центрам РЦОВ.

Однако возможно использование и более сложных условий перемаршрутизации, например задание некоторой границы качества обслуживания в виде правила « $X\%$  вызовов в РЦОВ должно быть обслужено со временем ожидания не более  $Y$  секунд». Реализация такого правила потребует обмена служебной информацией между локальными центрами об их загруженности. Исследование такой модели РЦОВ требует применения более сложных математических моделей и методов анализа.

### Литература

1. Росляков А.В., Ваняшин С.В. Call-центры. Теоретические основы. Germany: Lambert Academic Publishing, 2011. – 392 с.
2. Росляков А.В., Глушак Е.В. Модели принятия решения о маршрутизации вызовов в распределенных центрах обслуживания вызовов // Материалы XIII МНТК «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций». Уфа, 2012. – С. 97-98.
3. Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями. М.: Мир, 1979. – 600 с.

## ANALYSIS OF HOMOGENEOUS MODEL OF DISTRIBUTED CALL CENTERS

Glushak E.V., Roslyakov A.V.

**In this article the homogeneous model of distributed call center. Optimal operation of the center is to provide the lowest possible average waiting time of calls in queue, which requires all incoming redistribute the load among various service centers that are part of the distributed call centers. A method for the distribution of arriving at the call center load to minimize the average waiting time of service calls in a distributed call center. Is an example of load distribution for 4-node homogeneous distribution of the call center.**

**Keywords:** *distribution of call centers, homogeneous model, waiting time, service time, the intensity of incoming calls, agent productivity.*

Глушак Елена Владимировна, аспирант Кафедры автоматической электросвязи (АЭС) Поволжского Государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел.: (8-846) 339-11-39; 309-13-03; 8-917-118-65-66. E-mail: ck-63@elena.by

Росляков Александр Владимирович, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой АЭС ПГУТИ. Тел.: (8-846) 339-11-39; 8-917-954-45-24. E-mail: arosl@mail.ru



## ВИРТУАЛЬНЫЕ ИНТЕРФЕЙСЫ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ МУЛЬТИСЕРВИСНОГО ТРАФИКА

*Буданов А.Н., Дмитриев В.М.*

В работе рассмотрен вопрос гибкости оборудования цифровых систем передачи (ЦСП) через базовую совокупность виртуальных интерфейсов. Данная технология рассматривается для применения в первичных сетях связи, исключая применение встраиваемых модульных плат и интерфейсов для расширения аппаратного функционала ЦСП.

Ключевые слова: интерфейсы, системы управления, среда моделирования.

### Введение

В эпоху цифровых технологий передачи информации создается цифровое поколение оборудования, в которое все больше интегрируются системы удаленного управления, сигнализации и мониторинга, позволяющие администратору сети выполнять настройку цифровых систем передачи (ЦСП) без выезда на объект. Необходимо отметить, что количество оборудования, а точнее, его спектр, постоянно увеличивается, без учета развития программного обеспечения (ПО), предназначенного для управления. Следовательно, при взаимной интеграции как минимум двух комплексов в единое ядро проявляется масса проблем [1].

Для решения этих вопросов необходимо в первую очередь идти в направлении от цифровых интерфейсов (ЦИ) к единице оборудования, так как именно здесь раскрывается задача интеграции систем управления оборудованием связи в единый комплекс. Исходя из определения интерфейса, можно сделать вывод, что он определяет взаимодействие всех систем связи и при изменении его параметров происходит изменение работы всей системы. Следовательно, необходимо построить такой интерфейс, который сможет адаптироваться под различные условия передачи информации и предоставлять максимальное количество функций управления и мониторинга. Физические интерфейсы, рассматриваемые в данной статье, относятся только к системам связи:

- интерфейс E&M – для передачи аналоговых сигналов между автоматическими телефонными станциями (АТС);
- интерфейс стандарта G.703 – для обмена сигналами между ЦСП со скоростью 2048 кбит/с;
- интерфейс стандарта IEEE 802.3 (Ethernet) – определяющий проводные соединения и элек-

трические сигналы на физическом уровне, позволяющий работать на скоростях 10/100/1000 Мбит/с;

- волоконно-оптический интерфейс передачи данных ANSI X3T9.5.

Необходимо учитывать, что для управления каналами связи разработаны и широко используются как протоколы стека TCP/IP, так и интегрированные функции управления (например, использование процедур контроля ошибок и национальных битов в G.703). В качестве основного протокола обмена данными с «верхними» системами управления принято решение использовать SNMP, так как он имеет широкую гибкость и удобство программирования, а также активно используется в различных системах [2].

Полагаясь на текущее развитие методов программирования, необходимо отметить, что в настоящее время широко применяется «визуальное программирование» [3-4], которое уже сейчас используется в цифровых процессорах обработки звука и найдет свое место в системах связи для настройки конфигурации оборудования. Это условие является необходимым при реализации системы виртуальных интерфейсов, так как данная технология облегчает задачу исследования и проведения экспериментов.

Для решения вопросов управления и мониторинга, реализации концепции системы виртуальных интерфейсов (СВИ) необходимо выполнить построение виртуальной единицы оборудования для систем связи, включающую в свое ядро методику визуального программирования.

### Представление интерфейсов через алгоритмо-математическую модель сигналов

Первым шагом к решению поставленной задачи является создание формализованного представления и машинно-ориентированного объекта-заместителя для реального сетевого элемента (единицы оборудования), где необходимо определить его функцию, состав и программное обеспечение (ПО). В качестве исследуемого объекта было предложено использовать каналобразующее оборудование – мультиплексор, входящий в состав первичной сети (см. рис. 1), который выполняет следующие функции:

- маршрутизацию аналогового канала E&M –  $f(t, n)$ , где  $t$  – время,  $n$  – случайный аналоговый сигнал;

- маршрутизацию цифрового канала Ethernet –  $e(t, v)$ , где  $t$  – время,  $v$  – объем информации;

- управление маршрутизацией и мониторинг по протоколу SNMP –  $s(t, p)$ , где  $t$  – время,  $p$  – параметры функции управления.

Выходом мультиплексора является интерфейс G.703, следовательно, функция преобразования будет иметь следующий вид

$$G7(t, k, p) = g[f(t, n), e(t, v), k] s(t, p), \quad (1)$$

где  $k$  – номер канального интервала. Следовательно, единица оборудования будет представлена в виде (см. рис. 1).

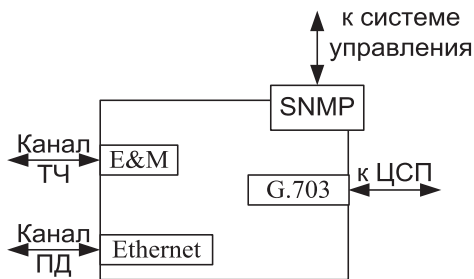


Рис. 1. Схема привязки интерфейсов к мультиплексору: ТЧ – канал тональной частоты; ПД – передача данных

В качестве поддержки визуального программирования применена среда моделирования и автоматического расчета систем (МАРС) [5], позволяющая формировать библиотеку виртуальных компонентов (интерфейсов), построенных на основе математических моделей, и объединять их согласно методу компонентных цепей [6] в единую систему обработки информации.

Так как в интерфейсах присутствует алгоритмическая составляющая (кодирование, разделение данных по канальным интервалам), следовательно модель цифровых интерфейсов будет представлена на математико-алгоритмическом уровне как

$$f(t) = \begin{cases} 1, \sin(t) > 0 \\ 0, \sin(t) < 0 \end{cases}. \quad (2)$$

Зная математическую модель цифрового сигнала (2) и алгоритм кодирования цифрового потока E1, которое определено как биполярное кодирование с высокой плотностью (High Density Bipolar 3 – HDB3) [7], представляется возможным реализовать виртуальный интерфейс, изображенный на рис. 2, где а) передатчик; б) приемник;

1-15, 17-31 – временные интервалы, 16 – управление, Out/In – выход/вход интерфейса, Alm – выходы сигнализации (Major, Minor).

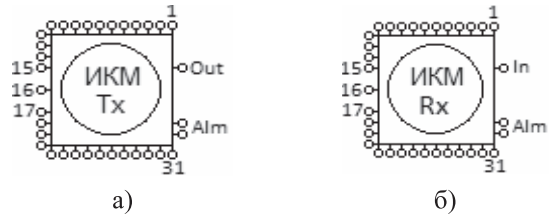


Рис. 2. Виртуальный интерфейс G.703

По аналогичному принципу образована модель интерфейса Ethernet (см. рис. 3), где в качестве аппаратной поддержки был использован драйвер сетевой карты персонального компьютера, для обмена данными между системами моделирования по сети.



Рис. 3. Модель интерфейса Ethernet: In/Out – вход/выход цифрового сети или аналогового сигналов, передаваемых по сети

### Пример построения модели преобразования сигналов

Используя представленные выше компоненты, можно реализовать модель схемы преобразования интерфейсов HDB3 в Ethernet для организации канала связи между абонентами (см. рис. 4) [8]. В качестве абонентов выступают источники аналогового сигнала ES1 и ES2. Далее сигнал передается через 1 и 3 временной интервал интерфейса HDB3 с преобразованием в канал Ethernet. На приемной стороне (ПК №2) в качестве «уха» используются вольтметры с выводом результата измерения на график.

Применив вместо ПК реальное оборудование ЦСП с поддержкой визуального программирования, станет возможным выполнение любых преобразований внутри для перечисленных выше интерфейсов, что даст возможность не использовать при необходимости дополнительное физическое оборудование (модульные платы интерфейсов). Еще одним важным свойством является то, что виртуальный интерфейс возможно привязать к любому физическому порту, так как в модели описаны алгоритмы и свойства его работы. А с применением модели интерфейса для сигнализа-

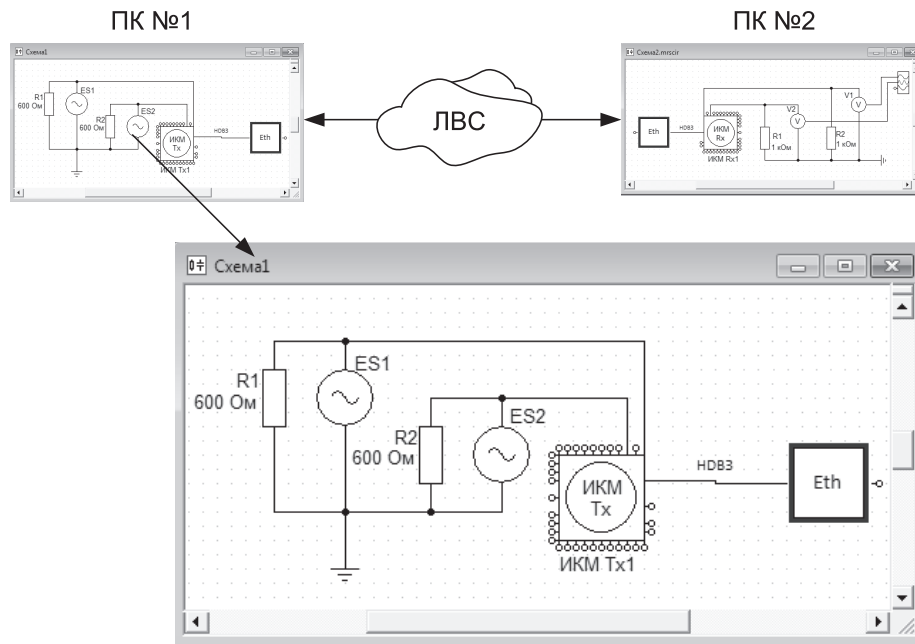


Рис. 4. Упрощенная модель цифрового канала связи HDB3, построенная на основе моделей интерфейсов с использованием преобразования в канал Ethernet

ции по протоколу SNMP возможно реализовать связь с системами управления верхнего уровня для передачи аварийных сообщений (см. рис. 5).

Применение «агента» SNMP – не является новым, но определив его как самостоятельную алгоритмическую модель – его функциональность увеличивается за счет привязки источников сигнализации к динамическому количеству портов интерфейса SNMP.

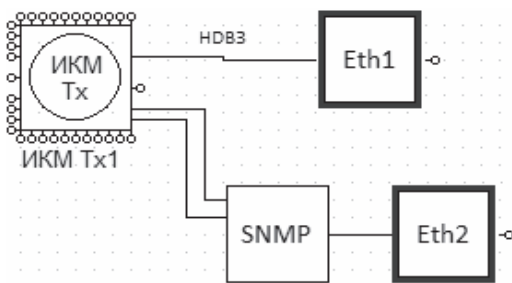


Рис. 5. Модель протокола SNMP для формирования аварийных сообщений

### Заключение

По результатам проведенного исследования можно сделать следующие выводы. Разработанный метод позволяет по-новому взглянуть на аппаратную конфигурацию оборудования ЦСП, которая должна состоять только из необходимого количества физических интерфейсов (портов), которые через алгоритмо-математическое описание могут быть

представлены в виде описанных выше интерфейсов. Но для реализации данного подхода необходимо использовать новые метод настройки и управления через «визуальное программирование» с выходом на системы управления. Еще одно преимущество – это возможность использования моделей как для проектных изысканий, так и для обучающих целей.

### Литература

1. Гребешков А.Ю. Разработка методов анализа и эффективного управления конфигурацией средств и сетей связи следующего поколения // [http://www.algrebs.narod.ru/present/Conf\\_mng\\_sovet.pdf](http://www.algrebs.narod.ru/present/Conf_mng_sovet.pdf)
2. Иваненко С. Введение в SNMP // [http://network.xsp.ru/6\\_1.php](http://network.xsp.ru/6_1.php)
3. Флягина Т.А., Авербух В.Л. Новые подходы к проектированию видов отображения и методов интерфейса для систем визуализации программного обеспечения параллельных вычислений // Тезисы XI МС Супервычисления и математическое моделирование. Саров, РФЯЦ ВНИИЭФ, 2009. – С. 106-107.
4. Авербух В.Л., Черемухин В.Ю. Программное обеспечение виртуального магазина // Труды РНК «Научный Сервис в сети ИНТЕРНЕТ». Новороссийск, сентябрь 2001. М.: Изд. МГУ, 2001. – С. 141-143.
5. Дмитриев В.М., Шутенков А.В., Зайченко Т.Н., Ганджа Т.В., Кураколов А.Н. Среда мо-

- делирования MAPC. Томск.: В-Спектр, 2009. – 299 с.
6. Дмитриев В.М., Арайс Л.А., Шутенков А.В. Автоматизация моделирования промышленных роботов. М.: Машиностроение, 1995. – 304 с.
7. ITU-T Recommendation G.703 (11/2001). Physical/electrical characteristics of hierarchical digital interfaces. Geneva, 2002 // <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.703/en>
8. Буданов А.Н. Алгоритмы построения оборудования при исследовании и планировании телекоммуникационных сетей // Научная сессия ТУСУР 2012: Материалы РНТК студентов, аспирантов и молодых ученых. Ч. 4. Томск: В-Спектр, 2012. – С. 113-117.

## VIRTUAL INTERFACE FOR DIGITAL TRANSMISSION SYSTEMS

**Budanov A.N., Dmitriev V.M.**

**A question of flexibility equipment digital transmission systems (DTS) via a base set of virtual interfaces. This technology is being considered for use in the primary network connection, eliminating the use of modular embedded boards and interfaces to expand the functional hardware DSPs**

*Keywords: interfaces, control systems, simulation environment.*

Буданов Алексей Николаевич, аспирант Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР). Тел. 8-906-948-44-53. E-mail: budanovan@mail.ru

Дмитриев Вячеслав Михайлович, д.т.н., профессор, заведующий Кафедрой моделирования и основ теории цепей ТУСУР. Тел. 8-382-241-39-15. E-mail: dmitriewvm@gmail.com

## ТЕХНОЛОГИИ КОМПЬЮТЕРНЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

УДК 004.492.3

### К ВОПРОСУ ОБНАРУЖЕНИЯ ВРЕДНОСНЫХ ПРОГРАММ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ТЕХНОЛОГИЮ CUDA

*Мостовой Я.А., Рахмаев Д.М.*

Рассматривается задача обнаружения вредоносных программ (ВП), использующих графические процессоры компании NVIDIA и технологию CUDA. Для решения задачи обнаружения подобных ВП в файлах применен сигнатурный метод. Спроектировано и разработано программное средство, реализующее данный метод обнаружения ВП. Продемонстрировано его использование применительно к ВП, использующим графические процессоры в своей работе.

**Ключевые слова:** графические процессоры, CUDA, безопасность, вредоносные программы, сигнатурный метод обнаружения.

#### Введение

В настоящее время все большую популярность набирает использование широко распространенных на пользовательских системах графических процессоров (GPU) для решения неграфических задач. Их использование позволяет в некоторых случаях существенно увеличить производитель-

ность вычислительной системы. Одним из популярных подходов к программированию GPU для таких задач является использование технологии CUDA (Compute Unified Device Architecture) – архитектуры параллельных вычислений от компании NVIDIA, которая позволяет реализовать многопоточные вычисления общего назначения на графических процессорах ее производства [1].

На сегодняшний день продажи графических процессоров с поддержкой CUDA достигли 128 миллионов. Тысячи разработчиков программного обеспечения, ученых и исследователей широко используют CUDA в различных областях, включая обработку видео, астрофизику, вычислительную биологию и химию, моделирование динамики жидкостей, электромагнитных взаимодействий, восстановление изображений, полученных путем компьютерной томографии, сейсмический анализ, трассировку луча и многое другое [2]. Графические процессоры добавляются в систему посредством установки графической платы (ви-



деокарты) или специализированной платы для параллельных вычислений в слот PCI Express. На современной графической плате располагается собственная быстрая память объемом 1-2 Гб. На специализированных графических платах объем памяти составляет 5-8 Гб. Таким образом, в современных компьютерных системах GPU является не только графическим процессором, но также и универсальным процессором для параллельных вычислений общего назначения, работающим с любыми приложениями.

Учитывая большой потенциал вычислений общего назначения на графических процессорах, естественно ожидать, что авторы вредоносных программ попытаются использовать мощные возможности современных GPU к своей выгоде [3]. Два ключевых фактора, которые влияют на жизненный цикл и результативность сложных ВП, – это способность обходить существующую антивирусную защиту и трудозатраты, требуемые аналитику вредоносных программ для анализа и раскрытия их функциональности, что зачастую является необходимым условием для реализации соответствующих механизмов обнаружения и сдерживания. Упаковка и полиморфизм – это одни из наиболее используемых техник для уклонения от обнаружения сканерами антивирусов [4]. Запутывание кода и антиотладочные приемы обычно используются, чтобы затруднить реверс-инжиниринг и анализ вредоносного кода [5].

До сих пор эти техники уклонения от обнаружения и антиотладки использовали особенности наиболее распространенных сред исполнения кода. Следовательно, механизмы защиты и анализа вредоносных программ, а также знания и опыт исследователей в области безопасности сфокусированы на IA-32, архитектуре с наиболее распространенным набором инструкций (ISA). Появившаяся возможность исполнять код общего назначения на GPU открывает совершенно новое окно возможностей для разработчиков ВП, чтобы значительно усложнить работу существующим средствам защиты.

В [6] было показано, что вычисления общего назначения на графических процессорах позволяют авторам вредоносных программ использовать преимущества GPU, установленных в современных персональных компьютерах, и увеличить стойкость их ВП против существующих систем защиты. Техники защиты кода, представленные в [6] – распаковка с использованием GPU и полиморфизм во время выполнения, не только демонстрируют осуществимость создания ВП с поддержкой GPU, но также показывают большой потенциал

вычислений общего назначения на GPU в повышении живучести и функциональности ВП.

Мы говорим об этом, чтобы вслед за [6] подчеркнуть, что лучшее понимание наступательных возможностей атакующих может привести исследователей к созданию более эффективных и стойких систем защиты. Задачей данной статьи является представить один из методов решения описанной выше проблемы анализа и обнаружения исполняемых файлов ВП, использующих GPU сигнатурным методом. С целью демонстрации эффективности метода представляется проект и реализация программного средства, которое, используя сигнатурный метод, эффективно решает задачу обнаружения вредоносных программ, использующих GPU.

### **Сигнатурный метод обнаружения файлов ВП, использующих GPU**

Рассматриваются вредоносные программы, использующие GPU, которые могут копировать себя в каждый исполняемый файл, который они заражают. Этот тип ВП размножает идентичные побайтовые копии себя раз за разом. Они могут быть детектированы поиском определенной строки байтов, называемой сигнатурой ВП, которая была ранее извлечена из тела ВП.

Сигнатура ВП – это последовательность байтов, которая может быть найдена в коде ВП, но не может встретиться где-либо еще. Извлечение сигнатуры ВП представляет собой сложную работу. Аналитики вредоносных программ должны внимательно проанализировать тело ВП, чтобы извлечь ее сигнатуру. Когда появляются новые ВП, аналитик должен проанализировать инфицированный файл и обнаружить паттерн, или сигнатуру, этой вредоносной программы.

После обнаружения сигнатуры различных ВП сохраняются в базу данных сигнатур антивирусной программы. Эта база данных с сигнатурами распространяется среди пользователей вместе с антивирусной программой. Антивирусная программа использует эти сигнатуры, чтобы просканировать уязвимую область компьютера (сюда включаются файлы, загрузочная запись, файлы документов с макросами и т.д.), чтобы обнаружить присутствие какой-либо из известных сигнатур. Если обнаруживается какая-либо из сигнатур ВП, то целевая программа считается зараженной, в противном случае незараженной.

Хотя обнаружение сигнатур – это простой и надежный метод, он имеет ограничения, которые заключаются в том, что он может обнаруживать известные ВП, чьи сигнатуры уже извлечены и



включены в базу данных сигнатур антивирусной программы. Он не может обнаруживать вариации известных ВП, даже несмотря на то, что различия между сигнатурами могут быть очень невелики.

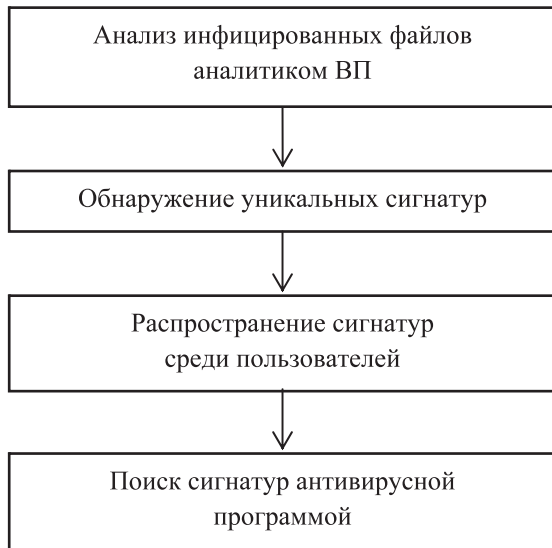


Рис. 1. Последовательность этапов сигнатурного метода

### Исполняемый код распаковщика ВП для GPU как сигнатура ВП

Авторы [6] привели серьезные доводы об опасном потенциале использования GPU во вредоносных программах, но не учли того факта, что сам исполняемый код распаковщика ВП для GPU может послужить сигнатурой, которая будет выявлена и использована аналитиком вредоносных программ. С точки зрения аналитика вредоносных программ, двоичный файл ВП, использующей GPU, содержит код, предназначенный для запуска на различных процессорах, как показано на рис. 2.

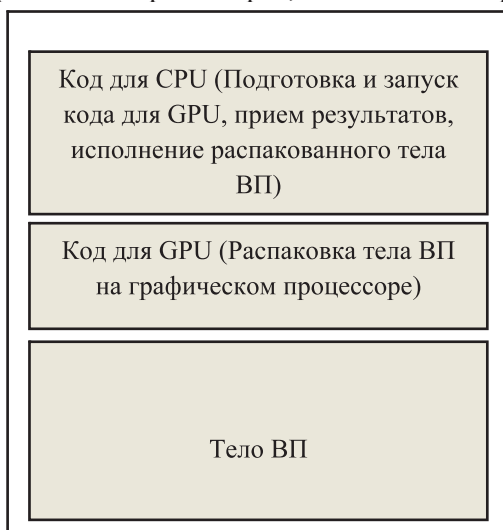


Рис. 2. Двоичный файл ВП, использующей GPU

Во время своего исполнения вредоносная программа загружает зависимый от устройства код на GPU, выделяет область памяти, доступную и для CPU, и для GPU, инициализирует разделяемыми данными и планирует исполнение GPU кода. В зависимости от проекта поток управления может переключаться туда и обратно между CPU и GPU или параллельно выполняться на обоих процессорах.

Однако до момента запуска исполняемый файл вредоносной программы – самый обычный файл, и его можно просканировать на предмет наличия сигнатур ВП. Если исполняемый код процедуры распаковки вредоносной программы на GPU возможно обнаружить, то вирусному аналитику нет необходимости знать, что и каким именно образом делает процедура распаковки, работающая на графическом процессоре. Не нужно производить пошаговое выполнение и динамическое дизассемблирование GPU кода, не нужны виртуальные машины и эмуляторы GPU, достаточно просто знать, что процедура распаковки есть, и выделить из нее сигнатуру.

Таким образом, без использования сложных приемов и необходимости трудоемкой отладки GPU-кода проблема обнаружения вредоносных программ, использующих GPU, может быть решена путем обнаружения сигнатуры GPU-распаковщика.

### Реализация сигнатурного метода сканирования файлов ВП, использующих GPU

Был спроектирован и реализован прототип файлового антивирусного сканера, реализующий сигнатурный метод обнаружения (см. рис. 3).

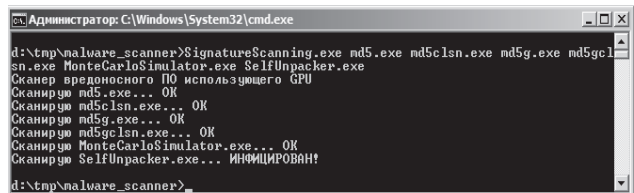


Рис. 3. Результат работы антивирусного сканера, способного обнаруживать ВП, использующие GPU

Полученный прототип демонстрирует применимость сигнатурного метода обнаружения к ВП, использующим GPU. При некоторых доработках он может быть использован для поиска подобных вредоносных программ в рабочих системах. Также он может стать частью более сложной системы обнаружения существующих и будущих угроз со стороны ВП.

## Недостатки сигнатурного метода обнаружения ВП и дальнейшие исследования

Как упоминалось выше, сигнатурный метод анализа имеет и свои недостатки. Один их худших из них – это задержка по времени между созданием ВП и его обнаружением. Так как сигнатурный метод требует выполнения процесса выявления сигнатуры, распространения базы сигнатур среди пользователей и постоянного обновления этой базы, новые ВП, еще не включенные в базу, могут успеть распространиться и нанести значительный ущерб. Чем выше задержка, тем более вероятно возникновение эпидемий вредоносных программ.

Этот недостаток преодолевается использованием техник автоматического выделения сигнатур, добавлением сигнатур пользователями антивирусов, регулярного автоматического обновления баз с сигнатурами ВП через Internet. Однако в любом случае задержка до появления сигнатур ВП в базах будет существовать. И чем сложнее вредоносная программа, тем больше времени понадобится аналитикам ВП на выявление сигнатуры.

В [6] показано, что использование графических процессоров и наиболее распространенной технологии их программирования CUDA может серьезно усложнить и замедлить анализ ВП. К тому же авторы вредоносных программ могут попытаться применить и уже известные техники, и возможности GPU с целью построения полностью полиморфных образцов ВП. Такие ВП не могут быть обнаружены сигнатурными методами, так как постоянных сигнатур не имеют. Изучение подобных вредоносных программ, разработка методов их анализа и обнаружения будет предметом дальнейших исследований. Лучшее понимание наступательных возможностей ВП, использующих GPU, может привести исследователей к созданию более эффективных и стойких систем защиты.

## Заключение

Показано, что сигнатурный метод обнаружения ВП может быть применен в решении проблемы анализа и обнаружения файлов вредоносных программ, использующих GPU. К этим ВП метод применяется путем использования в качестве сигнатуры GPU-кода распаковщика тела ВП. Применение сигнатурного метода в этом случае позволяет избежать необходимости решать трудоемкие и сложные проблемы, связанные с анализом GPU-кода, а именно: производить пошаговое выполнение и динамическое дизассемблирование GPU-кода, разрабатывать и использовать виртуальные машины и эмуляторы GPU.

Эффективность метода продемонстрирована на примере программного средства, реализующего сигнатурный метод, которое решает задачу обнаружения ВП, использующих GPU. Рассмотрены недостатки сигнатурного метода, намечен ход дальнейших исследований. Полученные результаты могут быть использованы для разработки комплексной системы защиты от ВП, использующих GPU.

## Литература

1. Сандерс Дж., Кэндрот Э. Технология CUDA в примерах. Введение в программирование графических процессоров. Пер. с англ. М.: ДМК Пресс, 2011. – 232 с.
2. Что такое CUDA // [http://www.nvidia.ru/object/what\\_is\\_cuda\\_new\\_ru.html](http://www.nvidia.ru/object/what_is_cuda_new_ru.html)
3. Reynaud D. GPU Powered Malware. // Ruxcon 2008 // [http://2008.ruxcon.org.au/files/2008/reynaud\\_slides.pdf](http://2008.ruxcon.org.au/files/2008/reynaud_slides.pdf)
4. Szor P. The Art of Computer Virus Research and Defense. Addison-Wesley Professional, 2005. – 744 p.
5. Ferrie P. Anti-Unpacker Tricks. // 2nd International CARO Workshop, 2008 // <http://pferrie.tripod.com/papers/unpackers.pdf>
6. Vasiliadis G., Polychronakis M, Ioannidis S. GPU-Assisted Malware. // 5th International Conference on Malicious and Unwanted Software (MALWARE), 2010. – P. 1-6.

## ON THE QUESTION OF DETECTION MALWARE THAT USE CUDA TECHNOLOGY

Mostovoi J.A., Rakhmaev D.M.

The problem of detection malware that use NVIDIA graphic processing units and CUDA technology is considered. The signature-based method was used to solve the problem of malware detection in the files. We designed and developed software that implements this method of malware detection. We also demonstrated its applicability to detection malware that use graphic processing units in their work.

**Keywords:** *graphics processing units, CUDA, security, malware, signature-based detection method.*

Мостовой Яков Анатольевич, д.т.н., лауреат Государственной премии СССР, профессор Кафедры программного обеспечения и управления в технических системах (ПОУТС) Поволжского государственного

## БАЗОВЫЕ ПРИНЦИПЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕОРИИ СЕТЕВОГО ИСЧИСЛЕНИЯ (NETWORK CALCULUS)

*Кудрявцева Е.Н., Росляков А.В.*

В статье на основе анализа особенностей трафика пакетных сетей показаны трудности использования классической теории массового обслуживания для исследования параметров качества обслуживания мультисервисного трафика в таких сетях. Рассмотрены базовые принципы перспективной теории сетевого исчисления (Network Calculus). Проведен обзор имеющихся работ в области теории детерминированного и стохастического сетевых исчислений, указаны перспективные направления применения данной теории.

**Ключевые слова:** теория сетевого исчисления (Network Calculus), пакетный трафик, кривая поступления, кривая обслуживания, граничные оценки параметров качества обслуживания QoS.

### Введение

С началом нового тысячелетия наметился активный переход от классических сетей общего пользования с коммутацией каналов (TDM) к мультисервисным сетям следующего поколения (Next Generation Network – NGN), в основе которых лежит коммутация пакетов. На заре развития TDM-сетей (прежде всего телефонных) использовалась теория телетрафика, которая послужила в дальнейшем основой классической теории массового обслуживания (ТМО) [1], сыгравшей важную роль при моделировании, анализе и расчете характеристик функционирования различных систем массового обслуживания (СМО). ТМО позволяет установить количественную связь между числом и типом приборов обслуживания, характеристиками входящего потока заявок и качеством их обслуживания в СМО. Например, в системах с очередями под качеством обслуживания понимается своевременность обслуживания поступивших в систему заявок (среднее число заявок, находящихся в очереди на обслуживание, среднее время ожидания в очереди и т.д.), в системах с потерями – вероятность потерь заявок.

Стоит отметить, что число заявок (вызовов, пакетов, ячеек и т.п.), поступающих в реальную сеть связи (в отдельный узел сети или в сеть в

целом) за определенный промежуток времени, является случайной величиной. Более того, и длительности обслуживания заявок в узлах сети также представляют собой случайные величины с различными законами распределения. Следовательно, узел реальной сети связи справедливо представлять моделью СМО общего вида G/G/1 в обозначениях Кендалла-Башарина. Однако точный анализ такой модели возможен только с использованием имитационного моделирования, и при теоретических исследованиях обычно принимается ряд допущений. Например, в большинстве случаев поток заявок рассматривается как Пуассоновский и анализируемые СМО, моделирующие отдельные узлы сети, описываются более простыми моделями типа M/G/1, M/D/1, M/M/1 и т.д. Такое упрощение значительно облегчает проведение аналитических исследований, но не соответствует реальному трафику и дисциплинам обслуживания нагрузки в узлах современных мультисервисных пакетных сетей NGN. Игнорирование данного факта может привести к большим недооценкам реальных характеристик качества обслуживания QoS.

Таким образом, смена одного типа сетей связи на другой должна повлечь за собой и смену математических моделей и методов расчета характеристик качества работы этих сетей.

### Особенности трафика мультисервисных пакетных сетей

При попытке применить классическую ТМО к исследованию трафика мультисервисных пакетных сетей NGN возникает ряд трудностей.

1. Разнообразные заявки на обслуживание в мультисервисных пакетных сетях представляют собой пакеты различной длины. Длина пакета зависит главным образом от типа передаваемого трафика: голос, видео, трафик данных, служебный сигнальный трафик и др. С другой стороны, в сетях TDM обычно имеется только один тип заявок, которые поступают в систему и либо остаются ждать момента обслуживания (СМО с

ожиданием), либо покидают систему сразу в случае занятости обслуживающих приборов (СМО с потерями).

2. Для передачи пользовательских и служебных данных в сетях NGN используются различные протоколы (TCP/IP, UDP, RTP/RTCP, FTP, HTTP, H.323, SIP, SIGTRAN и др.). При передаче пользовательских данных могут использоваться разнообразные аудио- и видеокодеки (G.711, G.723, G.729, H.261, H.263 и др.). Соответственно, при анализе таких сетей необходимо учитывать различные длины пакетов и требуемые полосы пропускания, необходимые для того или иного кодека. Обслуживание пакетов может осуществляться в соответствии с различными методами обеспечения гарантии качества QoS (IntServ, DiffServ и т.д.). Все это значительно усложняет расчеты пакетных сетей при использовании классической ТМО.

3. В рекомендациях международных организаций по стандартизации в области телекоммуникаций (например, рекомендации МСЭ-Т Y.1541, G.114, G.1010, ETSI TS101329, 3GPP TS 22.105, 3GPP TS 23.107 и др.) указаны допустимые (максимально возможные) значения показателей качества обслуживания трафика (например, задержек, вариаций задержек пакетов) в зависимости от класса трафика. Теория массового обслужи-

вания позволяет вычислить в основном только средние значения характеристик QoS.

4. Методы расчета характеристик пакетных сетей (пропускной способности каналов, емкости буферов, величин задержек, числа потерянных пакетов и пр.), основанные на классической ТМО с простейшими потоками вызовов, которые с успехом использовались при анализе телефонных сетей, дают неоправданно оптимистические оценки. Обусловлено это тем, что реальный IP-трафик носит самоподобный (фрактальный) характер, то есть выглядит качественно одинаково при различных масштабах времени. Также пакетный трафик характеризуется высокой пачечностью (группированием пакетных данных в «пачки»). Из-за этого в мультисервисном пакетном трафике при сравнительно небольшом среднем значении могут присутствовать относительно большие всплески интенсивности поступления запросов (большие значения дисперсии) – см. рис. 1.

Учитывая вышеизложенное, можно сделать вывод о том, что классические модели и методы ТМО не могут обеспечить необходимую точность анализа мультисервисных сетей NGN. Для исследования сложных пакетных сетей в начале 1990-х гг. была предложена качественно новая концепция – теория сетевого исчисления (Network Calculus) [2].

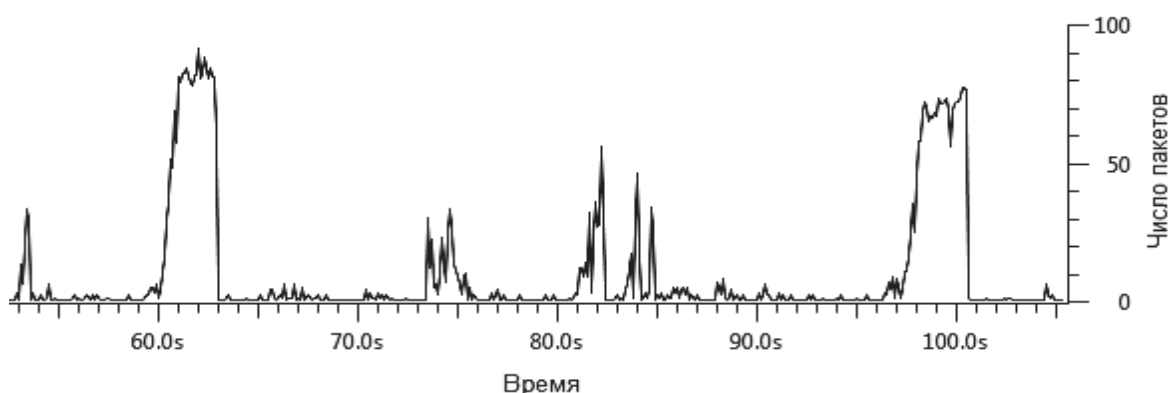


Рис. 1. Зависимость интенсивности поступления пакетов от времени

### Основы теории сетевого исчисления (Network Calculus)

Сетевое исчисление Network Calculus представляет собой теоретическую основу для определения граничных оценок параметров качества обслуживания заявок в пакетных сетях [4; 12]. Основы сетевого исчисления берут свое начало из математической теории диоидов (диоид – алгебра с двумя операциями) [5], в частности, «мин-плюс / макс-плюс» диоида. Теорию также называют «мин-плюс / макс-плюс» алгеброй, относящейся

к классу идемпотентных алгебр. «Макс-плюс» алгебра двойственна «мин-плюс» алгебре с подобными концепциями и результатами, когда минимум заменяется максимумом, а инфимум – супремумом. Основные положения теории сетевого исчисления в большинстве случаев используют «мин-плюс» алгебру. В отличие от традиционной алгебры в «мин-плюс» алгебре операции изменяются следующим образом: сложение превращается в расчет инфимума (или минимума, если он существует), умножение превращается в сложение. Стоит отметить, что использование таких



подходов существенно упрощает определение граничных оценок. Детальная трактовка «мин-плюс» и «макс-плюс» алгебр представлена в [5].

Рассмотрим некоторую систему обслуживания  $S$  (см. рис. 2), на вход которой поступают заявки (отдельные пакеты данных, биты), описываемые некоторой входной функцией поступления  $X(t)$ , и появляются на выходе системы с некоторой переменной задержкой. Выходную функцию, описывающую выходной поток, обозначим через  $Y(t)$ . В качестве системы  $S$  можно рассматривать отдельный буфер, сложный коммутационный узел, совокупность нескольких узлов или даже всю сеть. Сетевое исчисление предоставляет возможность оценить границы двух очень важных для обеспечения соответствующего уровня качества обслуживания (QoS) характеристик системы (см. рис. 2).

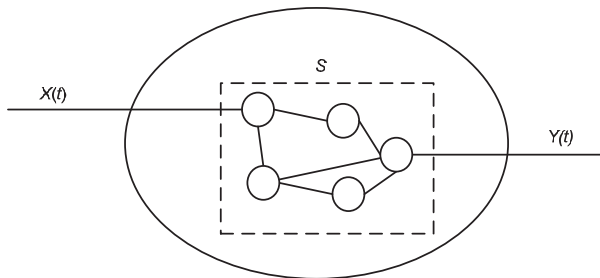


Рис. 2. Система обслуживания

1. Виртуальная задержка в момент времени  $t$ :

$$D(t) = \inf \{ \tau \geq 0 : X(t) \leq Y(t + \tau) \}$$

для любых  $0 \leq \tau \leq D(t)$ .

2. Загрузка (backlog) в момент времени  $t$ :

$$B(t) = X(t) - Y(t + \tau).$$

Загрузка – это количество заявок (сообщений, пакетов, бит и т.д.), которые находятся в системе. Для отдельного буфера загрузка представляет собой длину очереди, если система более сложная, то загрузка – это число заявок в системе в предположении, что можно одновременно наблюдать вход и выход.

Чтобы упростить описание процессов поступления и обслуживания заявок, используются их границы, которые в дальнейшем анализируются. В основе теории сетевого исчисления лежат два понятия: кривая (функция) поступления и кривая (функция) обслуживания.

1. При заданной неубывающей функции  $\alpha$ , определенной для всех  $t \geq 0$  ( $\alpha \in \mathcal{F}$ ), говорят, что входящий поток  $X$  ограничен функцией  $\alpha$  тогда и только тогда, когда для всех  $\tau \leq t$  выполняется неравенство  $X(t) - X(\tau) \leq \alpha(t - \tau)$ . В

этом случае говорят, что  $\alpha$  – кривая поступления для потока  $X$ .

2. Рассмотрим СМО  $S$  и поток, проходящий через систему, с входной функцией  $X(t)$  и выходной функцией  $Y(t)$ . СМО  $S$  реализует для потока кривую (функцию) обслуживания  $S(t)$  тогда и только тогда, когда  $S \in \mathcal{F}$  и  $Y(t) \geq X \otimes S(t)$ , где  $\otimes$  – операция свертки случайных функций (см. рис. 3);  $S(t)$  – неубывающая функция,  $S(0) = 0$  и для всех  $t \geq 0$  выполняется неравенство  $Y(t) \geq \inf_{\tau \leq t} (X(\tau) + S(t - \tau))$ .

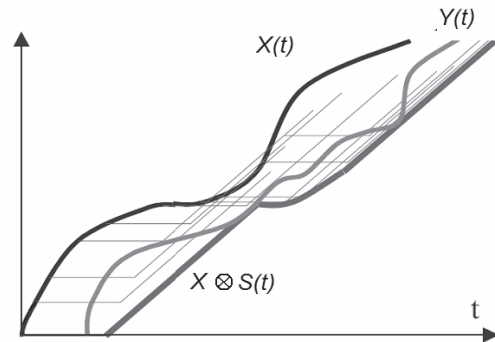


Рис. 3. Иллюстрации кривых поступления и обслуживания

В зависимости от характера этих кривых различают детерминированное и стохастическое сетевое исчисление [4; 6-7; 12]. Если известны кривые обслуживания каждого  $i$ -го узла сети, то можно определить общую кривую обслуживания последовательной цепочки из  $n$  узлов в виде

$$S_{net}(t) = (S_1 \otimes S_2 \otimes \dots \otimes S_i \otimes \dots \otimes S_n)(t).$$

Таким образом, теория сетевого исчисления представляет собой достаточно простой и вместе с тем эффективный аппарат для расчета граничных значений параметров качества обслуживания в пакетных мультисервисных сетях NGN.

### Обзор работ в области теории сетевого исчисления

Основоположником теории сетевого исчисления был Р.Л. Круз, опубликовавший первые работы в этом направлении [2-3], где был предложен метод расчета границ задержки и требуемого размера буфера в отдельно взятых узлах [2] и в сетях с пакетной коммутацией [3]. В методе использовался входной детерминированный поток данных в предположении, что он не превышает определенной (заданной) границы. Чтобы выполнялось это условие, было введено несколько дополнительных сетевых элементов:



- элемент с постоянной задержкой  $D$ , в котором поток на выходе  $Y(t)$  в момент времени  $t$  связан с потоком на входе  $X(t)$  следующим выражением

$$Y(t) = X(t - D);$$

- буфер приема, на вход которого поступает поток вида  $X(t) = C \sum_{k=1}^{\infty} I_{(\tau_k \leq t < \tau_k + L_k/C)}$ , где  $L_k$  – длина  $k$ -го пакета в битах, который начинал передаваться в момент времени  $\tau_k$ ;  $I_A$  – функция-индикатор истинности состояния  $A$ ;  $C$  – скорость поступления потока. На выходе такого буфера поток определяется как  $Y(t) = \sum_{k=1}^{\infty} L_k \delta(t - t_k)$ , где  $\delta$  – дельта-функция Дирака, а  $t_k = \tau_k + L_k/C$  для всех  $k$ . Очевидно, что любой бит данных, проходящих через этот сетевой элемент, обладает максимальной задержкой, ограниченной значением  $L/C$ ;

-  $(\sigma, \rho)$ -регулятор трафика выступает в качестве элемента, реализующего функцию «ограничителя пачечности». Более подробное описание можно найти в [1; 6]. Обобщением [2-3] и ряда других работ является [4], где проведена аналогия теории сетевого исчисления (см. рис. 4б) с теорией цепей (см. рис. 4а).

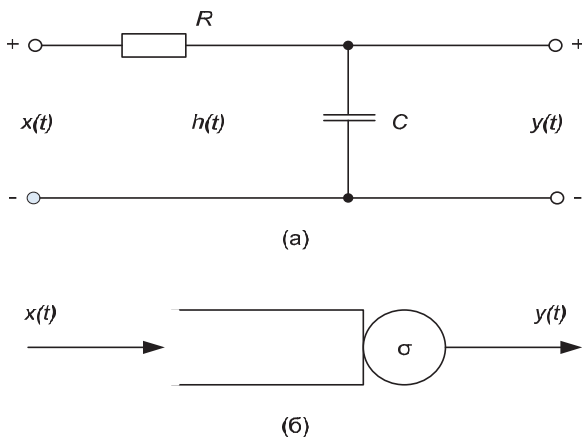


Рис. 4. RC-цепь (а), СМО (б)

Для обеих систем нахождение функции на выходе осуществляется вычислением свертки входной функции и функции, характеризующей систему:

а) в случае теории цепей – это свертка входной функции и импульсной характеристики цепи

$$y(t) = (x * h)(t) = \int_0^t x(\tau)h(t - \tau)d\tau;$$

б) в случае теории сетевого исчисления – это «мин-плюс» свертка входной функции и функции обслуживания  $S = \sigma$ , характеризующей СМО

$$y(t) = (x \otimes S)(t) = \inf_{\tau \in R, 0 \leq \tau \leq t} \{x(\tau) + S(t - \tau)\}.$$

С 1991 г. до настоящего времени над теорией сетевого исчисления работало множество исследователей в разных странах. Работы велись в различных направлениях: первоначально развивалось направление детерминированного сетевого исчисления [2-4; 16; 20], в котором анализ основных параметров качества обслуживания пакетов QoS (загрузки и задержки) производился при фиксированных кривых (функциях) поступления и обслуживания трафика.

В дальнейшем получило развитие и стохастическое сетевое исчисление [12-14; 17; 24], которое позволяет получить оценку того, что реальные значения параметров QoS не будут превышать граничные величины с некоторой вероятностью  $P(QoS_{(экс.)} < QoS_{(зад.)}) \leq \epsilon$ .

В большей части работ [4; 6-18; 20-24] исследовались кривые трафика и обслуживания в пространственной области, что подразумевает рассмотрение количества поступивших и обслуженных системой заявок на интервале времени, где  $[\tau, t]$ , где  $t \geq 0$  и  $0 \leq \tau \leq t$ .

Однако в [19] рассматривались модели и во временной области, учитывающие промежутки времени между пакетами в потоке. Кривая поступления в этом случае имеет вид  $\Gamma(m, n) = a(n) - a(m)$ , где  $a(i)$  – время прибытия  $i$ -го пакета в систему, кривая обслуживания –  $\Delta(m, n) = \sum_{k=m}^n \Delta t_k$  для любых  $0 \leq m \leq n$ , где  $\Delta t_i$  – время обслуживания  $i$ -го пакета. Там же были показаны возможности преобразования между моделями во временной и пространственной областях.

Трудности и возможности применения теории сетевого исчисления для исследования не FIFO систем рассмотрены в работах [11; 22].

В работах [5; 23; 25] для анализа систем использовалось преобразование Лежандра, аналогичное преобразованию Фурье, для упрощения вычислений «мин-плюс» сверток функций. Это позволило перенести модели в скоростную область теории сетевого исчисления, где рассматривается частота поступления заявок в систему и их ухода из системы.

Следует отметить, что в последние годы теория сетевого исчисления охватила широкий круг областей исследования. Создававшаяся изна-

чально для анализа проводных пакетных сетей теория была распространена и на беспроводные сети, оптические сети. Большое количество работ посвящено исследованию самоорганизующихся нейронных сетей на основе теории сетевого исчисления. Рассматриваемая теория не обошла даже авиационную промышленность, где на основе методов теории сетевого исчисления [9] была произведена оценка распределения сквозных задержек в бортовой вычислительной сети современного аэробуса А380. Аналогичный подход использовался для анализа функционирования промышленной вычислительной сети атомной электростанции [26].

### Заключение

С учетом вышеизложенных особенностей пакетного трафика сетей следующего поколения очевидно, что теория сетевого исчисления в наибольшей степени подходит к определению показателей качества обслуживания мультисервисного трафика в сетях NGN. С использованием данной теории могут быть получены граничные оценки параметров QoS не только отдельных узлов сетей NGN (гибкие коммутаторы, шлюзы, SIP-серверы и т.д.), но и целых участков или даже всей сети в целом. Стоит отметить, что данная теория позволяет получить оценки QoS не просто для потока пакетных данных, а для конкретного вида мультисервисного трафика в общем потоке.

### Литература

1. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. М.: Машиностроение, 1979. – 430 с.
2. Crus R.L. A Calculus for Network Delay. Part I: Network Elements in Isolation // IEEE Transactions on Information Theory. Jan. № 37(1), 1991. – P. 114-131.
3. Crus R.L. A Calculus for Network Delay. Part II: Network Analysis // IEEE Transactions on Information Theory. Jan. №37(1), 1991. – P. 132-141.
4. Le Boudec J-Y., Thiran P. Network Calculus: A Theory of Deterministic Queueing Systems for the Internet. – Springer-Verlag, 2004. – 249 p.
5. Литвинов Г.Л. Деквантование Маслова, идемпотентная и тропическая математика: краткое введение // Теория представлений, динамические системы, комбинаторные и алгоритмические методы. XIII ЗНС ПОМИ: СПб., 2005. – С. 145–182.
6. Росляков А.В., Кудрявцева Е.Н., Савенков Д.А. Теория сетевых исчислений и ее применение к сетям следующего поколения // Материалы X МНТК «Физика и технические приложения волновых процессов». Самара: ПГУТИ, 2011. – С. 342-343.
7. Кудрявцева Е.Н., Росляков А.В. Сетевое исчисление как альтернатива теории массового обслуживания для исследования сетей следующего поколения // Материалы МНТК «Технико-экономические проблемы инжиниринга в России, Узбекистане, Украине». Самара: ПГУТИ, 2011. – С. 21-26.
8. Liu Y. A Calculus for stochastic QoS analysis and its application to conformance study. Dis. Dr of Philosophy. Singapore, 2005. – 150 p.
9. Ridouard F., Scharbarg J-L., Fraboul C. Stochastic network calculus for end-to-end delays distribution evaluation on an avionics switched Ethernet // IEEE International Conference on Industrial Informatics. Vienna, Austria, Jun. 2007. – P. 559-564.
10. Ciucu F. Scaling Properties in the Stochastic Network Calculus. Dis. Dr of Philosophy. Charlottesville, VA, USA, 2007. – 193 p.
11. Schmitt J.B., Gollan N., Matrinovic I. End-to-End Worst-Case Analysis of Non-FIFO Systems: Technical Report / Distributed Computer Systems Lab, University of Kaiserslautern, 2008. – 29 p.
12. Jiang Y., Liu Y. Stochastic Network Calculus. London: Springer-Verlag, 2008. – 229 p.
13. Wang K., Lin C. When Stochastic Rate-Delay Services Meet Stochastic Network Calculus // International student workshop on Emerging networking experiments and technologies (Co-Next Student Workshop '09). New York, USA, 2009. – P. 51-52.
14. Xie J., Jiang Y. Stochastic Network Calculus Models under Max-Plus Algebra // IEEE conference on Global telecommunications (GLOBECOM'09). Piscataway, NJ, USA, Dec. 2009. – P. 1121-1126.
15. Jiang Y., Yin Q., Liu Y., Jiang S. Fundamental calculus on generalized stochastically bounded bursty traffic for communication networks // Computer Networks: The International Journal of Computer and Telecommunications Network-ing. Vol. 53, №12, 2009. – P. 2011-2021.
16. Кутненко В.В. Разработка и анализ распределенных систем интерактивной мультимедиа и графики в глобальных сетях. Дис. к.т.н. МГИ-ЭМ, 2004. – 187 с.
17. Костин А.Н., Ершова Э.Б. К вопросу оценки качества обслуживания в сети NGN // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. №7, 2010. – С. 66-68.

18. Schmitt J.B., Gollan N., Bondorf S., Martino-vic I. Pay Bursts Only Once Holds for (Some) Non-FIFO Systems // INFOCOM-2011: Shanghai, China, Apr. 2011. – P. 1970-1978.
19. Xie J., Jiang Y., Xie M. Temporal Approach to Stochastic Network Calculus / Research and Innovation, Det Norske Veritas Veritasveien 1, 1363, Hovik, Norway, 2011. – 45 p. (Cornell University Library: <http://arxiv.org>. arXiv:1112.2822. – 11.01.2013).
20. Трещановский, П.А. Методика расчета коэффициента использования мультисервисных сетей // ИКТ. Т. 9, №3, 2011. – С. 47-52.
21. Ciucu F., Schmitt J., Wang H. On expressing networks with flow transformations in convolution-form // IEEE INFOCOM-2011. Shanghai, China, Apr. 2011. – P. 1979-1987.
22. Chang C.-S. Performance Guarantees in Communication Networks. Springer, 2000. – 392 p.
23. Fidler M. Survey of deterministic and stochastic service curve models in the network calculus // IEEE Communications Surveys and Tutorials. NJ, USA, Jan. 2010. – P. 59-86.
24. Li C., Burchard A., Liebeherr J. A network calculus with effective bandwidth // IEEE/ACM Trans. Networking. Vol. 15, №6, 2007. – P. 1442-1453.
25. Hisakado T., Okumura K., Vukadinovic V., Trajkovic L. Characterization of a simple communication network using Legendre transform // IEEE ISCAS '03. May 2003. – P. 738-741.
26. Масолкин С.И., Промыслов В.Г. Расчет некоторых параметров промышленной вычислительной сети объектов повышенного риска эксплуатации на примере АСУТП АЭС // Проблемы управления. №1, 2010. – С. 47-52.

## BASIC PRINCIPLES AND PERSPECTIVES OF NETWORK CALCULUS APPLICATION

Kudryavtseva E.N., Roslyakov A.V.

**Application problems of classical queuing theory for research quality of service parameters multiservice traffic in packet networks on the basis of analysis of packet traffic features like this networks are shown in article. Basic principles of perspective Network Calculus theory are considered. Review available researches in the region of deterministic and stochastic network calculus, perspective directions of this theory application are specified.**

*Keywords:* Network Calculus, packet traffic, arrival curve, service curve, quality of service performance bounds.

Кудрявцева Екатерина Николаевна, аспирант Кафедры автоматической электросвязи (АЭС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. 8-927-735-19-10. E-mail: kenzayac@rambler.ru

Росляков Александр Владимирович, д.т.н., профессор, заведующий Кафедрой АЭС ПГУТИ. Тел. 8-917-954-45-24. E-mail: aros1@mail.ru

## НОВЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 681.518

### АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ БИЗНЕС-ПРОЦЕССА «ПРОДВИЖЕНИЕ ПРОДУКЦИИ ПОСРЕДСТВОМ ЭЛЕКТРОННЫХ РЫНКОВ» В ИНТЕРЕСАХ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Агрова К.Н., Димов Э.М., Пупышев А.А.

В статье рассмотрен анализ такого актуального бизнес-процесса, как управление продвижением продукции посредством электронных рынков. Важной особенностью является возможность прогнозирования результатов процесса, что имеет большую ценность для управления распределением активных инвестиций в интернет-рекламу.

**Ключевые слова:** имитационное моделирование, повышение эффективности управления распределением активных инвестиций, бизнес-процесс продвижения продукции посредством электронных рынков.

## Введение

Расширение рынка сбыта – одна из главных задач малого и среднего бизнеса. И является особенно актуальной для предприятий машиностроительного комплекса. На данный момент отрасль машиностроения находится в ситуации, характеризующейся узостью рынка, низкой конкурентоспособностью и что особенно важно – преобладанием косвенных каналов сбыта (реализация продукции через посредников). Превалирование косвенных каналов реализации продукции в сбытовой структуре организаций приводит:

- к низкой прибыли производителя (потеря прибыли от 5 до 15% на единицу проданного товара);
- к относительно слабому финансовому состоянию предприятия (вынужденной зависимости от действий посредников);
- к менее гибкой ценовой политике, чем это было бы возможно при прямых каналах распределения (требует согласования действий посредников с производителем).

Использование современных информационных технологий, и в частности веб-технологий, для привлечения клиентов, в бизнес-процессах производственных предприятий позволяет решить проблему многоуровневой структуры каналов сбыта, а также предоставляет возможность построения собственной дилерской сети. Сейчас компании, чьи руководители либо в силу консерватизма, либо по каким-либо другим причинам откладывают проведение критического анализа деятельности своей компании и внедрение автоматизирующих программных и технических комплексов на предприятии, вынуждены отставать от конкурентов. Решения в области межкорпоративной торговли, основанные на использовании высоких технологий (прежде всего электронных систем связи), направлены на оптимизацию процессов коммуникации между компаниями и, в конечном счете, снижение транзакционных издержек. На данный момент электронные рынки являются действенным инструментом проведения эффективных закупок и успешной реализации товаров, работ и услуг для представителей межкорпоративного бизнеса. Их доступность, интерактивность и универсальность позволяют минимизировать издержки и упростить трудоемкие процессы поиска клиентов и продукции.

Кроме того, работая на электронных рынках, можно получать исчерпывающую информацию о текущем статусе запущенных пользователем процессов, что дает широкие возможности для автоматизированного анализа эффективности

бизнеса. Полученные таким образом данные могут использоваться и для имитационного моделирования бизнес-процесса продвижения продукции посредством электронных рынков, что позволит создать систему прогнозирования, применимую на различных электронных рынках. Ценность подобных инструментов заключается в своевременном предоставлении исчерпывающей и понятной информации для менеджеров – лиц, принимающих решения (ЛПР).

## Постановка задачи

Основной проблемой рассматриваемого бизнес-процесса является сложность анализа эффективности инвестиционных вложений, который в данном случае возможен лишь пост-фактум, когда изменение инвестиционной стратегии уже невозможно. Для решения данной проблемы предполагается использовать статистическое имитационное моделирование для создания модели, которая позволит анализировать состояние бизнес-процесса на этапе выполнения и прогнозировать его возможные результаты для более эффективного управления инвестициями [2].

## Анализ особенностей бизнес-процесса

Анализ процесса продвижения продукции посредством электронных рынков выявил следующие его основные свойства:

- учитывая высокую динамику электронных рынков и трудоемкость процесса сбора всей необходимой информации, анализ текущего положения дел сильно затруднен и не может быть реализован с необходимой точностью при использовании одних лишь человеческих ресурсов (экспертов);
- даже при проведении точного и объективного анализа текущего состояния объекта его результатов недостаточно для определения эффективности вложения средств.

Бизнес-процесс продвижения продукции посредством электронных рынков (см. рис. 1) начинается с разработки стратегии продвижения товаров и услуг организации (отдел маркетинга) и заканчивается утверждением сведенного сметного расчета (директор). При изучении особенностей исследуемого бизнес-процесса были выявлены основные случайные факторы, отрицательно влияющие на данный процесс, которые можно условно разделить на внутренние и внешние. На действие внешних факторов компания не может оказать влияния. Однако управление внутренними факторами вполне возможно.



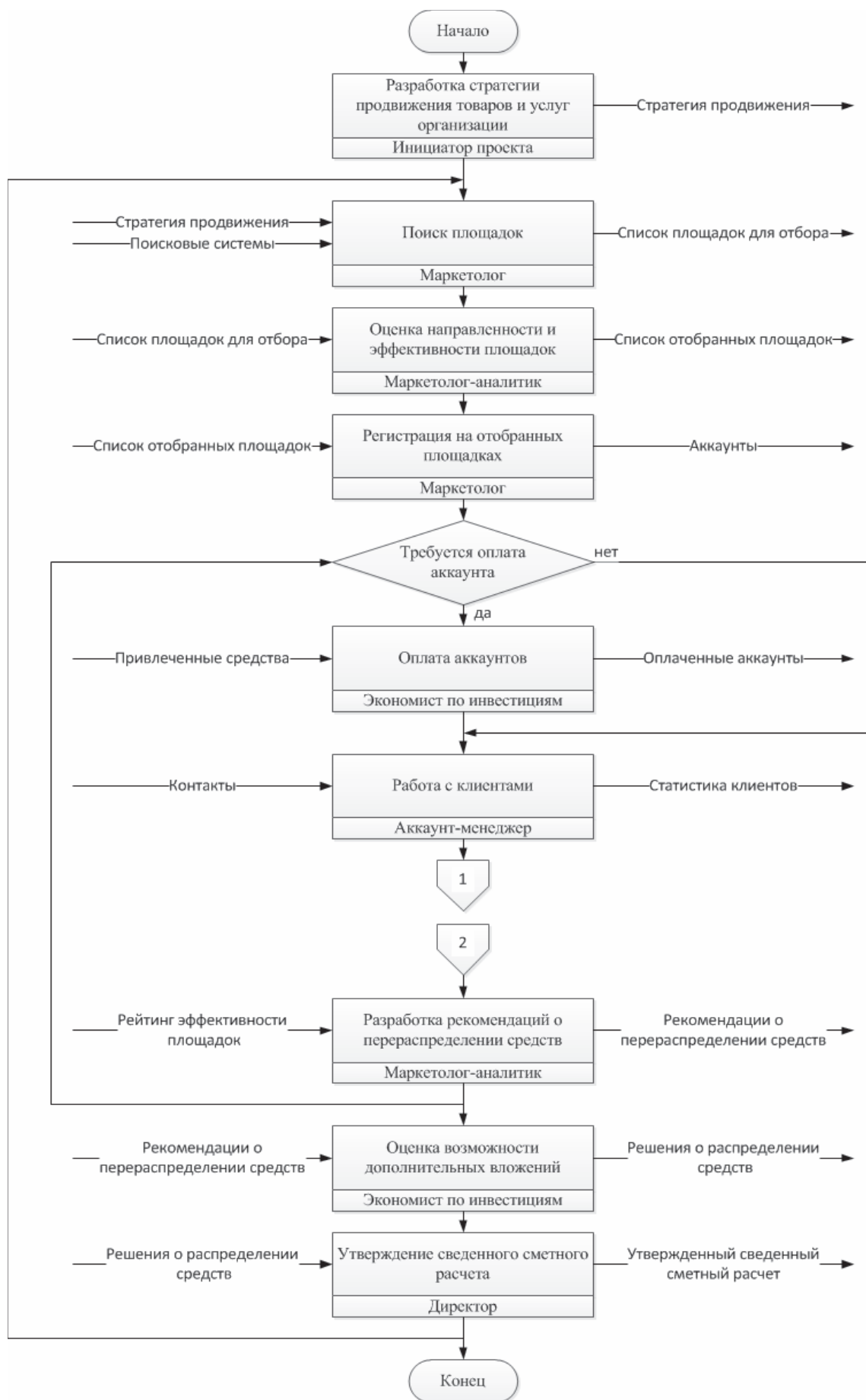


Рис. 1. Алгоритмическая схема бизнес-процесса продвижения продукции посредством электронных рынков



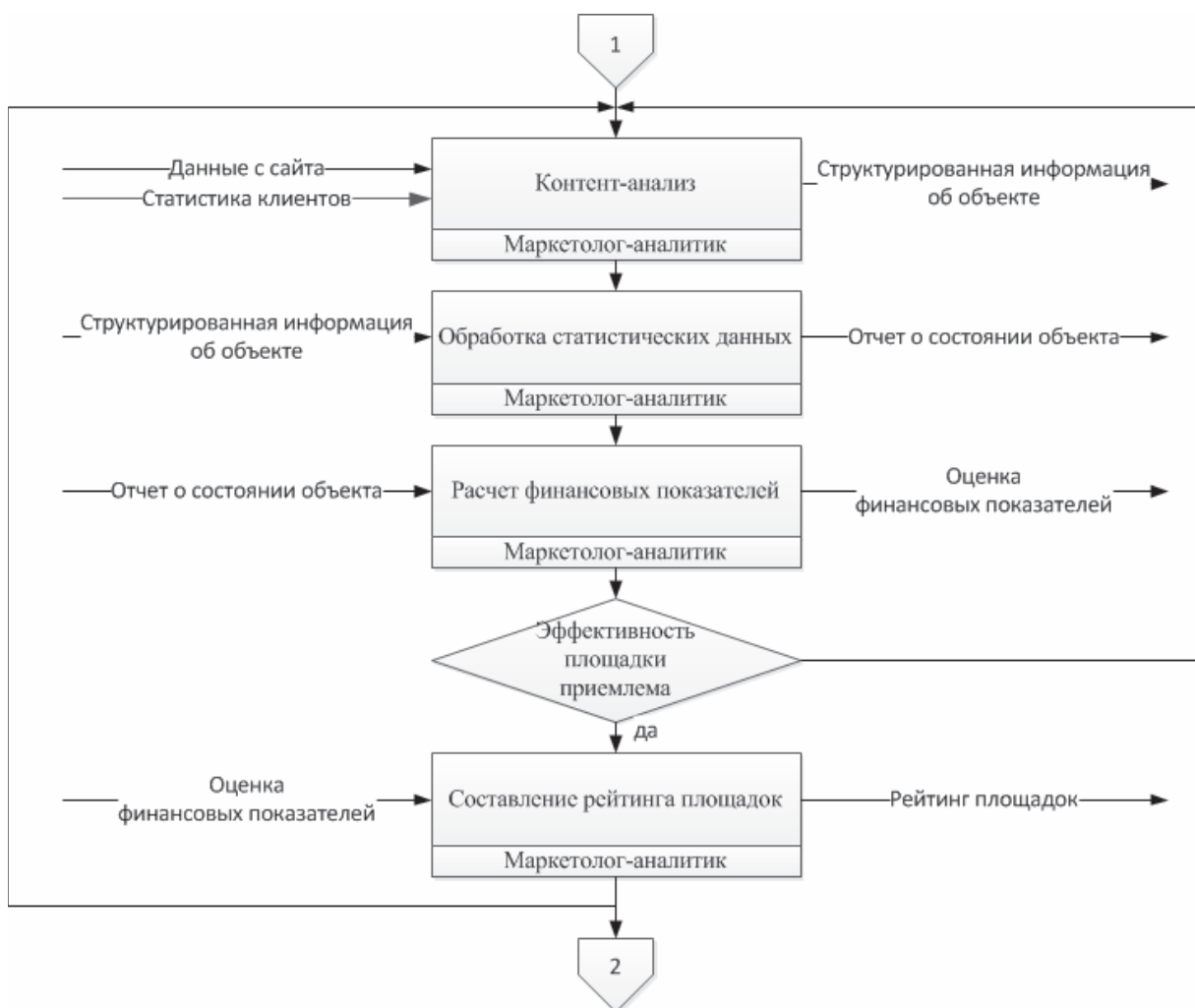


Рис. 1 (окончание)

К внешним факторам относятся:

- перебои в работе электронной площадки;
- падение спроса на услуги конкретной электронной площадки (и как следствие уменьшение клиентской базы);
- изменение ценовой политики электронной площадки;
- недостаток целевой аудитории в интересующем сегменте рынка электронной площадки;
- изменение товарной номенклатуры в интересующем сегменте рынка;
- изменение активности пользователей;
- конкуренция – с учетом возможных действий конкурентов.

К числу внутренних факторов можно отнести:

- ошибки в документах для совершения сделок;
- длительный отклик на запрос/заявку от клиента (дедлайн торговой процедуры);
- сбои программного обеспечения.

Все эти влияющие факторы являются случайными, и поэтому спрогнозировать их влияние на

работу организации довольно сложно, а учесть их влияние в совокупности практически не представляется возможным. Данное обстоятельство делает бизнес-процесс практически слабо предсказуемым и достаточно сложным для оптимизации.

Воздействие отмеченных случайных факторов вызывает появление в разрабатываемой имитационной модели следующих случайных величин:

- число игроков в интересующем сегменте рынка;
- число потенциальных потребителей;
- число потенциальных поставщиков;
- количество конкурентов;
- число наименований целевой продукции на рынке.
- величина, характеризующая вероятность соответствия запросов потребителя и возможностей поставщика;
- число конверсий в единицу времени;
- число совершенных сделок в единицу времени.

Учет указанных факторов при построении имитационной системы позволяет получить параметрическую модель, дающую адекватные результаты. Для идентификации законов распределения каждой случайной величины использованы соответствующие ретроспективные статистические данные. Сбор необходимой информации производится при помощи скрипт, разработанного специально для данного исследования.

### Заключение

Исследование основных бизнес-процессов предприятия машиностроения показало, что наиболее актуальным на сегодняшний день является процесс продвижения продукция посредством электронных рынков. На основе проведенного анализа можно установить, что исследуемый бизнес-процесс обладает всеми необходимыми ресурсами и условиями для эффективного совершенствования методов и средств управления своей деятельностью с помощью информационных технологий, в частности – технологии имитационного моделирования. Создаваемая модель

управления имеет целью повысить эффективность управления распределением активных инвестиций в интернет-рекламу.

### Литература

1. Димов Э.М., Трошин Ю.В., Егоров В.А., Пчеляков С.Н. Анализ особенностей бизнес-процесса «Проектирование объектов сети» в интересах имитационного моделирования // ИКТ. №3, 2008. – С. 66-70.
2. Димов Э.М., Маслов О.Н., Пчеляков С.Н., Скворцов А.Б. Новые информационные технологии: подготовка кадров и обучение персонала. Ч. 2. Имитационное моделирование и управление бизнес-процессами в инфокоммуникациях. Самара: Изд. СНЦ РАН, 2008. – 350 с.
3. Мишенин А.И. Теория экономических информационных систем. М.: Финансы и статистика, 2002. – 240 с.
4. Баркан Д.И. Управление продажами. СПб: Изд. СПбГУ, 2007. – 908 с.
5. Таха Х.А. Введение в исследование операций.

## THE ANALYSIS OF THE SPECIALTIES OF BUSINESS-PROCESS «GOODS PROMOTION IN THE E-MARKETPLACES» FROM THE SIMULATION'S POINT OF VIEW

Agrova K.N., Dimov Ed.M., Pupyshev A.A.

**The given article concerns analysis of such actual business process, as management of goods promotion in the e-marketplaces. Important feature is possibility of forecasting of results of the process that is a great value for management of distribution of active investments into Internet advertizing.**

*Keywords: simulation modeling, simulation model, improving the efficiency for management of distribution of active investments, business-process of goods promotion in the e-marketplaces.*

Агрова Ксения Николаевна, аспирант Кафедры экономических и информационных систем (ЭИС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. 8-927-798-80-88. E-mail: kseniya.agrova@gmail.com

Димов Эдуард Михайлович, д.т.н., профессор Кафедры ЭИС ПГУТИ. Тел. (8-846)228-0036. E-mail: dimov@psati.ru

Пупышев Алексей Алексеевич, студент Кафедры высшей нервной деятельности и психофизиологии Санкт-Петербургского государственного университета. Тел. 8-911-967-29-09. E-mail: alex2-92@mail.ru

УДК 004.91

## ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ ПЛАНИРОВАНИЯ ОБЪЕМОВ УСЛУГ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ КОМПАНИИ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА РЕЗУЛЬТАТОВ СТАТИСТИЧЕСКОГО ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ БУДУЩЕГО СПРОСА НА УСЛУГИ

Маслов О.Н., Хабибуллин А.Р.

В работе исследуются проблемы управления, связанные с планированием объемов услуг на будущие периоды, бизнес-процессами телеком-

муникационных компаний на основе результатов статистического имитационного моделирования.

### Введение. Постановка задачи

В данной работе рассматриваются ТКК, предоставляющие услуги регистрации доменных имен и хостинга сайтов (например, nic.ru, reg.ru, webnames.ru и т.п.) клиентам – различным физическим лицам и организациям.

Любая компания на начальных этапах своего функционирования по каждому из намеченных направлений деятельности определяет также объемы такой деятельности, в частности, объемы услуг, которые компания будет предоставлять своим клиентам. Заложенный таким образом руководством ТКК объем услуг определяет минимальные объемы различных ресурсов, необходимых для обеспечения и предоставления планируемых услуг. Конечно, ресурсы постепенно наращиваются в процессе функционирования ТКК и получения прибыли.

Темпы наращивания объемов услуг могут зависеть как от спроса на услуги, так и от прибыли ТКК, и, возможно, других показателей, например, стратегии будущего развития ТКК и т.д. В подавляющем большинстве случаев объемы услуг определяются в результате анализа текущего спроса на услуги, что является малоэффективным с позиций управления и развития ТКК, и зачастую приводит к существенным затратам ТКК.

Такие затраты связаны с тем, что будущие объемы услуг и мощностей ТКК по данным услугам определяются на основе текущего спроса, но к моменту наращивания таких объемов и мощностей (которое происходит далеко не моментально)

спрос клиентов на услуги может измениться, что приведет к существованию у ТКК невостребованных услуг и мощностей, которые необходимо содержать и поддерживать в работоспособном состоянии, что требует определенных финансовых и материальных затрат. Также дефицит предложения по услугам может негативным образом повлиять на спрос клиентов, снизив его в связи с ухудшением имиджа ТКК и качества ее текущих услуг, вызванных фактически продажей услуг, которых у компании на текущий момент в достаточном объеме нет. Гораздо более эффективным является подход к планированию будущих объемов услуг компании, основанный на определении прогнозных значений объемов услуг, то есть тех объемов, которые будут востребованы в будущем, и наращивание текущих объемов до таких прогнозных.

Из существующих методов наиболее эффективным для получения прогнозных значений спроса и, соответственно, будущей стоимости услуг и прибыли ТКК в зависимости от такого спроса, на взгляд авторов, является метод статистического имитационного моделирования (СИМ) [1]. Метод СИМ используется в основном в следующих случаях:

- если не существует законченной математической постановки решаемой задачи (то есть не известны законы функционирования объектов и явлений, изучаемых в рассматриваемых бизнес-процессах) или не существует аналитических методов для решения уже математически сформулированной задачи;

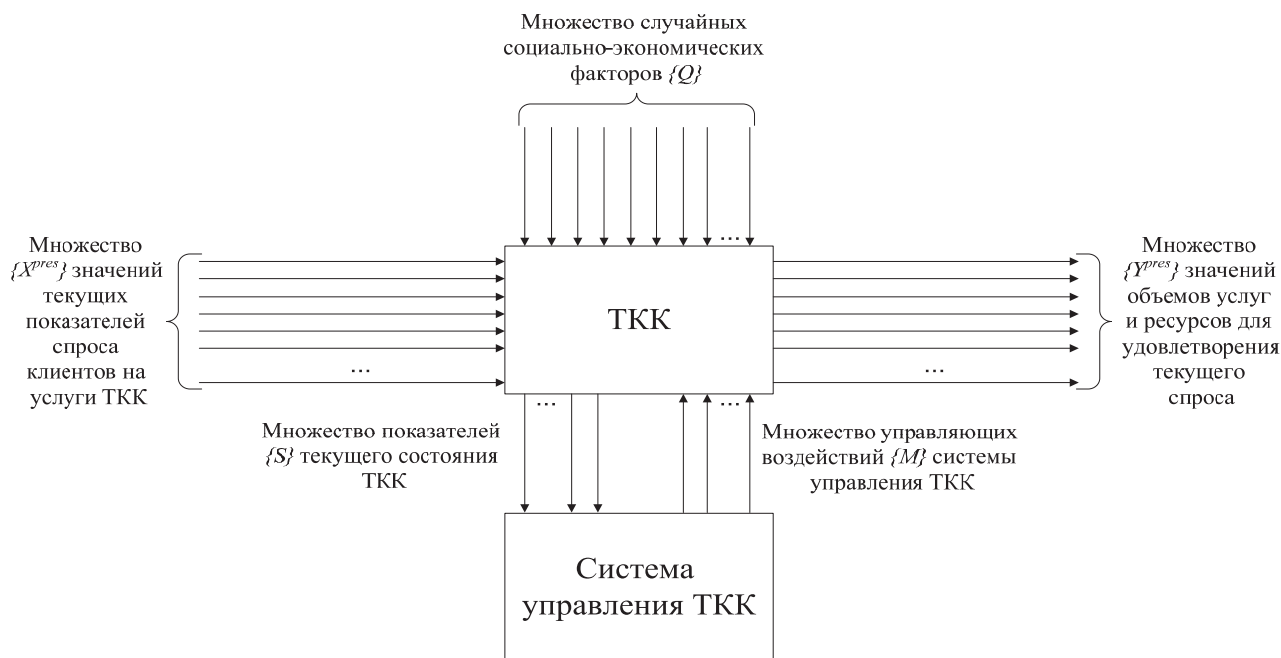


Рис. 1. Модель текущего управления планированием объемов услуг ТКК

– если аналитические методы, позволяющие решить поставленную задачу имеются, но они слишком сложны в реализации и трудоемки, а СИМ дает более простое и экономичное решение;

– если специалисты, решающие сформулированную задачу, не имеют специальных математических знаний или подготовки для ее решения. В данном случае следует сопоставить затраты на разработку и использование статистической имитационной модели и приглашение специалистов-математиков для решения задачи;

– если эксперименты на реальных бизнес-процессах невозможны вследствие их дороговизны и возможных рисков;

– если необходимо наблюдение за течением исследуемого процесса, с получением промежуточных результатов, что при использовании аналитических методов практически невозможно вследствие чрезмерной сложности вычислений, их трудоемкости и временных затрат.

Задачи прогнозирования будущего спроса на услуги ТКК, о которых речь шла выше, удовлетворяют всем перечисленным условиям. В этой связи СИМ является наиболее целесообразным подходом для решения таких задач. Сформулируем постановку задачи управления планированием объемов основных услуг ТКК на основе имитационного моделирования случайных показателей, отражающих спрос на такие услуги в будущем.

Для удобства математической постановки задачи представим ТКК в виде «черного ящика» [2]. На рис. 1 показана текущая модель управления планированием объемов услуг ТКК. На информационные входы ТКК поступают массивы  $x_i$  информации (при этом  $x_i \in \{X^{pres}\}$ ) о спросе на основные услуги ТКК по каждому  $i$ -му виду таких услуг. Также через основные и дополнительные информационные входы в ТКК поступает множество  $\{Q\}$  случайных воздействий внешней по отношению к ТКК среды, так или иначе оказывающих влияние на спрос клиентов на услуги ТКК. Объединение множеств  $\{X^{pres}\} \cup \{Q\}$  определяет значение показателей  $s_i \in \{S\}$  текущего состояния ТКК в аспекте управления спросом на услуги на основе функции  $s_i = f(x_i, q_i)$ , где  $x_i$  – показатель спроса клиентов на  $i$ -ую услугу ТКК,  $q_i$  – множество случайных воздействий внешней среды,  $q_i \in \{Q\}$ ,  $i = \overline{1, N}$  – числовой уникальный идентификатор услуги ТКК.

Показатели  $s_i$  текущего состояния ТКК поступают в систему управления ТКК, которая прео-

бразовывает такие показатели в управляющие воздействия  $m_i \in \{M\}$ ,  $i = \overline{1, N}$ , формируемые системой управления ТКК на основе функции

$$m_i = (s_i, g_i) = [f(x_i, q_i), g_i],$$

где  $g_i$  – целевая функция управления  $i$ -ой услугой ТКК, то есть цель развития услуг ТКК по  $i$ -му виду услуг. Целевая функция в общем виде может быть выражена в следующей форме:

$$g_i = \begin{cases} t_i \rightarrow \max, \\ r_i \rightarrow \min, \\ b_i \rightarrow 0, \\ c_i \rightarrow \min, \\ p_i \rightarrow \max, \end{cases}$$

где  $t_i$  – продолжительность предоставления (использования клиентом) услуги,  $r_i$  – объем задействованных для предоставления услуги ресурсов ТКК (материальных, технических, трудовых и т.д.);  $b_i$  – число отказов (сбоев, снижения качества) услуги с момента заказа ее клиентом;  $c_i$  – финансовые затраты на предоставление услуги;  $p_i$  – прибыль от предоставления услуги;  $\min$  – минимально возможное значение показателя без существенной (влияющей на восприятие услуги клиентом) потери качества услуги;  $\max$  – максимально возможное значение с учетом прочих условий.

Таким образом, объемы услуг и ресурсов  $y_i$ , необходимые для удовлетворения текущего на момент сбора исходных данных спроса клиентов на такие услуги, могут быть выражены в следующей форме:

$$y_i = \gamma(m_i, t_i) = \gamma[(s_i, g_i), t_i] = \gamma\{[f(x_i, q_i), g_i], t_i\},$$

где  $t_i$  – момент сбора исходных данных по  $i$ -ой услуге.

Главным недостатком существующей (описанной выше) модели управления планированием услуг ТКК является наличие существенной инерции в принятии и реализации решений системой управления. Управленческие решения ( $m_i$ ), связанные с планированием объемов и состава услуг на будущие периоды функционирования ТКК, принимаются по каждой услуге на основе анализа текущего состояния ТКК ( $s_i$ ), текущего значения показателя спроса на услугу ( $x_i$ ) и текущих значений случайных социально-экономических факторов ( $q_i$ ), оказывающих существенное влияние на спрос на услугу и ее возможный объем в текущий момент времени. Такие решения требуют



тщательного и сложного (многокритериального) анализа, зачастую выбора наилучшего из близких альтернативных решений. Таким образом, принятие решения может занимать значительное время, и к моменту формирования такого решения состояние спроса и состояние бизнес-процессов ТКК может измениться, что приведет к неприменимости или снижению эффективности полученного на уже неактуальных показателях решения.

Таким образом, целесообразна разработка подхода, позволяющего определять (прогнозировать) спрос клиентов на услуги ТКК на будущие периоды. Такой подход должен устранить существующие в управлении развитием услуг ТКК задержки, повысив тем самым актуальность и точность разрабатываемых системой управления управляющих воздействий на бизнес-процессы планирования объемов услуг.

### Решение

Сущность разработанного для решения данной задачи подхода заключается в следующем. В существующую рассматриваемую модель управления планированием услуг ТКК (см. рис. 1) вводится статистическая имитационная модель, позволяющая спрогнозировать спрос клиентов на услуги ТКК на будущие периоды (см. рис. 2).

Предлагаемая СИМ-модель позволит осуществлять достаточно точный для управления планированием и развитием услуг прогноз будущего спроса на услуги и повысить эффективность такого планирования за счет уменьшения издержек на наращивание лишних объемов услуг, не покрываемых спросом, или, напротив, увеличения объемов по тем услугам ТКК, объемы которых будущий спрос удовлетворить в полной мере не в состоянии.

Основными этапами создания СИМ являются следующие [1]:

1. Постановка целей и задач СИМ.
2. Формализация бизнес-процессов, подлежащих моделированию в СИМ-модели.
3. Определение состава случайных величин СИМ-модели рассматриваемых бизнес-процессов.
4. Сбор и обработка исходных статистических данных по выделенным случайным величинам рассматриваемых бизнес-процессов.
5. Идентификация законов распределения случайных величин на основе собранной статистики.
6. Построение моделирующего алгоритма СИМ-модели.
7. Программная реализация СИМ-модели.

8. Эксперименты на разработанной СИМ-модели, получение и анализ результатов моделирования.

9. Решение поставленных задач управления на основе анализа полученных результатов моделирования.

Целью СИМ является прогнозирование показателей спроса клиентов на услуги ТКК в интересах повышения эффективности управления процессами планирования объемов услуг ТКК на будущие периоды ее деятельности. Поставленная цель обуславливает выполнение задач, соответствующих перечисленным выше этапам создания СИМ, – см. п. 2-9.

Разрабатываемая СИМ-модель необходима для исследования социально-экономических процессов, связанных с формированием спроса на услуги ТКК, и повышения эффективности управления развитием услуг ТКК на основе результатов такого исследования. Среди основных услуг рассматриваемого в данном исследовании типа ТКК можно выделить следующие:

- регистрация доменных имен;
- хостинг сайтов;
- предоставление виртуальных серверов (VDS).

В силу того, что бизнес-процессы, связанные с предоставлением перечисленных услуг, чрезвычайно сложны и подвержены влиянию множества социально-экономических факторов (воздействующих на бизнес-процессы как из внешней среды, так и внутри ТКК), учесть и формализовать которые не представляется возможным, целесообразно представить множество бизнес-процессов и воздействующих на них социально-экономических факторов в виде модели «черного ящика» (см. рис. 2). Такое представление является наиболее эффективным, так как существенно упрощает исследование рассматриваемых бизнес-процессов без ущерба для результатов такого исследования. В рамках проводимого нами исследования имеется исходная информация о спросе на услуги (статистика по такому спросу), на основе которой необходимо получить прогнозные значения спроса. Как уже упоминалось, для решения такой задачи можно отыскать закономерности изменения спроса с помощью аналитических подходов, однако такой подход чрезвычайно сложен в реализации и нет гарантий того, что искомые закономерности будут, в конечном счете, найдены (искомые закономерности могут быть вовсе неформализуемы). Модель «черного ящика» позволяет на основе входов модели (имеющихся исходных статистических данных



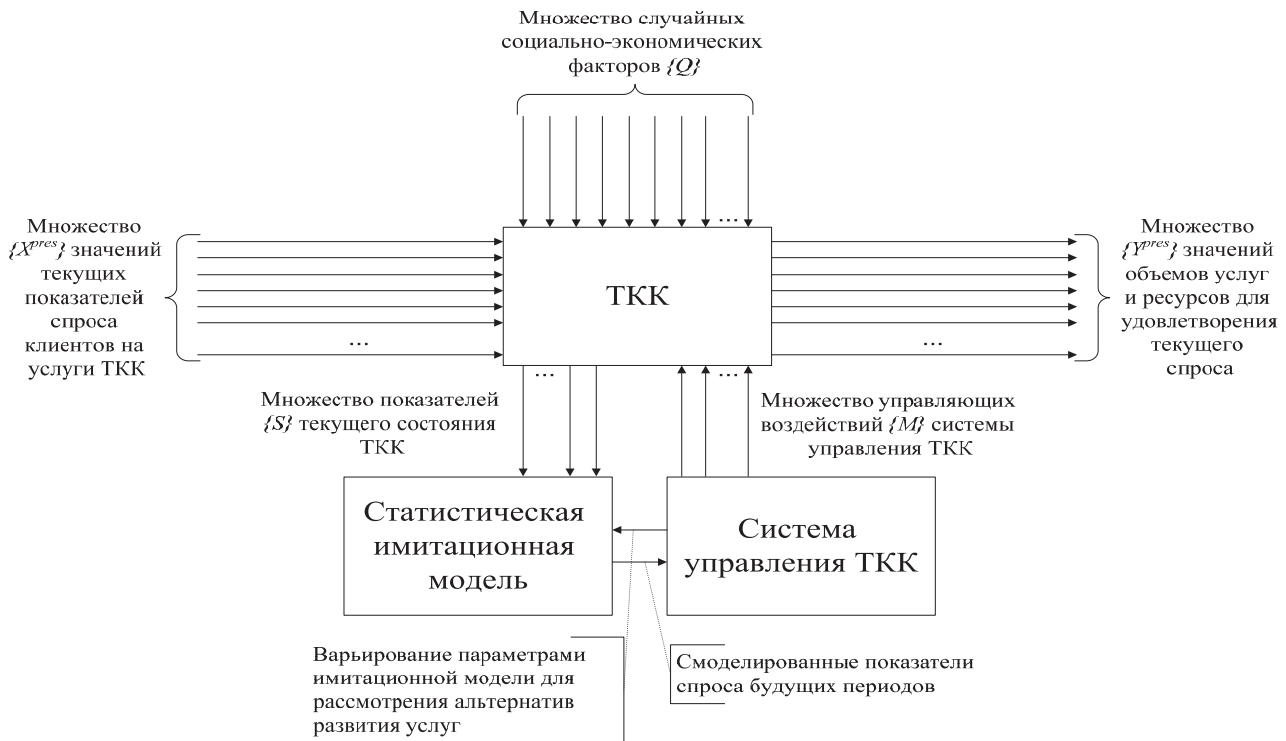


Рис. 2. Модель предлагаемого подхода к управлению планированием объемов услуг ТКК

о спросе по каждому виду основных услуг ТКК) спрогнозировать будущий спрос на услуги (получить выходы модели) без знания закономерностей, существующих в рамках бизнес-процессов, влияющих на динамику такого спроса.

Среди необходимых для прогнозирования спроса на услуги ТКК случайных факторов выделим следующие:

1. Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .RU в день;
2. Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .РФ в день;
3. Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .SU в день;
4. Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .COM в день;
5. Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .NET в день;
6. Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .ORG в день;
7. Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .INFO в день;
8. Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .BIZ в день;
9. Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .EU в день;
10. Ежедневное количество заявок на хостинг с объемом дискового пространства до 375 MB;

11. Ежедневное количество заявок на хостинг с объемом дискового пространства до 800 MB;

12. Ежедневное количество заявок на хостинг с объемом дискового пространства до 2000 MB;

13. Ежедневное количество заявок на хостинг с объемом дискового пространства до 3000 MB;

14. Ежедневное количество заявок на хостинг с объемом дискового пространства до 4000 MB;

15. Ежедневное количество заявок на хостинг с объемом дискового пространства до 10000 MB;

16. Количество удаленных доменов в зоне .RU в день;

17. Количество удаленных доменов доменов в зоне .РФ в день;

18. Количество удаленных доменов доменов в зоне .SU в день;

19. Количество удаленных доменов доменов в зоне .COM в день;

20. Количество удаленных доменов доменов в зоне .NET в день;

21. Количество удаленных доменов доменов в зоне .ORG в день;

22. Количество удаленных доменов доменов в зоне .INFO в день;

23. Количество удаленных доменов доменов в зоне .BIZ в день;

24. Количество удаленных доменов доменов в зоне .EU в день;

25. Ежедневное количество отказов от услуги хостинга с объемом дискового пространства до 375 МВ;

26. Ежедневное количество отказов от услуги хостинга с объемом дискового пространства до 800 МВ;

27. Ежедневное количество отказов от услуги хостинга с объемом дискового пространства до 2000 МВ;

28. Ежедневное количество отказов от услуги хостинга с объемом дискового пространства до 3000 МВ;

29. Ежедневное количество отказов от услуги хостинга с объемом дискового пространства до 4000 МВ;

30. Ежедневное количество отказов от услуги хостинга с объемом дискового пространства до 10000 МВ.

### Выводы

В ходе исследования были получены результаты статистического имитационного моделиро-

вания, то есть прогнозные значения, данных случайных величин. Сравнение смоделированных (прогнозных) значений показателей спроса на услуги с текущими (исходными статистическими) их значениями в количественном выражении представлены в таблице 1. Графически результаты моделирования и их отношение к текущим показателям представлены на рис. 3. Проанализировав результаты моделирования (см. таблицу 1 и рис. 3), можно сделать вывод о приросте спроса на рассматриваемые услуги ТКК и необходимости наращивания объемов таких услуг в ближайшие периоды функционирования ТКК. Объемы увеличения услуг в результате моделирования оценены количественно, что позволяет (с учетом ошибки точности моделирования) нарастить объемы услуг именно в тех объемах, которые будут востребованы клиентами ТКК.

Моделирование прогнозных значений указанных случайных величин позволяет лицу, принимающему решения в рамках развития и планирования объемов услуг ТКК, принимать обоснованные

Таблица 1. Результаты определения случайных величин с помощью СИМ-модели и их сравнение с текущими показателями спроса на услуги

№	Случайная величина	Значения СВ		Процент изменения
		текущее	прогнозное	
1	Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .RU в день	4665	5308	+ 13,8%
2	Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .RF в день	2284	2573	+ 12,6%
3	Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .SU в день	1070	999	- 6,6%
4	Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .COM в день	4171	4801	+ 16%
5	Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .NET в день	2999	3403	+ 13,5%
6	Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .ORG в день	2092	1841	- 12%
7	Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .INFO в день	1215	1239	+ 2%
8	Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .BIZ в день	1360	1334	- 2%
9	Количество заявок на регистрацию доменов в зоне .EU в день	2666	2848	6,8%
10	Ежедневное количество заявок на хостинг с объемом дискового пространства до 375 МВ	373	373	0%
11	Ежедневное количество заявок на хостинг с объемом дискового пространства до 800 МВ	2303	2971	+ 29%
12	Ежедневное количество заявок на хостинг с объемом дискового пространства до 2000 МВ	1742	2033	+ 16,7%
13	Ежедневное количество заявок на хостинг с объемом дискового пространства до 3000 М	1058	1161	+ 9,7%

№	Случайная величина	Значения СВ		Процент изменения
		текущее	прогнозное	
14	Ежедневное количество заявок на хостинг с объемом дискового пространства до 4000 MB	560	560	0%
15	Ежедневное количество заявок на хостинг с объемом дискового пространства до 10000 MB	187	184	- 1,6%
16	Количество удаленных доменов в зоне .RU в день	1223	1410	+ 15,3
17	Количество удаленных доменов в зоне .RF в день	787	904	+ 2,2%
18	Количество удаленных доменов в зоне .SU в день	463	873	+ 88,5%
19	Количество удаленных доменов в зоне .COM в день;	1007	1164	+ 15,6%
20	Количество удаленных доменов в зоне .NET в день;	610	689	+ 12,9%
21	Количество удаленных доменов в зоне .ORG в день;	784	864	+ 10,2%
22	Количество удаленных доменов в зоне .INFO в день;	858	873	+ 1,7%
23	Количество удаленных доменов в зоне .BIZ в день;	822	849	+ 3,3%
24	Количество удаленных доменов в зоне .EU в день;	462	508	+ 10%
25	Ежедневное количество отказов от услуги хостинга с объемом дискового пространства до 375 MB;	524	877	+ 67,4%
26	Ежедневное количество отказов от услуги хостинга с объемом дискового пространства до 800 MB;	410	624	+ 52,2%
27	Ежедневное количество отказов от услуги хостинга с объемом дискового пространства до 2000 MB;	205	207	+ 1%
28	Ежедневное количество отказов от услуги хостинга с объемом дискового пространства до 3000 MB;	228	340	+ 49%
29	Ежедневное количество отказов от услуги хостинга с объемом дискового пространства до 4000 MB;	387	553	+ 42,9%
30	Ежедневное количество отказов от услуги хостинга с объемом дискового пространства до 10000 MB.	524	796	+ 51,9%

решения по изменению объемов услуг, ориентируясь при этом не на данные прошлых периодов, которые в будущем потеряют свою актуальность, а на прогнозные данные – данные будущих периодов, которые будут актуальны на момент непосредственной реализации принимаемых решений. Таким образом, СИМ позволяет устранить инерцию в принятии решений, то есть исключить ситуации, когда решения к моменту их реализации уже неактуальны и, соответственно, неэффективны и не позволяют достичь поставленных целей управления.

### Литература

1. Димов Э.М., Маслов О.Н., Пчеляков С.Н., Скворцов А.Б. Новые информационные технологии: подготовка кадров и обучение персонала. Ч. 2. Имитационное моделирование и управление бизнес-процессами в инфокоммуникациях. Самара: Изд. СНЦ РАН, 2008. – 350 с.
2. Димов Э.М., Диязитдинова А.Р., Скворцов А.Б. Теория систем и системный анализ / Самара: Изд. ПГУТИ, 2006. – 255 с.

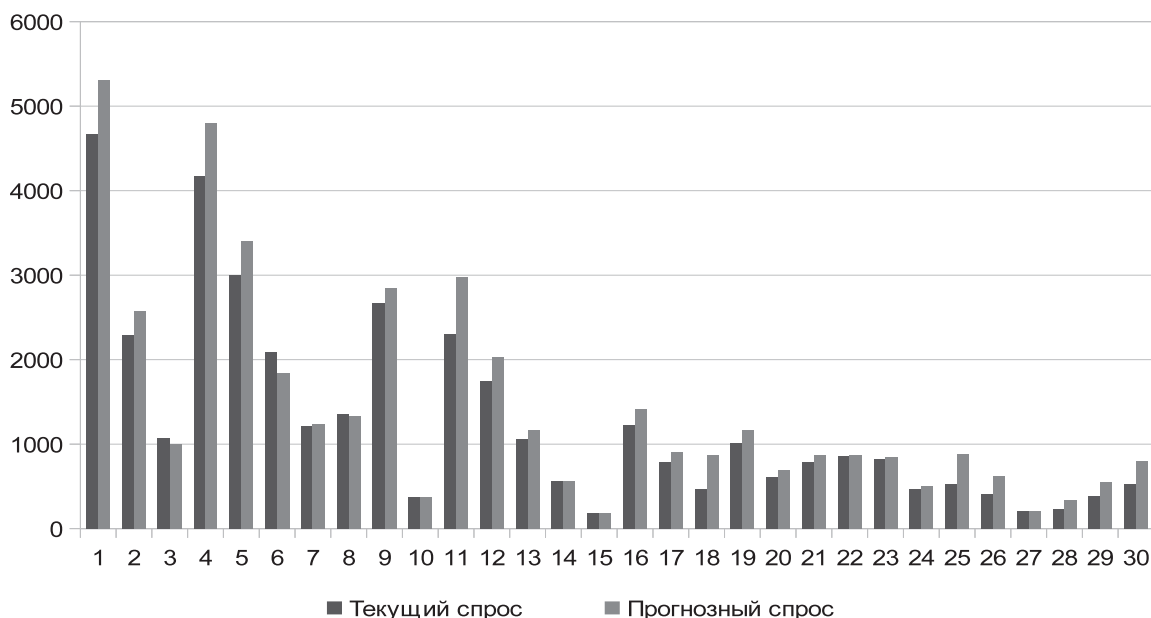


Рис. 3. Соотношение прогнозного и текущего спроса на услуги ИКК

## IMPROVEMENT OF THE VOLUME OF TELECOMMUNICATIONS COMPANY SERVICES PLANNING PROCESSES MANAGEMENT BASED ON STATISTICAL SIMULATION OF THE FUTURE DEMAND FOR SERVICES RESULTS ANALYSIS

Maslov O.N., Khabibullin A.R.

**This paper affects the problems associated with the telecommunication companies services volumes for future periods planning business processes management on the basis of statistical simulation approach**

Маслов Олег Николаевич, д.т.н., профессор, заведующий Кафедрой экономических и информационных систем ЭИС Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. 8-902 371-06-24. E-mail: maslov@psati.ru

Хабидуллин Артур Ринатович, аспирант Кафедры ЭИС ПГУТИ. Тел. (8-846) 228-00-36. E-mail: kh.artur@gmail.com

УДК 577.38:612.172.2

## ЭНТРОПИЙНЫЙ ПОДХОД К ИССЛЕДОВАНИЮ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО СОПРЯЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛА

Кузнецов А.А., Пермяков С.А.

По данным серийных посуточных регистраций электрокардиограмм условно здоровых молодых людей предложен метод анализа сопряжения динамики систолического потенциала и ритма сердца, основывающийся на структурно-статистическом подходе исследования сигналов. По результатам анализа созданных параметрических диаграмм сопряжения предложена классификация режимов амплитудно-фазового сопряжения по направлению и уровню.

**Ключевые слова:** электрокардиограмма, информационная энтропия, сопряжение, ритм сердца, электрический потенциал при систоле

### Постановка задачи

Апериодичность циклических процессов живой природы [1] определена их фазовой вариативностью [2] при системной синхронизации [3] с переменными управляющими процессами внутренней и внешней сред влияния, захватываемых организмом в формах эндо- и экзогенных ритмов, соответственно [4]. В частности, сократительная работа миокарда непрерывно корректируется электрическими и гуморальными регуляторными влияниями со стороны вегетативной нервной системы и управляющими сигналами со стороны



центральной нервной системы, учитывающими как внутренние, так и внешние стимулы [3-5].

С одной стороны – хаотическая составляющая ритма сердца в форме шума Гаусса служит динамической базой механизмов адаптации организма к внешним влияниям и имеет статистические свойства [6-7]. С другой стороны – рост детерминистской составляющей при захвате ритмов внешней среды приводит к возникающей дисгармонии в отношениях ритмов сердца и внешней среды с реакционным включением механизмов регуляции и управления ритма [8].

Электрические сигналы в форме генераторного потенциала действия поступают в электропроводящую систему сердца и, разряжаясь в волокнах Пуркинье, обеспечивают сократительную силу миокарда предсердий и желудочков, а следовательно, и сердечный выброс крови. Частотная импульсация генераторного потенциала обеспечивает ритмичность систолического выброса крови в большой и малый круги кровообращения. Такой информационно-энергетический процесс предполагает наличие связи (сопряжения) между составляющими. Исследование причинно-следственных отношений между ними в форме механизмов сопряжения систолического потенциала желудочков и ритма сердца на основе статистического подхода выявило возможности и прямой, и обратной связи. Для условно здоровых людей объем составляющим процесса не запрещено быть по отдельности и сопряженным, и сопрягающим в зависимости от переменных внешних факторов влияний [9].

В причинно-следственной связи сопрягающий процесс является управляющим (причиной), а сопряженный – управляемым (следствием). Известно, что при нормальных физиологических условиях покоя организма здорового человека его ритм сердца стремится обрести нормальный закон распределения [7]. Вблизи таких стационарных условий ритм сердца всегда является сопряженным – управляемым процессом, а искомое коммуникационное сопряжение между динамикой систолического потенциала желудочков и ритма сердца названо прямым [8, 9]. Вдали от стационарных условий даже для здоровых молодых людей задача сильно усложняется непрогнозируемой сменой мест причины и следствия [9]. Для продолжения эффективного исследования необходимо определить адекватный признак результата управления.

В рамках рассматриваемого информационно-энергетического процесса очевидно, что управляющий сигнал должен быть более детерминиро-

ванным, чем управляемый. При этом оставляем в стороне потери или искажения при передаче сигнала по любой из составляющих, полагая, что при неизменных внешних условиях передаточная функция при регистрации ЭКГ не изменяется. Количественным признаком упорядоченности или неупорядоченности реализации сигнала, как известно, является количество информации, недостающее для полного описания сигнала, и его информационная энтропия [10-12]. Таким образом, задача текущего поиска управляющего сигнала внутри информационно-энергетического процесса может быть решена с помощью энтропийного подхода, основанного на комбинаторных методах [6; 10]. Однако присущая данному методу чувствительность [11] теряется при сопоставительной интерпретации результатов исследования разнородных сигналов, вызывая необходимость поиска дополнительного аналитического инструмента. При сопоставлении разнородных сигналов авторами предложено использование комбинации энтропийного (структурно-топологического) [6] и статистического [9] подходов.

Цель работы – создание простой и надежной методики поиска и определения управляющего сигнала внутри механизма сопряжения динамики амплитудных значений зубца  $R$  и ритма сердца по ЭКГ здоровых молодых людей.

### Методика эксперимента

Двадцатиминутные серийные посуточные регистрации ЭКГ трех условно здоровых обследуемых (УЗО) юношей одного возраста (20 – 22 года) во втором грудном отведении (по Небу) проводились на лицензированном комплексе амбулаторной регистрации электрокардиосигнала «AnnA Flash 3000» с первичной обработкой в программном обеспечении «pEScreen» [13]. Записи проведены в состоянии покоя обследуемых в течение весеннего сезона 2012 года общим количеством  $N = 119$  ( $N_1 = 31$ ,  $N_2 = 28$ ,  $N_3 = 60$ ).

Основная обработка записей ЭКГ в программной среде MatLab включала в себя определение координат пиков  $R$  зубцов (мВ) [14], расчет  $R$ - $R$  интервалов (мс) между соседними зубцами  $R$  [2] с формированием ритмограмм и  $R$ -грамм в форме согласованных последовательностей (рядов) значений  $R$ - $R$  интервалов и амплитуд зубцов  $R$ , соответственно. Для каждой пары таких рядов, представляющих определенную ЭКГ, рассчитывались параметры стандартного отклонения ( $\sigma$ ) и информационной энтропии ( $I^*$ ) с последующим результирующим формированием диаграммы сопряжения динамики амплитудных значений

зубца R и ритма сердца по выбранной к анализу серии записи.

### Методика анализа

Объектами исследования являются ритмограмма и R-грамма УЗО в формах согласованных результирующих реализаций регистраций ритма сердца и динамики электрического потенциала при систоле желудочков [15], соответственно. В системе единого времени регистрации характерные особенности топологической микроструктуры ритмограмм определены только частотой оцифровки при регистрации электрокардосигнала [16]. Для первой серии УЗО 1 частота оцифровки составляла 500 Гц, для остальных записей 1000 Гц. Характерные особенности топологической микроструктуры R-граммы определены чувствительностью и амплитудной характеристикой регистрирующего прибора (монитора Холтера), качеством электродов и их контакта с поверхностью кожи, а также характеристикой передаточной функции канала распространения электрокардосигнала, включая электропроводимость и гальванические эффекты в области контакта [2; 13; 15].

С одной стороны, временной интервал двадцатиминутной регистрации ЭКГ позволяет принять характеристики указанной передаточной функции постоянными, а саму ее форму линейной. С другой стороны, стандартное отклонение R-грамм здоровых молодых людей составляет около 5% среднего амплитудного значения R зубца [6]. Поэтому вклад  $\Delta\phi$  со стороны передаточной функции в величину R зубца принимается постоянным в интервале времени регистрации. Тогда резонно предположить, что вся макроструктура R-граммы определена с точностью до неизвестной аддитивной постоянной  $\Delta\phi$ , которая нейтральна к характеристикам сигнала, напрямую не связанным с его средним значением, и в частности, к величинам стандартного отклонения и информационной энтропии R-граммы.

Рассмотрим сопряжение динамики систолического потенциала и ритма сердца в координатах информационной энтропии  $I^*$  и стандартного отклонения  $\sigma$  [12-14]. Для этого введем понятие параметрической диаграммы сопряжения (ПДС) по паре различных характеристик двух разнородных сигналов, относящихся к одному объекту (ЭКГ), например энтропийных и статистических показателей  $I^*$ ;  $\sigma$ , соответствующих R-грамме и ритмограмме.

На рис. 1 в полулогарифмическом масштабе приведены точечные графики зависимости стан-

дартного отклонения  $\sigma$  от соответствующих значений информационной энтропии, построенные по данным серийных регистраций ЭКГ УЗО 1. Точечные данные на этих графиках группируются в систему параллельных равноотстоящих линий одинакового наклона, организуя диаграмму распределения пар значений  $(I^*, \sigma)$ , соответствующих R-грамме и ритмограмме [17].

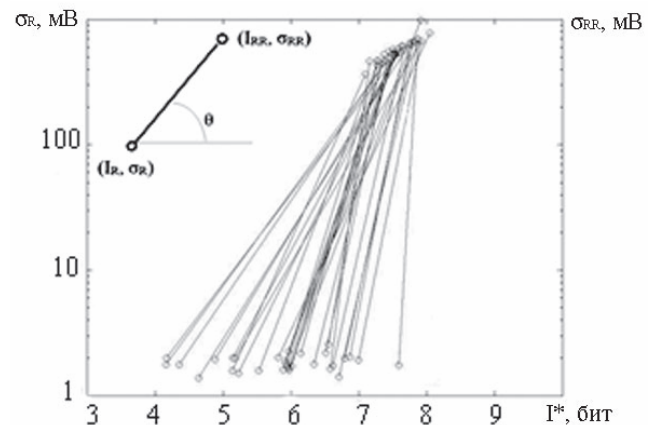


Рис. 1. ПДС ЭКГ УЗО 1. Схема считывания угла  $\theta$  приведена в левом верхнем углу диаграммы

Каждая пара точек на ПДС, соответствующая одной ЭКГ, соединяется коммуникационной линией сопряжения. Таким образом, каждая ЭКГ на ПДС представляется отрезком прямой с определенным углом сопряжения  $\theta$  (см. рис. 1), который является фактором регуляции соответствия пар значений  $(\sigma_{RR}, I_{RR}^*)$  и  $(\sigma_R, I_R^*)$  и функцией четырех переменных:

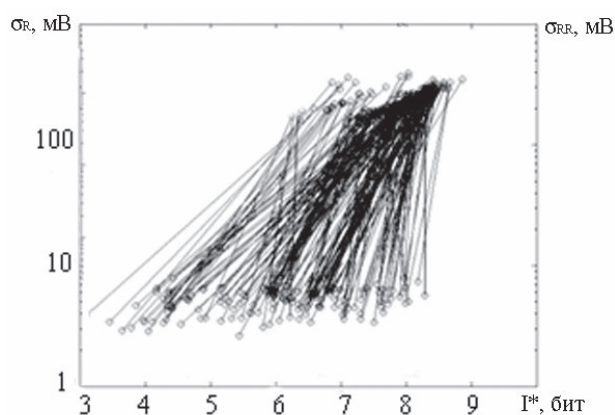
$$\theta = f(I_R^*, I_{RR}^*, \sigma_R, \sigma_{RR}).$$

Получающееся распределение линий коммуникационных сопряжений между функциями  $\sigma_{RR}(I^*)$  и  $\sigma_R(I^*)$  рассматриваемых сигналов может быть отражено распределением значений тангенсов углов  $\theta$ , определяемых в формуле

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{\lg(\sigma_{RR}/\sigma_R)}{I_{RR}^* - I_R^*}.$$

Величина  $\operatorname{tg}\theta$  отвечает за сопоставление рассеяния данных на ритмограмме и R-грамме при соответствующем сопоставлении структурно-топологической неупорядоченности сигналов.

На рис. 2 представлена ПДС, построенная по данным всех записей ЭКГ для статистической классификации и анализа коммуникационных связей (КС) и режимов сопряжения (регуляции).

Рис. 2. ПДС для всех ЭКГ УЗО:  $N = 119$ 

Предлагаемое понятие режима сопряжения сигналов в рамках данной работы определено условиями регуляции работы сердца, при которых выделяется условное соотношение их параметров для проведения анализа направления и интенсивности регуляции с четким разделением процессов на сопряженный и сопрягающий.

### Результаты анализа ПДС

Представленные в графическом формате распределения КС функций сопряжения  $\sigma_{RR}(I^*)$  и  $\sigma_R(I^*)$  на ПДС оказались вписанными в контуры четырехугольника, верхние и нижние основания которого определены собственными распределениями  $\sigma(I^*)$  для ритмограмм  $\sigma_{RR}(I^*)$  и  $R$ -грамм ( $\sigma_R(I^*)$ ), соответственно (см. рис. 1-2). Форма распределения КС на ПДС имеет предельные ориентации КС по углу сопряжения  $\theta$  (см. рис. 3) с границами боковых сторон указанного четырехугольника. При одинаковой неупорядоченности ритмограммы и  $R$ -граммы ( $I_{RR}^* = I_R^*$ ) угол  $\theta = \pi/2$  представляет режим механизма регуляции без сопряжения сигналов. За этот предельный режим отвечает правая боковая стороны контура ПДС (см. рис. 1-3).

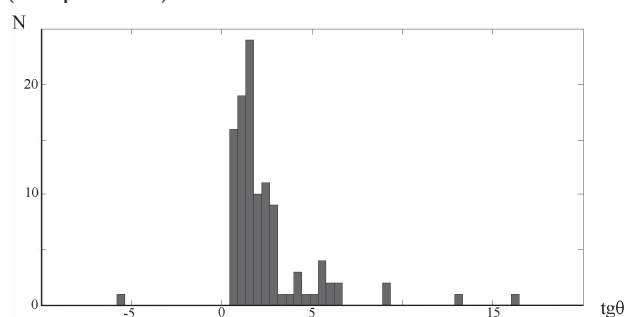
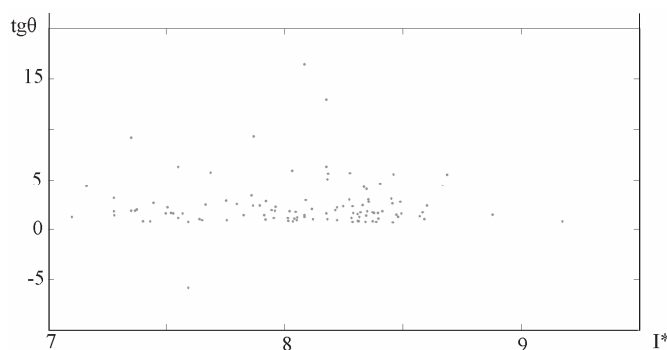


Рис. 3. Гистограмма тангенса угла сопряжения по данным рис. 2

Резонно предположить, что левая боковая сторона контура ПДС, характеризуемая мини-

мальным значением  $\theta_{\min}$ , отвечает за максимальное параметрическое сопряжение этих сигналов. Основанием такого предположения является максимальное значение разности  $\Delta I^* = I_{RR}^* - I_R^*$ , адекватное наиболее сильному расхождению сигналов по степени их структурно-топологической неупорядоченности. Для этой области ПДС  $R$ -грамма максимально детерминирована медленными волнами (МВ) управляющего сигнала со стороны центральной нервной системы [5; 18].

Рис. 4. Распределение точечных значений  $tg\theta$  по параметру  $I^*$ 

Оба предельных режима параметрического сопряжения процессов проявляются и внутри контура распределения КС на ПДС, что свидетельствует об иных, отличных от рассматриваемых факторах регуляции, однако общая тенденция на уменьшение угла сопряжения влево по оси  $0I^*$  очевидна (см. рис. 1-3). Форма распределения КС на ПДС выделяет наиболее вероятную область по величине угла сопряжения (см. рис. 3) при его зависимости от параметра информационной энтропии (см. рис. 4). С одной стороны, форма распределения КС на ПДС по величине  $tg\theta$  (см. рис. 3) соответствует для 98 % регистрации распределению Релея с максимальным представительством малых значений углов сопряжения и экспоненциальным спадом частот проявлений с ростом их величин. С другой стороны, на точечном графике функции  $I^*(tg\theta)$  заметно деление графика по оси  $tg\theta$  на три области характерных изменений  $I^*$ : широкую – малых углов  $\theta$ , узкую – условно умеренных значений углов и наиболее узкую – больших углов сопряжения. Это позволяет предложить предварительную и весьма условную классификацию режимов сопряжения систолического потенциала и ритма сердца делением ПДС (см. рис. 2) на три диапазона (см. рис. 5).

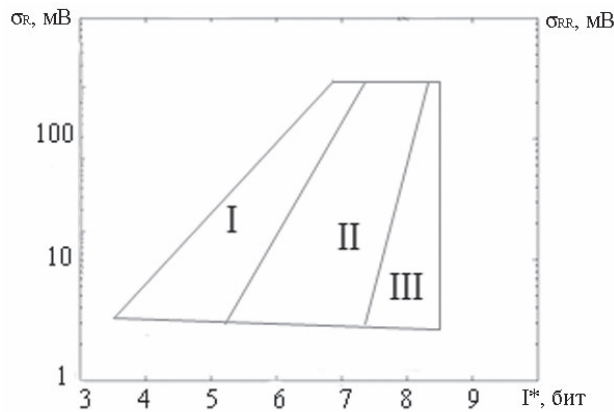


Рис. 5. Схематичное выделение характерных областей режимов регуляции на ПДС по рис. 2-4

Наибольшее количество регистраций приходится на область II, характеризующуюся средними значениями  $I^*$  и  $\sigma$ .

### Обсуждение результатов

Информационно-энергетический процесс работы электропроводящей системы сердца, представленный по реализации ЭКГ сопряжением процессов «ритм потенциала действия – электрическое раздражение миокарда желудочков», для молодых здоровых людей может уверенно трактоваться сопряжением процессов «ритм сердца – динамика регистрируемого электрического потенциала при систоле желудочков» [15].

Исследование причинно-следственных отношений между этими процессами подтвердило наличие сопряжения в форме прямой связи для здоровых молодых людей (98 % регистраций).

Для 2 % регистраций угол сопряжения превышал  $\pi/2$ . В таких случаях  $I_{RR}^* < I_R^*$ , что означает большую степень структуризации ритмограммы по сравнению с R-граммой. Такое сопряжение процессов было названо обратным [9].

Это означает, что оба процесса могут быть сопряженными или сопрягающими в зависимости от переменных внешних факторов влияния. Переменный знак  $\text{tg}\theta$  придает коммуникационной линии сопряжения на ДС признак вектора с указанием причинно-следственной связи и направления регуляции.

Можно предположить, что указанные выше иные факторы влияния (регуляции) выводят сопряжение рассматриваемых процессов из режима прямой связи. В таком случае ритм сердца посредством характеристик формируемой им пульсовой волны через систему ин-

терорецепторов (барорецепторов) передает сигнал в соответствующие участки головного мозга об амплитудно-фазовом несоответствии задаваемого генераторного потенциала установившемуся сократительному режиму работы сердца, и в частности его фазовой составляющей.

Столь редкие события обратного сопряжения рассматриваемых процессов встречались ранее и столь же редко при исследовании режимов сопряжения по форме рециркуляционных циклов MB, очищенных от высокочастотных парасимпатических влияний. При устойчивой обратной связи в интервале времени регистрации направление закрутки по кривым циклов было обратным (против часовой стрелки) с названным обратным сопряжением [9; 18]. По данным анамнеза, такие случаи относятся к обследуемым, находящимся на постоянном учете у кардиолога.

Соответствующие таким редким для групп УЗО событиям КС предпочитают начинаться при больших значениях  $I_R^*$  и  $\sigma_R$  и заканчиваться при малых значениях  $I_{RR}^*$  и  $\sigma_{RR}$  (см. рис. 2), обретая обратное направление сопряжения. При этом детерминистская составляющая выражена на R-грамме слабо или вообще не выражена, распределение амплитудных значений R зубца максимально нормализовано, управляющий сигнал по рассматриваемому каналу регуляции отсутствует, а на ритм сердца оказывают влияния иные регуляторные факторы.

По совокупности все режимы и направления сопряжений процессов «ритм сердца – динамика регистрируемого электрического потенциала при систоле желудочков» можно охарактеризовать амплитудно-фазовым сопряжением электрокардиосигнала, или системой (механизмом) управления ритмом сердца с обратной связью.

В отличие от примененного ранее статистического подхода, решающего аналогичные задачи и основанного на интервальном осреднении параметров и фильтрации высокочастотных составляющих [6; 9; 18], энтропийный подход свободен от указанных процедур. Все КС объединены на одной ПДС с простой интерпретацией результатов, соответствующей цели работы. Более подробный анализ характеристик КС с учетом дискретно-непрерывных структур функциональных распределений  $\sigma_{RR}(I^*)$  и  $\sigma_R(I^*)$  на ПДС (см. рис. 2) требует отдельного исследования.



В заключение можно отметить, что предложенный энтропийный подход к исследованию амплитудно-фазового сопряжения электрокардиосигнала позволяет не только ввести классификацию режимов сопряжения по направлению и уровню, но и создает предпосылки к исследованию сложной передаточной функции при неинвазивной регистрации ЭКГ. В частности, устойчивые малоамплитудные пики  $R$  зубца на ЭКГ, а следовательно, малая их вариабельность, могут свидетельствовать не только об отсутствии управляющего сигнала, но и о нарушении условий проведения электрического сигнала на поверхность кожи. Если при этом  $tg\theta > 0$ , то ответственность должна быть возложена на ослабление передаточной функции.

### Выводы

1. Энтропийный подход к исследованию амплитудно-фазового сопряжения электрокардиосигнала позволяет на основе КС дискретно-непрерывных структур функциональных распределений  $\sigma RR(I^*)$  и  $\sigma R(I^*)$  сформировать основной объект анализа – ПДС.

2. Для 20 минутных регистраций ЭКГ здоровых молодых людей в состоянии покоя ПДС выделяет три режима сопряжения амплитудного и ритмического процессов, составляющих ЭКГ:

- при угле сопряжения  $\theta < \pi/2$  сопрягающим (управляющим) процессом является амплитудная составляющая – динамика систолического потенциала;

- при угле сопряжения более  $\pi/2$  сопрягающим (управляющим) в этой паре становится процесс ритма сердца;

- при угле сопряжения равном  $\pi/2$  сопряжение процессов отсутствует при возможном действии иных факторов регуляции.

3. Амплитудно-фазовое сопряжение электрокардиосигнала определяет механизм управления ритма сердца с обратной связью.

### Литература

1. Шредингер Э. Что такое жизнь с точки зрения физика. М.: Гостехиздат. 1945. – 42 с.
2. Heart rate variability. Standards of measurement, physiological interpretation, and clinical use // European Heart Journal. V.17, 1996. – P. 354-381.
3. Яшин А.А. Живая материя: Ноосферная биология. Т.3. М.: Изд-во ЛКИ. 2007. – 264 с.

4. Биологические ритмы. Т.1 Пер. с англ. М.: Мир. 1984. – 414 с.
5. Баевский Р.М., Берсенева А.П. Введение в донозологическую диагностику. М.: Фирма «Слово». 2008. – 176 с.
6. Кузнецов А.А. Структурно-топологические особенности диаграмм ритма сердца // ИКТ. Т. 7, № 3, 2009. – С. 80 – 85.
7. Кузнецов А.А., Пермяков С.А. О естественной нормализации диаграммы ритма сердца // Труды НГУ им. Р.Е. Алексеева. Н.Новгород: Изд. НГТУ. № 4 (97), 2012. – С. 363-368.
8. Кузнецов А.А. Характеристики виртуальной диаграммы ритма сердца // ИКТ. Т.7, № 4, 2009. – С. 91-96.
9. Кузнецов А.А. Исследование взаимосвязи ритма сердца и динамики амплитудных значений зубца R на электрокардиограмме // ИКТ. Т.10, № 1, 2012. – С. 55-60.
10. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: учеб. для вузов. М.: Высшая школа, 1999. – 576 с.
11. Кузнецов А.А. Энтропия, количество информации и информационная размерность RR-интервалогаммы // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. №6, 2008. – С. 15-19.
12. Мун Ф. Хаотические колебания. Вводный курс для научных сотрудников и инженеров. М.: Мир. 1990. – 312 с.
13. Прилуцкий Д.А., Кузнецов А.А., Чепенко В.В., Плеханов А.А. Накопитель ЭКГ «AnnA Flash 2000» // Методы и средства измерений физических величин. Н.Новгород: Изд. НГТУ, 2006. – С. 31.
14. Пермяков С.А., Кузнецов А.А. Методы статистического анализа R-грамм // Доклады 10-ой МНТК «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии». Кн.1. Владимир: Изд. ВлГУ, 2012. – С. 231-235.
15. Физиология человека. Т.2. Пер. с англ. М.: Мир. 1996. – 313 с.
16. Кузнецов А.А. Параметры информационной энтропии // Измерительная техника. №12, 2012. – С. 49-54.
17. Кузнецов А.А. Измерительные характеристики и свойства информационной энтропии диаграмм ритма сердца // Измерительная техника. №7, 2011. – С. 65-70.
18. Кузнецов А.А. Ортогональный и интегральный методы анализа электрокардиографической информации // Успехи современной радиоэлектроники. №12, 2012. – С. 75-88.

## THE ENTROPY APPROACH TO INVESTIGATION OF AMPLITUDE-PHASE COUPLING IN ELECTROCARDIOSIGNAL

Kuznetsov A.A., Permyakov S.A.

The method of analysis of systolic potential dynamics and heart rate coupling developed using serial ECG registrations of healthy young people and based on structural-statistic approach of signal investigation. According to the results of created parametrical coupling dia-graphs the classification of amplitude-phase coupling modes depending on direction and level.

**Keywords:** the electrocardiogram, information entropy, interface, a rhythm of heart, electric potential at a systole.

Кузнецов Артемий Артемьевич, к.ф.-м.н., доцент Кафедры общей и прикладной физики Владимирского государственного университета (ВлГУ). Тел.: 8-492-232-33-84; 8-492-247-99-39. E-mail: artemi-k@mail.ru

Пермяков Сергей Александрович, магистр ВлГУ. Тел.: 8-920-934-11-01; 8-492-247-96-12. E-mail: plasero@mail.ru

## ТЕХНОЛОГИИ РАДИОСВЯЗИ, РАДИОВЕЩАНИЯ И ТЕЛЕВИДЕНИЯ

УДК 621.397.2.037.372

### ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ТВ ВЕЩАНИЯ С УДАЛЕННЫМ ДОСТУПОМ К ОБОРУДОВАНИЮ ПЕРЕДАЮЩИХ ЦЕНТРОВ

Калиновский Д.А., Карякин В.Л., Карякин Д.В.

В статье рассмотрены методы экспериментального исследования качества цифрового телерадиовещания в стандарте DVB-T2 с удаленным доступом к оборудованию передающих центров. Режим удаленного доступа значительно расширяет возможности взаимодействия специалистов компании РТРС. Методы экспериментального исследования цифрового вещания используется в дистанционном обучении слушателей в трейнинг-центре «Цифровое телевидение» на сайте dvb-learn.ru. Разработаны и внедрены в учебный процесс руководящие указания и видеуроки в цикл лабораторных исследований по методам оценки показателей качества цифровых телевизионных систем и сетей второго поколения.

**Ключевые слова:** цифровое телевидение, стандарт вещания DVB-T2, методы экспериментального исследования, системы и сети ТВ вещания, анализатор R&S ETL, транспортный поток T2-MI, дистанционное обучение

#### Введение

Правительством РФ и комиссией по развитию телерадиовещания государственной компании «Российская телевизионная и радиовещательная сеть» (ФГУП РТРС) принято решение от 07. 06. 2011 г. о переходе на второе поколение цифрового наземного телерадиовещания, обеспечивающего более высокую спектральную эффективность и

качество вещания по сравнению со стандартом первого поколения. Из докладов Европейского вещательного союза в 2011-12 г.г. следует, что спецификация систем и сетей, руководящие принципы по внедрению DVB-T2 завершены. Однако до настоящего времени отсутствует ряд параметров и критериев, необходимых для частотного планирования сети, нет в открытой печати консолидированного теоретического и практического опыта построения одночастотных сетей второго поколения.

В этой связи проведение экспериментальных исследований систем и сетей цифрового телерадиовещания второго поколения стандарта DVB-T2, обсуждение результатов экспериментальных и теоретических исследований в этой области среди широкого круга специалистов, безусловно, актуально как в РФ, так и на международном уровне. Целью настоящей работы является рассмотрение методов экспериментального исследования качества цифрового телерадиовещания в стандарте DVB-T2 с удаленным доступом к оборудованию передающих центров.

При оценке качества цифрового телерадиовещания необходимы измерения спектров и отношения сигнал/шум ТВ сигналов, сигнальных созвездий, частоты появления ошибочных битов сигнала с цифровой модуляцией, модуляционных

ошибок, параметров транспортных потоков. Режим удаленного доступа значительно расширяет возможности взаимодействия специалистов компании РТРС при широкомасштабном переходе России к цифровому телерадиовещанию второго поколения в установленные Правительством РФ сроки. В частности, повышается эффективность практического обучения кадров в самых удаленных регионах РФ. Эффективность оценивается оперативностью и качеством проведения консультаций, индивидуальных практических занятий со слушателями РТРС преподавателями центров повышения квалификаций г.г. Санкт-Петербурга, Москвы, Самары, Екатеринбурга, Новосибирска и Хабаровска при минимальных транспортных затратах.

### Измерительное оборудование

В настоящее время при экспериментальных исследованиях качества цифрового телерадиовещания второго поколения наиболее эффективно применение анализатора ETL компании Rohde & Schwarz (R&S) [1]. Анализатор телевизионных сигналов R&S ETL является универсальной, мультистандартной платформой для анализа ТВ сигналов, объединяющей в себе функции анализатора спектра, измерительного приемника аналоговых и цифровых ТВ сигналов, анализатора транспортных потоков TS MPEG-2, T2-MI и измерителя мощности.

Удаленное подключение рабочей станции к анализатору ETL осуществляется через сеть Интернет по протоколу RDP (Remote Desktop Protocol – протокол удаленного рабочего стола). При подключении задается IP-адресация прибора и вводятся параметры аутентификации. В результате на экране монитора компьютера появится изображение передней панели анализатора ETL (см. рис. 1).

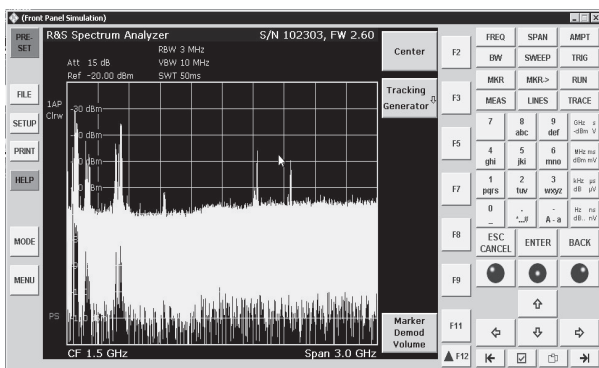


Рис. 1. Передняя панель анализатора ETL

Изучив методику проведения эксперимента, дополнительную информацию на сайте [dvb-learn.ru](http://dvb-learn.ru) Тренинг Центра «Цифровое телевидение» в разделе «Технологии исследования и проектирования систем и сетей ЦТВ», можно дать оценку основным показателям качества цифрового телерадиовещания.

### Методика оценки качества цифрового телерадиовещания

Перед проведением указанных ранее измерений необходимы предварительные настройки анализатора ETL:

- установить режим цифровой настройки ТВ – Digital TV Setting;
- выбрать стандарт DVB-T2;
- выставить центральную частоту рабочего канала.

Исследование спектров и отношения сигнал/шум ТВ сигналов. Перед началом измерений проводятся предварительные настройки анализатора ETL. Далее осуществляется переход к режиму измерения спектральных характеристик – Spectrum, проводится калибровка принятого сигнала с помощью операции Adjust Attenuation (регулировка ослабления). В результате на экране анализатора ETL отобразится спектр сигнала и значения ослабления составляющих спектра на нижней (lower) и верхней (upper) границах диапазона.

Измерение спектра дает общую характеристику цифрового сигнала в измеряемом канале. Перейдем к измерению отношения «сигнал/шум» (СШ). По умолчанию измерения проводятся в верхнем по частоте соседнем ТВ канале. В данном случае в соседнем канале работает аналоговый передатчик, спектр которого по уровню превышает измеряемые флуктуационные шумы. В этой связи измерение СШ производится в нижнем по частоте соседнем ТВ канале. Перейдя в режим измерения фазовых шумов Noise BW (см. рис. 2), установив полосу измерения 300 кГц, отстройку от центральной частоты рабочего канала 4,56 МГц, получим СШ равное 41,3 дБ.

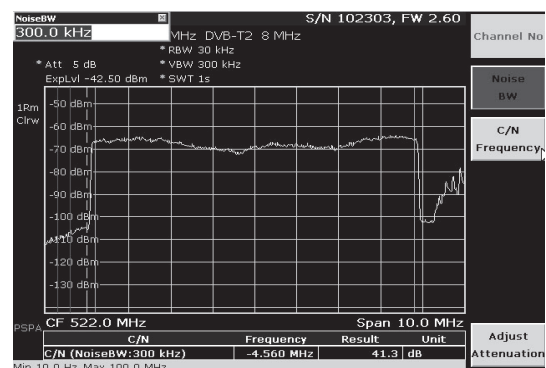


Рис. 2. Измерения фазовых шумов NoiseDW

Исследование сигнальных созвездий ТВ сигналов. Перед началом измерений проводятся предварительные настройки анализатора ETL. Далее осуществляется переход к режиму измерения сигнальных созвездий Const Diagram. В результате на экране анализатора отобразится 64-позиционное (64-QAM) повернутое сигнальное созвездие (см. рис. 3).

Функциональные возможности режима Const Diagram позволяют увеличивать масштаб изображения выбором одного из квадрантов сигнального созвездия. Рассматриваемый режим позволяет также перейти к изучению этапов декодирования. Кроме того, при необходимости можно перейти к удержанию сигнального созвездия без обновления, выбрать декодируемый поток PLP в автоматическом или ручном режимах.

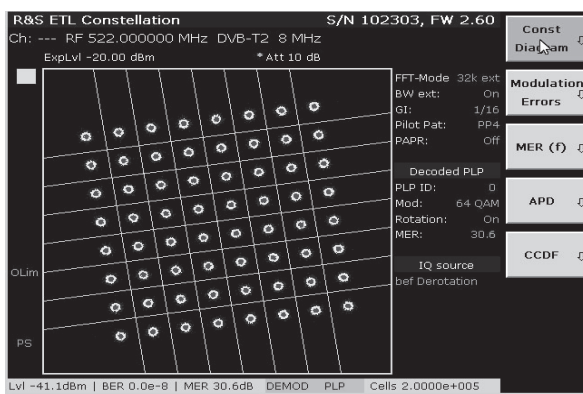


Рис. 3. Повернутое сигнальное созвездие 64-QAM

Обзорные измерения ТВ сигналов. Перед началом измерений проводятся предварительные настройки анализатора ETL. Далее осуществляется переход к режиму обзорных измерений Overview (см. рис. 4). Здесь Level – уровень сигнала; FFT Mode – режим быстрого преобразования Фурье; Guard Interval – защитный интервал; MER – модуляционные ошибки; BER before LDPC – битовые ошибки до декодера LDPC; BER before BCH – битовые ошибки до декодера BCH. Обзорное измерение Overview позволяет определить частоту появления ошибочных битов (BER) сигнала с цифровой модуляцией. Результаты измерений сравниваются с предельными значениями и отображаются в таблице. Параметры, не прошедшие проверку (нарушившие допустимые пределы), отображаются красными полужирными символами, а ячейка таблицы помечается звездочкой. Параметры, прошедшие проверку, отображаются зелеными символами. Выбор числа отсчетов

Samples определяет точность измерения параметра BER.

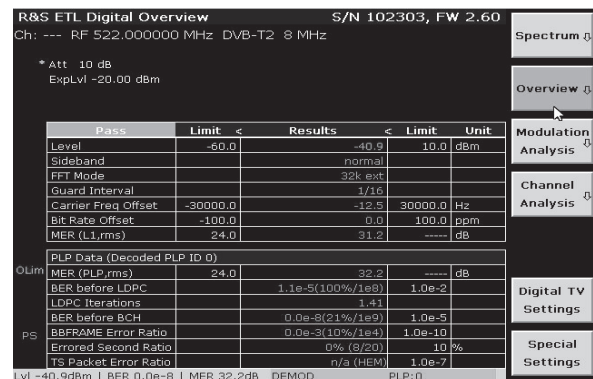


Рис. 4. Режим обзорных измерений Overview

Для измерений параметров предварительной сигнализации приема и декодирования L1-pre необходимо перейти к закладке L1-pre Signalling, а для измерения параметров сигнализации L1-post доступа к потокам PLP – к закладке L1-post Signalling. Просмотр всех PLP, входящих в состав принимаемого сигнала, возможен при переходе к закладке Previewed PLP.

Исследование модуляционных ошибок ТВ сигналов. Перед началом измерений проводятся предварительные настройки анализатора ETL. Далее осуществляется переход к режиму анализа модуляции Modulation Analysis. Важной характеристикой принимаемого сигнала является распределение модуляционных ошибок MER ( $f$ ) в диапазоне частот ТВ канала (см. рис. 5). Вкладки Channel No, Auto Range, Decoded PLP, Adjust Attenuation, предназначенные для проведения измерений модуляционных ошибок в режиме MER ( $f$ ) на различных каналах, с автоматическим масштабированием уровня ошибок, автоматическим или ручным выбором декодирования потока, для регулировки ослабления входного уровня.

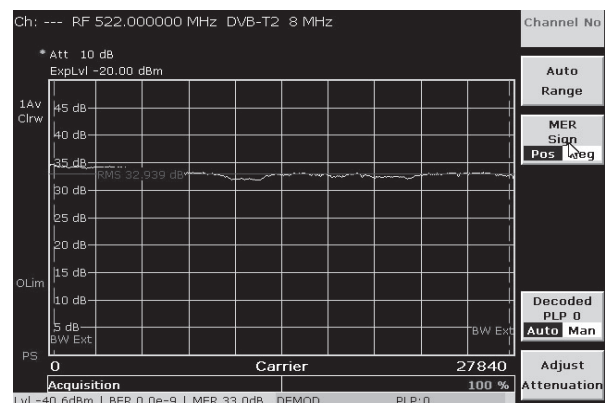


Рис. 5. Измерения в режиме MER ( $f$ )



Исследование транспортных потоков ТВ сигналов. Перед началом измерений проводятся предварительные настройки анализатора ETL. Далее осуществляется переход к режиму анализа транспортных потоков TS Analyzer. В результате открывается главное меню режима TS Analyzer (см. рис. 6). На панели анализатора имеется индикатор, используемый для отображения состояния тревоги и ошибок.

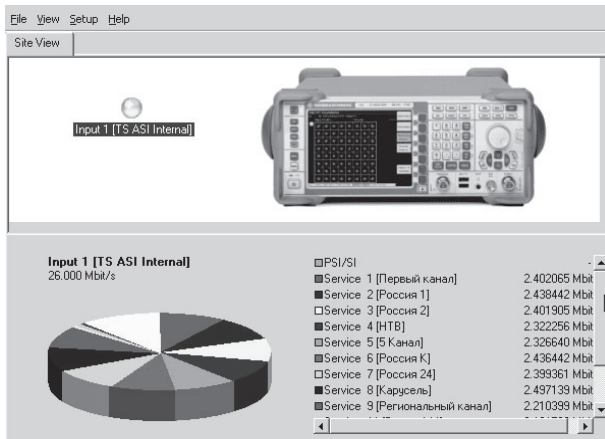


Рис.6. Главное меню режима TS Analyzer

Справа в окне представлены скорости передачи данных по каждому сервису (примерно 2 MBit/s) и скорость нулевых пакетов Nul Packets. Общая скорость потока TS ASI Internal 26 MBit/s. Визуально распределение общей скорости по сервисам представлено на диаграмме.

Каждому сервису соответствует свой цвет. В режиме мониторинга оцениваются следующие параметры транспортного потока: статистика и журнал ошибок – отображается суммарное количество и вид ошибок; скорость передачи данных – графическое отображение скорости передачи данных отдельных элементов транспортного потока. Кроме того, проводится аудиовизуальный контроль TV сервисов.

### Результаты внедрения методики экспериментального исследования цифрового ТВ вещания

Учебно-производственная лаборатория ОРТПЦ Самарского центра повышения квалификации слушателей РТРС оснащена современным передаю-

щим оборудованием предприятия «Триада» и измерительным оборудованием компании R&S.

Разработаны и внедрены в учебный процесс методические указания и видеоуроки к циклу лабораторных работ, посвященных изучению методики измерения качественных показателей систем и сетей цифрового телевидения второго поколения:

- изучение функционального назначения элементов конструкции ТВ анализатора R&S ETL;
- методика предварительных и специальных настроек анализатора ETL для исследования цифрового телерадиовещания в стандарте DVB-T2;
- методика измерения спектров и отношения сигнал/шум ТВ сигналов в стандарте DVB-T2;
- обзорные измерения ТВ сигналов в стандарте DVB-T2;
- методика измерений сигнальных созвездий ТВ сигналов в стандарте DVB-T2;
- методика измерения модуляционных ошибок ТВ сигналов в стандарте DVB-T2;
- методика измерения транспортных потоков ТВ сигналов в стандарте DVB-T2.

### Заключение

Режим удаленного доступа значительно расширяет возможности взаимодействия специалистов компании РТРС при широкомасштабном переходе России к цифровому телерадиовещанию второго поколения. Методы экспериментального исследования цифрового телерадиовещания в режиме удаленного доступа используются при индивидуальном дистанционно-очном обучении слушателей курсов повышения квалификации ФГУП РТРС в Трейнинг Центре «Цифровое телевидение». Материал, посвященный изучению методов измерения качественных показателей систем и сетей цифрового телевидения, размещенный на сайте Трейнинг Центра, востребован специалистами РТРС из различных регионов РФ для проведения экспериментальных работ по внедрению цифрового телерадиовещания второго поколения.

### Литература

1. Карякин В.Л. Цифровое телевидение. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2013.- 448 с.

## EXPERIMENTAL STUDY OF DIGITAL TV BROADCASTING FROM A REMOTE ACCESS TO EQUIPMENT TRANSMISSION CENTRE

Kalinowskiy D.A., Karyakin V.L., Karyakin D.V.

The article describes the method of experimental research of the digital broadcasting in the standard DVB-T2 with remote access to equipment transmitting centers. Remote access mode significantly enhances interaction specialists RTRS. Methods of experimental study of digital broadcasting is used in distance learning students in the Training Center «Digital TV». Developed and implemented in the educational process guidance and video tutorials to the cycle of laboratory studies on the methods of evaluation of quality indicators systems and digital TV networks of the second generation.

**Keywords:** digital television, broadcast standard DVB-T2, experimental research methods, systems, and network TV broadcast analyzer R&S ETL, traffic flow T2-MI, distance learning.

Калиновский Дмитрий Анатольевич – директор Самарского областного радиотелевизионного передающего центра. Тел. (8-846) 216-24-38; 216-24-94.

Карякин Владимир Леонидович – д.т.н., профессор Кафедры радиосвязи, радиовещания и телевидения Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Тел. 8-927-600-28-94. E-mail: vl@karyakin.ru

Карякин Дмитрий Владимирович – к.т.н., системный инженер Inline Technologies (г. Москва). Тел. 8-926-066-08-00. E-mail: dm@karyakin.ru

УДК 621.397

## СЖАТИЕ ЦИФРОВОГО ПОТОКА ВИДЕОСИГНАЛА В ТЕЛЕВИЗИОННОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

Балобанов А.В., Балобанов В.Г., Безруков В.Н.

В работе рассматривается способ сжатия цифрового потока видеосигнала в телевизионном канале связи, использующий психофизические особенности человеческого зрения, которые позволяют, не усложняя аппаратуру, добиться получения более высоких результатов визуального качества изображения, чем в стандарте MPEG-2. Предусматривается деление полей на группы. В группе есть поля трех типов: О-поля, играющие роль опорных; четные N-поля, кодируемые путем предсказания на основе предыдущего поля в пределах одного кадра; нечетные M-поля, кодируемые с предсказанием на основе предыдущего нечетного поля из другого кадра. Для улучшения визуального качества изображения по предлагаемому способу нечетные и четные поля меняются местами во всей видеопоследовательности или группе кадров, в результате чего формируются кадры с более высокой четкостью изображения, а визуальное качество изображения становится более высоким.

**Ключевые слова:** кодирование, аналого-цифровое преобразование (АЦП), устранение избыточности, MPEG, дискретно-косинусное преобразование, макроблоки, прогрессивное разложение, артефакты.

### Введение

Проблема сокращения цифрового потока в телевидении сохраняет свою актуальность и в

настоящее время. Широкая полоса частот, занимаемая цифровым сигналом, является главным препятствием при передаче его по каналам связи. В то же время цифровые методы позволяют создать новый тип ТВ аппаратуры, более надежный, стабильный, компактный и технологичный. В настоящее время известно более 100 способов преобразования аналогового сигнала изображения в цифровой. Способы различаются видом обработки аналогового сигнала перед аналого-цифровым преобразованием (АЦП) и видом последующей обработки первичного цифрового сигнала. На всех этапах преобразования сигнала учитываются свойства изображения и зрительного анализатора, что позволяет достигнуть максимальной эффективности процесса преобразования сигнала в целом.

### Устранение избыточности в MPEG-2

Устранение внутрикадровой и межкадровой избыточностей в стандарте MPEG является наиболее эффективным. MPEG-2, в отличие от MPEG-1, дает возможность обработки чересстрочных изображений. В MPEG-1 для кодирования таких изображений приходилось предварительно объединить два поля в один кадр и только после этого подавать сигнал на вход кодера. Однако процедура приводила к замет-

ным искажениям типа «жалюзи» и «расческа». В MPEG-2 введена концепция полевого и кадрового кодирования. При полевом кодировании два поля одного кадра кодируются отдельно как самостоятельные изображения. Каждое поле разбивается на непесекающиеся макроблоки 8×8 или 16×16 пикселей (элементов), и к ним применяется ДКП. Кадровое кодирование предполагает построчное объединение двух полей в один кадр и обработку его как обычного изображения с прогрессивным разложением.

MPEG-2 определяет два типа ДКП для макроблоков: кадровое и полевое. Полевое ДКП более эффективно при существенном различии между полями, например при наличии движения. Полевая структура лучше подходит для компрессии изображений с быстрым движением, обеспечивая меньше артефактов. То есть она хороша для сюжетов с большим количеством движения, но хуже подходит при пространственной избыточности, обеспечивая худшее сжатие неподвижных изображений с точки зрения минимизации артефактов.

При передаче неподвижных и малоподвижных изображений в стандарте MPEG-2 используется также и межкадровое кодирование, которое значительно повышает эффективность сжатия цифрового потока.

При межкадровом кодировании, основанном на временной избыточности, возможны различные способы предсказания. В зависимости от этого изображения (кадры) в своей временной последовательности подразделяются на следующие типы:

- I-кадры (intra), опорные, являются основными и кодируются без обращения к другим кадрам;
- P-кадры (predictive – предсказанные), при передаче которых используется межкадровое кодирование путем предсказания с компенсацией движения по ближайшему предшествующему I-кадру или P-кадру. P-кадры сжаты в три раза сильнее, чем I-кадры, и служат опорными для поступающих P- и B-кадров;
- B-кадры (bidirectional – двунаправленные), которые передаются с межкадровым кодированием путем предсказания с компенсацией движения по ближайшим к ним как спереди, так и сзади I-кадрам и P-кадрам.

### Недостатки в работе системы MPEG-2

Рассмотрим пример последовательности кадров, используемый в MPEG-2 [1]:

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20  
I B B P B B P B B P B B I B B P B.

Здесь кадры с 1 по 15 образуют группу кадров. Число кадров в группе может быть и другим, но они всегда начинаются с I-кадра. Перед кодиро-

ванием порядок следования кадров изменяется, так как каждый B-кадр должен идти после обоих кадров, по которым он предсказывается:

1 4 2 3 7 5 6 10 8 9 13 11 12 16 14 15 19 17 18 22  
I P B B P B B P B B I B B P B B P.

В таком порядке кадры кодируются и передаются, а в процессе декодирования восстанавливается исходный порядок кадров. Изображение типа B компрессированы наиболее глубоко. Если P-кадры требуют для своей передачи в три раза меньше битов, чем I-кадры, то в B-изображениях число битов для большинства сюжетов в 2-5 раз меньше, чем в P. Как следствие, страдает помехоустойчивость B-кадров. Поэтому для защиты от возможных ошибок изображения B не используются для предсказания других кадров.

Проведенный анализ работы системы MPEG-2 показывает, что она имеет и недостатки. Известно, что степень сжатия цифрового потока напрямую зависит от корреляции между элементами изображения. В MPEG-2 межкадровое кодирование между I- и P-кадрами осуществляется через три кадра (поля), а не через один кадр (поле). Это в сильной степени ослабляет корреляционные связи между элементами и, соответственно, ухудшает эффективность сокращения избыточности изображения. Хотя этот недостаток и компенсируется двунаправленным предсказанием B-кадров, но при этом снижается помехоустойчивость и качество изображения B-кадров.

Естественно, перестановка P-, B1- и B2-кадров существенно усложняет построение системы, делая ее громоздкой и дорогой. При этом упомянутые усложнения системы не всегда себя оправдывают в смысле получения высокого качества изображения [2]. Устранение вышеназванных недостатков позволит создать более простую и не менее эффективную систему сжатия цифрового потока для прикладного и вещательного телевидения.

### Система сжатия цифрового потока ONM

Поставленная цель достигается тем, что последовательность полей (полукадров) делится на группы. В группе есть поля трех типов:

- O-поля – изображения, играющие роль опорных при восстановлении других изображений. Предсказание для них не формируется, используют внутрислоево кодирование;
- N-четные поля – изображения, кодируемые путем предсказания на основе предыдущей

го поля, используют межполевое кодирование, в результате которого образуется межстрочная разность двух соседних строк нечетного и четного полей;

- М-нечетные поля – кодируемые с предсказанием на основе предыдущего нечетного поля из другого кадра.

Начинается группа с изображения типа О, подвергается только внутриволевой компрессии. В изображениях полей N- и M-типа устраняется как пространственная, так и временная избыточность. Число полей (кадров) в группе может быть иным, чем это представлено на рис. 1, и легко варьируется путем изменения частоты следования импульсов U1 и соответственно U4. Стрелки на рис. 1 определяют порядок предсказания: для N – в пределах одного кадра между нечетным и четным полями и M – в пределах двух соседних кадров для нечетных полей. Синхронную и синфазную работу кодирующего и декодирующего устройств осуществляют импульсы U2–U4 (см. рис. 1).

Изображения N-полей содержат в основном тонкие горизонтальные линии разной протяженности (низкочастотные составляющие). При движении в изображениях N-полей появляются ВЧ-составляющие. Изображения M-полей содержат в основном высокочастотные составляющие, отражают межкадровую разность в пределах нечетных полей соседних кадров. Здесь возможно предсказание с компенсацией движения. При передаче малоподвижных объектов в изображениях M-полей сигнал практически равен нулю, а сигнал от N-полей отличен от нуля. Для повышения эффективности сжатия цифрового потока для неподвижных и малоподвижных изображений в системе ONM возможно кадровое кодирование путем объединения нечетных и четных полей в один кадр перед кодером.

Подытоживая сказанное, видим, что эффективность сокращения цифрового потока O-полей является наиболее низкой по сравнению с M- и N-полями и примерно равна по эффективности I-полям в стандарте MPEG-2. Зато качество изображения здесь выше, чем в M- и N-полях. Эффективность сжатия в M-полях примерно одинакова с P-полями, а в N-полях она несколько выше, чем в B-полях, так как в N-полях осуществляется прореживание (передискретизация) значений сигналов матрицы ДКП (до матрицы коэффициентов).

Кроме того, для повышения четкости изображения по предлагаемому способу нечетные и четные поля в каждой группе кадров меняются

местами: в первой группе – (O, N), (M,N), (M,N) ... а во второй группе – (N,O), (N,M), (N,M) ... и т.д. (рис. 1а). Такая перестановка полей в силу особенностей зрительного восприятия зрения приводит к существенному повышению четкости изображения в целом, то есть происходит образование опорного кадра (O,N)+(N,O), который определяет качество ТВ изображения в целом [3]. В приемнике, естественно, должна быть восстановлена исходная очередность следования полей.

Возможен еще один вариант перестановки полей в кадрах (рис. 1а) – перестановка нечетных и четных полей во всей видеопоследовательности кадров: (O,N), (N,M), (M,N), (N,M), (M,N), (N,O) и т.д. При нечетном числе  $(2n + 1)$  полей в группе кадров O- и N-поля, а также (M- и N-поля) периодически меняются местами, что более предпочтительно. Здесь визуальное формируется виртуальный опорный кадр: (O,N) + (N,O). В нашем случае (см. рис. 1а) визуальное кадры (O,N) и (N,O) накладываются друг на друга через четыре кадра, образуя опорный кадр. Из рассмотренных вариантов последний является предпочтительнее, так как частота перестановки полей здесь более высокая, чем в первом варианте. То есть если зрителю поочередно предъявлять кадры (поля) изображения с высокой и низкой четкостью, то глаз в целом воспринимает изображение с высокой четкостью. В MPEG-2 такая возможность дополнительного повышения визуальной четкости изображения отсутствует.

Варианты рассмотренной системы могут найти применение в специальных системах телевидения при регистрации одиночных кадров с различной частотой следования. Такая необходимость возникает при видеонаблюдении за особо важными объектами. Частота регистрации задается вручную или автоматически. Если в зоне наблюдения все спокойно, регистрация ведется с предельно низкой частотой. При появлении посторонних объектов запускается автоматическая регистрация изображений охраняемого объекта. Параллельно подается звуковой сигнал тревоги.

При этом для регистрации в чрезвычайных ситуациях желательно использовать опорные кадры, если требуется высокое качество изображения. Другие кадры (N и M) не могут использоваться для регистрации, так как связаны с соседними кадрами и самостоятельно использоваться не могут.

## Выводы

Подводя итоги сказанному, можно сделать следующие выводы.



1. Рассмотренный способ [4] выгодно отличается от существующих способов сжатия цифрового потока видеосигнала в канале связи. Не уступая в эффективности сжатия цифрового потока стандарту MPEG-2, предложенный способ значительно проще и легче реализуется на практике. Известные способы сжатия цифрового потока MPEG-4, MPEG-7, вейвлет-преобразование сложнее предложенного способа в смысле технической реализации, поэтому ограничены в своем применении. В MPEG-2 невозможна перестановка полей для повышения визуальной четкости: в предлагаемом способе поля с высокой и пониженной четкостью меняются местами, это создает виртуальный полноценный кадр. Качество изображения в предложенном способе выше, чем в MPEG-2, благодаря перестановке соседних полей в видеопоследовательности кадров.

2. При необходимости система сжатия цифрового потока по предлагаемому способу легко переходит в режим работы «опорного кадра», когда передается последовательность полей, состоящая из кадров: (O, N), (N, O), (O,N),..., то есть поля O и N в каждом кадре меняются местами. В результате произведенной перестановки полей визуальная четкость

изображения повышается. Все кадры виртуально воспроизводятся с качеством изображения опорного кадра (виртуального). Переход работы системы в режим работы «опорного поля (кадра)» в прикладном телевидении может осуществляться автоматически по сигналу тревоги.

3. Существенными отличиями предлагаемого способа являются:

- применяются для каждой группы полей одновременно полевое и кадровое предсказание. В MPEG-2 используется только кадровое или только полевое кодирование в зависимости от характера передаваемого изображения;
- значительно более сильная корреляция между сравниваемыми сигналами, а следовательно, и более эффективное устранение избыточности из телевизионных сообщений;
- перестановка местами нечетных и четных полей во всей видеопоследовательности кадров приводит к улучшению визуальной четкости изображения в системе ONM;
- скорость цифрового потока при передаче виртуального опорного кадра (O,N)+(N,O) в системе ONM меньше, чем в MPEG-2.

4. Для повышения эффективности сжатия цифрового потока для неподвижных и малопод-

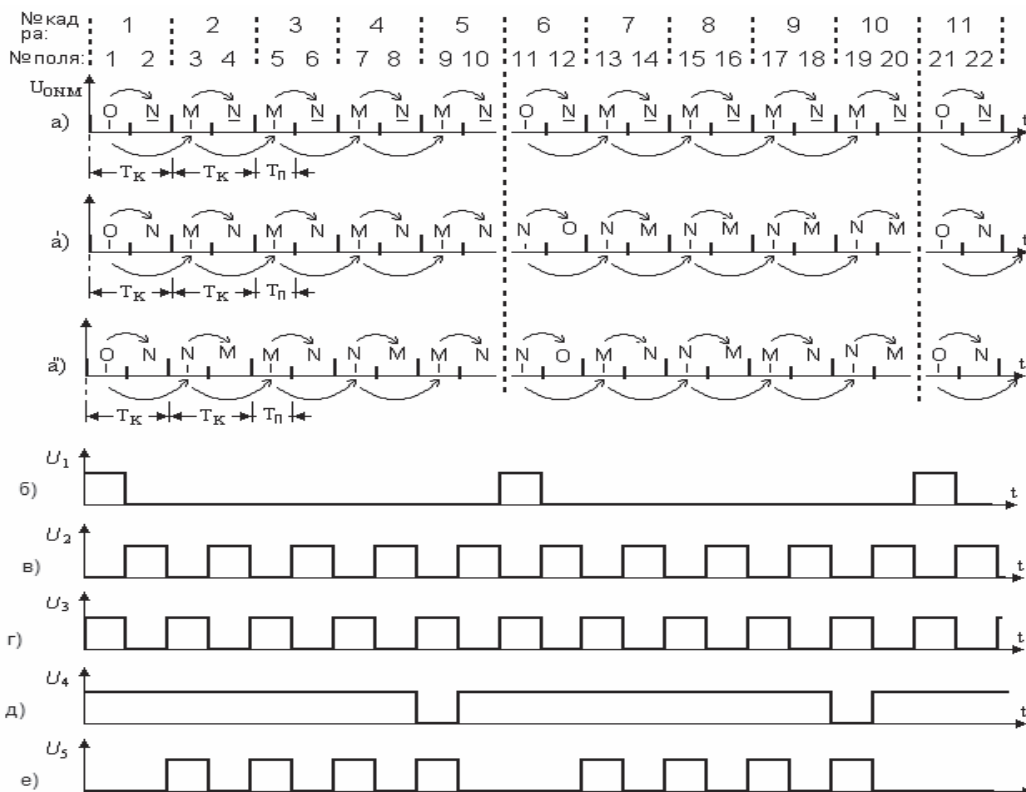


Рис. 1. Диаграммы, поясняющие принцип сокращения цифрового потока

вижных изображений в системе ONM возможно также и кадровое кодирование.

5. В системе, построенной по предлагаемому способу, имеются большие резервы для повышения эффективности сжатия цифрового потока.

### Литература

1. Смирнов А.В., Пескин А.Е. Цифровое телевидение: от теории к практике. М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 352с.
2. Цифровое сжатие видеoinформации и звука. Под ред. Артюшенко В.М. М.: Изд. ТК «Дашков и К<sup>о</sup>». 2003. – 426с.
3. АС СССР № 301675. Способ передачи двух программ черно-белого телевидения // Катаев С.И., Хромой Б.П., Безруков В.Н., Балобанов В.Г. Бюл. № 14, 1971.
4. Патент РФ № 2467499. Способ сжатия цифрового потока в телевизионном канале связи. // Балобанов В.Г., Безруков В.Н., Балобанов А.В. Бюлл. №32, 2012.

## COMPRESSION OF DIGITAL VIDEO STREAM IN A TELEVISION COMMUNICATION CHANNEL

Balobanov A.V., Balobanov V.G., Bezrykov V. N.

**This paper describes a way how to compress digital video stream on the television communication channel with the help of exploring psychophysical features of human vision. It leads to achieving better results of the visual quality of the picture than standard MPEG-2 has. The fields are supposed to be divided into groups. There are 3 types of the fields: an O-field, which performs as a bearing; an N-even field, encoded by prediction based on the previous field within one frame, M-odd fields, encoded with the prediction based on the previous odd field from another frame. To improve the visual quality of the picture odd and even fields are in-terchanged during the whole video sequence or a frame group. It results in frames with better high-definition, and the visual quality of the picture becomes much higher.**

***Keywords:** analog-digital conversion, removal of fame and interframe superfluity, discrete-cosine conversion, a group of continuity.*

Балобанов Андрей Владимирович, к.т.н., старший преподаватель Кафедры телевидения и звукового вещания (ТВ и ЗВ) Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ). Тел. 8-495-957-77-08. E-mail: andrey\_sam@mail.ru

Балобанов Владимир Григорьевич, к.т.н., доцент Кафедры радиосвязи, радиовещания и телевидения Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Тел. 8-846-336-87-01. E-mail: balobanov@tv.psati.ru

Безруков Вадим Николаевич, д.т.н., профессор Кафедры ТВ и ЗВ МТУСИ. Тел. 8-495-957-77-08. E-mail: cdtv@mail.ru

УДК 519.614.2:537.311:32

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БЛОЧНОГО LU-РАЗЛОЖЕНИЯ ДЛЯ УСКОРЕНИЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ С УЧЕТОМ ЧАСТОТНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ПОДЛОЖКИ

Куксенко С.П., Салов В.К., Суровцев Р.С.

На примере связанной микрополосковой линии исследовано применение блочного LU-разложения для ускорения вычисления временного отклика с учетом частотной зависимости диэлектрической проницаемости. Показана корректность реализации блочного LU-разложения в системе TALGAT. Предложено закругление сегментации границ диэлектрик-диэлектрик с контролем ошибки вычислений. Обоснована целесообразность умеренного закругления сегментации, дающего ускорение в два раза с малой максимальной ошибкой до 2%.

***Ключевые слова:** блочное LU-разложение, матрица емкостей, система TALGAT, временной отклик, сегментация.*

### Введение

Для моделирования задач электромагнитной совместимости (ЭМС) печатных плат необходимо знать значения диэлектрической проницаемости их подложек. Известно, что комплексная

диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_r$  зависит от частоты. При вычислении временного отклика многопроводных линий передачи эту зависимость необходимо учитывать, так как результаты получаются более «физичными» [1]. Однако такое моделирование требует довольно больших временных затрат. Значительная их часть связана с необходимостью вычисления матрицы емкостей для каждой частоты, а количество частотных точек может достигать нескольких десятков тысяч. Каждое вычисление емкостной матрицы предполагает решение системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) для  $N_{\text{COND}}$  (по количеству проводников линии, не считая опорного) векторов свободных членов. В поперечном сечении линии границы проводник-диэлектрик делятся на подынтервалы, последовательно нумерующиеся от 1 до  $N_c$ , а диэлектрик-диэлектрик – от  $N_c + 1$  до  $N$ . Из параметров подынтервалов вычисляются элементы матрицы СЛАУ. При этом специфика матрицы СЛАУ такова, что при изменении частоты изменяются только элементы нижней части главной диагонали (см. рис. 1).

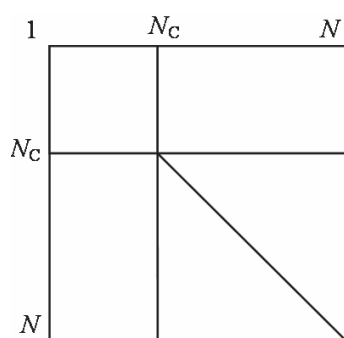


Рис. 1. Структура матрицы СЛАУ при вычислении емкостной матрицы

Неполное изменение матрицы СЛАУ – ресурс, который можно использовать для уменьшения общего времени вычислений. Подходящими методами, использующими неполное изменение матрицы, являются блочное LU-разложение и блочное решение СЛАУ. Краткий обзор их видов [2] показал, что для реализации и последующего использования наиболее подходит блочная гаусс-версия LU-разложения [3]. Выполнено исследование эффективности данного метода применительно к многократному решению СЛАУ с частично изменяющейся матрицей, в результате получено максимальное ускорение 35 раз [4].

Также выявлено, что ускорение решения СЛАУ сильно зависит от отношения количества подынтервалов проводник-диэлектрик к порядку

матрицы СЛАУ ( $N_c/N$ ), при  $N_c/N \rightarrow 1$  ускорение стремится к максимальному [4]. Описан усовершенствованный (за счет блочного LU-разложения) алгоритм вычисления емкостных матриц структур проводников и диэлектриков методом моментов, реализованный в системе TALGAT [6], а также (на примере соединителя, содержащего 41 проводник, не считая опорного) показано ускорение 2,7 раза по сравнению с исходным алгоритмом (обычное LU-разложение) для 10 значений диэлектрической проницаемости диэлектрика [5].

Таким образом, возможно ускорение вычисления отклика с учетом частотной зависимости  $\epsilon_r$  материалов за счет использования блочного LU-разложения. Если при этом увеличивать длину подынтервалов  $l$  на границах диэлектрик-диэлектрик, то уменьшится размер нижнего правого блока матрицы СЛАУ, а следовательно, и общее время вычислений, но необходимо контролировать влияние закругления сегментации на точность вычислений. Отметим, что такая оценка, ускорения решения в целом (то есть не только решения СЛАУ, а включая вычисление временно-го отклика), ранее не выполнялась.

Цель данной работы – показать возможность ускоренного блочным методом вычисления отклика сигнала с контролируемой точностью вычислений. Для этого необходимо провести моделирование отклика с учетом частотной зависимости  $\epsilon_r$  диэлектрика с использованием и без использования блочного LU-разложения, а также с увеличенным значением  $l$  для границ диэлектрик-диэлектрик и оценить применимость такого подхода.

### Моделирование отклика с использованием усовершенствованного алгоритма

Проведено моделирование отклика связанной микрополосковой линии передачи длиной 1 м на трапециевидный импульс с длительностью фронтов 100 пс и длительностью вершины 10 пс. Количество отсчетов сигнала по времени (а следовательно, и количество решений СЛАУ) равно 216. В общем случае оно определяется как отношение длительности анализируемого временного интервала к длительности одной дискреты времени.

Линия передачи – два проводника на диэлектрической подложке над проводящей плоскостью. Вид поперечного сечения моделируемой структуры, разбитой на подынтервалы в системе TALGAT, показан на рис. 2. В качестве диэлектри-

ка выбран широко распространенный материал для подложек печатных плат FR-4, для которого зависимость  $\epsilon_r(f)$  хорошо исследована [7]. Результаты этих исследований реализованы в системе TALGAT в виде аппроксимирующей функции и используются при моделировании.

Выполнено два варианта моделирования, и в каждом учитывалась частотная зависимость  $\epsilon_r$  подложки. Но в первом использовался исходный алгоритм, а во втором – усовершенствованный [5]. В результате моделирования получено совпа-

дение откликов в конце активной линии, подтверждающее корректность работы усовершенствованного алгоритма (см. рис. 3). Далее проведено несколько вычислений отклика с изменением  $l$  для границ диэлектрик-диэлектрик, в ходе которых с каждым вычислением отклика значение  $l$  увеличивалось в два раза по сравнению с предыдущим значением (от 5 мкм до 640 мкм). При  $l = 640$  мкм, границы диэлектрик-диэлектрик уже не делятся на подынтервалы. Результаты моделирования приведены на рис. 4.

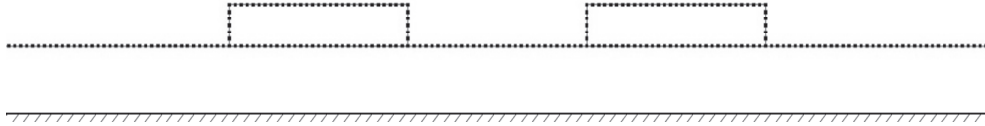


Рис. 2. Геометрическая модель поперечного сечения исследуемой структуры

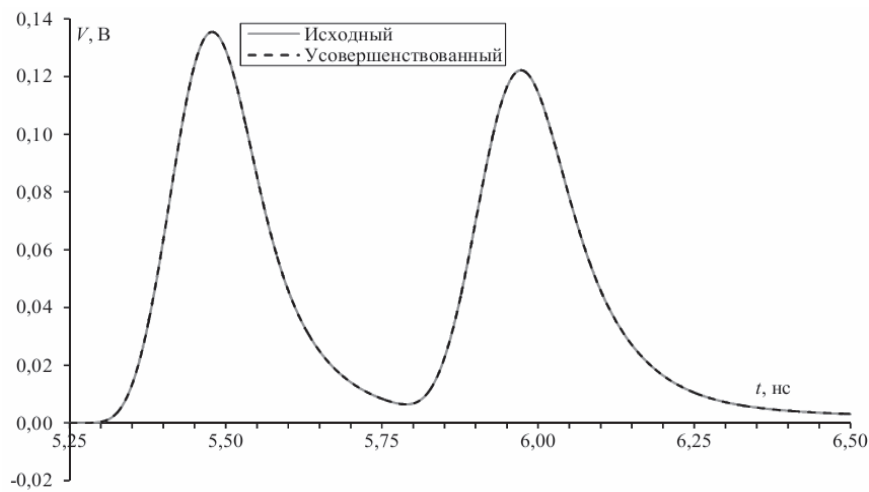


Рис. 3. Совпадение сигналов в конце активного проводника связанной микрополосковой линии при использовании исходного и усовершенствованного алгоритмов

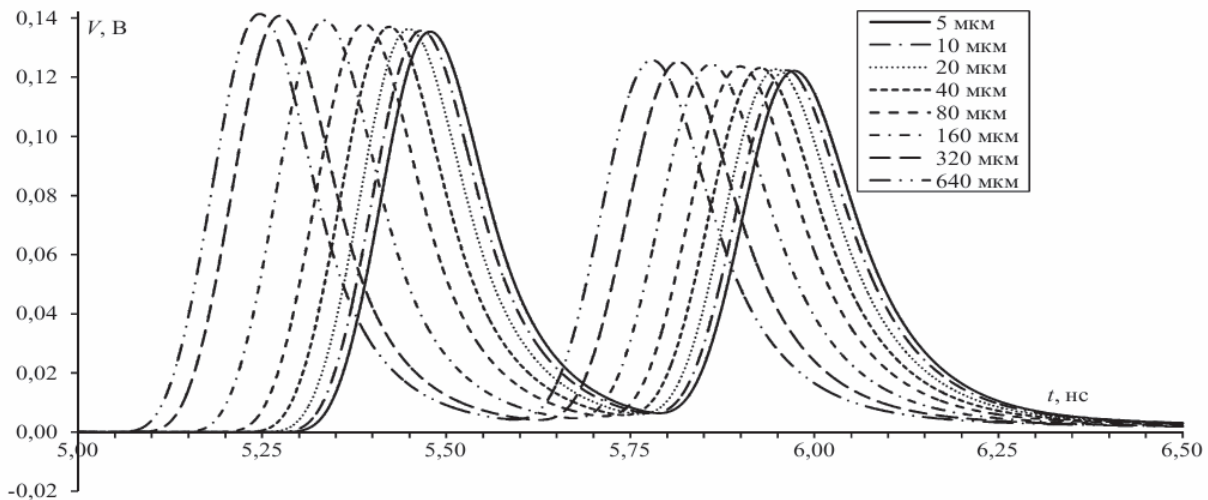


Рис. 4. Сигналы в конце активного проводника связанной микрополосковой линии при изменении  $l$



Таблица 1. Время и амплитуда импульсов и их относительные ошибки в зависимости от  $l$ 

$l$ , мкм	$t_1$ , нс	$\Delta t_1/t_1$ , %	$V_1$ , В	$\Delta V_1/V_1$ , %	$t_2$ , нс	$\Delta t_2/t_2$ , %	$V_2$ , В	$\Delta V_2/V_2$ , %	$t_2-t_1$ , нс	$\Delta(t_2-t_1)/(t_2-t_1)$ , %
5	5,4730	0	0,1355	0	5,9660	0	0,1222	0	0,493	0
10	5,4615	0,20	0,1358	0,22	5,9575	0,14	0,1224	0,16	0,496	0,60
20	5,4430	0,55	0,1363	0,59	5,9428	0,39	0,1228	0,49	0,500	1,41
40	5,4178	1,00	0,1371	1,18	5,9215	0,75	0,1232	0,82	0,504	2,23
80	5,3823	1,66	0,1378	1,69	5,8940	1,20	0,1237	1,22	0,512	3,85
160	5,3295	2,62	0,1393	2,80	5,8545	1,87	0,1244	1,80	0,525	6,50
320	5,2690	3,73	0,1408	3,91	5,8100	2,61	0,1252	2,45	0,541	9,73
640	5,2418	4,22	0,1414	4,35	5,7743	3,21	0,1258	2,94	0,533	8,11

Из рис. 4 следует, что увеличение  $l$  вносит некоторую ошибку при вычислении матрицы емкостей, поскольку влияет на отклик: график сдвигается влево, а амплитуды импульсов увеличиваются. В таблицу 1 сведены время, когда импульсы достигают максимального значения, амплитуда этих импульсов и вычисленные ошибки по времени и амплитуде в зависимости от  $l$ .

Видно, что при увеличении  $l$  от 5 до 640 мкм: время задержки уменьшилось на 4,22% для первого импульса и 3,21% – для второго; амплитуда увеличилась на 4,35% для первого импульса и 2,94% – для второго; разность задержек увеличилась на 8,11 % (при максимальном значении 9,73%). Таким образом, даже очень грубая сегментация (но загрубленная только на границах диэлектрик-диэлектрик) может сохранять приемлемую точность результатов. Очевидно, что на практике существуют структуры с большим числом диэлектрических слоев (например, подложек и препрегов, а также паяльной маски и влагозащитного покрытия печатных плат), сегмента-

ция которых при первом вычислении может быть очень грубой, а при последующих – учащаться с контролем точности интересующего параметра. Реализация такой процедуры даст матрицу СЛАУ минимального порядка  $N$ , а значит, минимальное время решения СЛАУ.

Между тем при указанной процедуре  $N$  уменьшается за счет уменьшения числа подынтервалов на границах диэлектрик-диэлектрик, так что  $N_c/N \rightarrow 1$ . Поэтому интересна оценка ускорения от использования блочного LU-разложения.

Время и ускорение вычислений отклика, выполненных на одном и всех ядрах компьютера, сведены в таблицу 2. Видно, что с загрублением сегментации время вычислений значительно уменьшилось: примерно в 6 раз для исходного алгоритма и в 4 раза – для усовершенствованного, а ускорение есть, но уменьшается с 2 до 1,5 раза. Также видно, что после  $l = 40$  мкм усовершенствованный алгоритм не ускоряется использованием нескольких ядер. Дальнейшее увеличение  $l$  нецелесообразно, так как ускорение возрастает

Таблица 2. Время и ускорение вычисления отклика в зависимости от  $l$  при использовании одного и всех ядер компьютера

$l$ , мкм	$N_c$	$N$	$N_c/N$	Одно ядро			Все ядра		
				$T_{и}$ , с	$T_{у}$ , с	$T_{и}/T_{у}$	$T_{и}$ , с	$T_{у}$ , с	$T_{и}/T_{у}$
5	288	708	0,40	9825	4587	2,14	6565	3913	1,68
10	288	498	0,58	4341	2012	2,16	3215	1897	1,69
20	288	393	0,75	2668	1312	2,03	2174	1297	1,67
40	288	339	0,85	2057	1088	1,89	1757	1093	1,61
80	288	314	0,92	1820	1024	1,77	1601	1021	1,56
160	288	302	0,95	1722	995	1,73	1513	991	1,52
320	288	295	0,98	1654	976	1,69	1466	976	1,50
640	288	291	0,99	1610	969	1,66	1436	966	1,48

незначительно, а ошибка – существенно. Например, при  $l = 40$  мкм ускорение составляет 1,6...1,9 раза, а ошибка – около 2%. Таким образом, можно получить ускорение вычисления отклика блочным LU-разложением, сохранив при этом приемлемую точность вычислений.

В заключение отметим, что полученное ускорение за счет блочного LU-разложения не так велико из-за нескольких факторов. Прежде всего оно несколько уменьшается за счет последующего за LU-разложением решения СЛАУ с двумя (по количеству проводников) векторами свободных членов. Затем сказывается (после ускоряемого вычисления каждой емкостной матрицы) неускоряемое вычисление собственно отклика. Наконец, довольно мал порядок матрицы.

Тот факт, что исследование выполнено на примере вычисления временного отклика лишь одного отрезка, причем обычной связанной микрополосковой линии (содержащей только один диэлектрический слой), не означает, что предложенный в работе метод ускорения вычисления отклика не может применяться к более сложным структурам произвольных схем из любого числа отрезков многопроводных линий передачи. Это следует из того, что ускорение достигается именно на этапе вычисления емкостной матрицы. Кроме того, отметим, что ускорение (даже без закругления сегментации) сильно зависит от конкретной структуры поперечного сечения многопроводной линии передачи, в частности от специфики ее диэлектрического заполнения (числа диэлектриков, протяженности границ диэлектрик-диэлектрик и начальной их сегментации). Наконец, важно отметить, что специфика диэлектрического заполнения может давать различные ошибки вычислений отклика при закруглении сегментации, что требует контроля этой ошибки, как это выполнено в данной работе.

## USAGE OF BLOCK LU-FACTORIZATION FOR ACCELERATION OF COUPLED TRANSMISSION LINES TIME-DOMAIN RESPONSE CALCULATION TAKING INTO ACCOUNT THE SUBSTRATE PERMITTIVITY FREQUENCY DEPENDENCY

Kuksenko S.P., Salov V.K., Surovtsev R.S.

Usage of block LU-factorization for speeding up of time domain response calculation taking into account the substrate permittivity frequency dependency is investigated on example of a coupled microstrip lines. Correctness of the implementation of the block method of LU-factorization in TALGAT system is demonstrated. Coarse segmentation of dielectric-dielectric boundaries with controlled calculation error are proposed. Expediency of moderate coarse segmentation which gives 2-times speed-up with maximal error about 2% is justified.

**Keywords:** block LU-factorization, capacitance matrix, TALGAT system, time-domain response, segmentation.

Работа выполнена по договору между ТУСУР и ЗАО НПФ «Микран» в рамках реализации постановления Правительства РФ от 09.04.2010 №218.

### Литература

1. Салов В.К., Орлов П.Е., Газизов Т.Р. Важность корректного учета частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов при моделировании задач ЭМС // Известия высших учебных заведений. Физика. № 10/2, 2012. – С. 106-108.
2. Суровцев Р.С. Обзор методов блочного LU-разложения // Материалы Научной сессии ТУСУР-2011. Томск: В-Спектр, 2011. – С. 141-143.
3. Highman N.J. Accuracy and Stability of Numerical Algorithms. Philadelphia: SIAM, 1961. – 680 p.
4. Суровцев Р.С., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Ускорение многократного решения СЛАУ с частично изменяющейся матрицей // Доклады ТГУСУР. Ч.1, №2, 2011. – С. 141-144.
5. Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Совершенствование алгоритма вычисления методом моментов емкостных матриц системы проводников и диэлектриков в диапазоне значений диэлектрической проницаемости диэлектриков // Электромагнитные волны и электронные системы. №10, 2012. – С. 13-21.
6. TALGAT 2010. Свид. о госрегистрации программы для ЭВМ №2012610712 от 26. 09. 2011. // Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др. Запат. 13. 01. 2012.
7. Djordjevich A.R., Biljic R.M., Likar-Smiljanic, V.D., Sarkar T.K. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. Vol. 43, № 4, 2001. – P. 662-666.

Куксенко Сергей Петрович, с.н.с. Кафедры телевидения и управления (ТиУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТГУСУР). Тел. 8-382-241-34-39. E-mail: ksrgp@sibmail.com

Салов Василий Константинович, аспирант Кафедры ТиУ ТГУСУР. Тел. 8-382-241-34-39. E-mail: ca-tred@mail2000.ru

Суровцев Роман Сергеевич, студент ТГУСУР. Тел. 8-382-41-34-39. E-mail: dez\_prn@sibmail.com

УДК 621.397.2.037.372

## РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА КАЧЕСТВА ВЕЩАНИЯ ДЛЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ IPTV НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИИ МАСШТАБИРУЕМОГО КОДИРОВАНИЯ ВИДЕО

Косенко С.Г.

Рассматриваются тенденции и перспективы развития систем IPTV вещания. Описываются технологии масштабируемого кодирования видео по стандарту H.264/SVC. Разрабатываются алгоритмы анализа и синтеза качества вещания для системы IPTV с динамической адаптацией контента. Показывается эффективность адаптации видеоконтента к характеристикам каналов связи.

**Ключевые слова:** технологии IPTV вещания, масштабируемое кодирование видео, H.264/SVC, адаптация контента

Сегодня мультимедиа контент доступен на разнообразных оконечных устройствах через множество сетей. Пользователи хотят получать контент не только в лучшем поддерживаемом качестве, но также иметь возможность выбора качества на основе своих предпочтений. Например, пользователю мобильного устройства, работающего через беспроводной канал связи (Wi-Fi, 3G, LTE и др.), предпочтительнее принимать потоковое видео в пониженном качестве. Это повысит удобство просмотра в меняющихся условиях приема, а также снизит нагрузку на процессор, оперативную память и аккумулятор. Для этого контент-провайдерам необходимо предлагать мультимедиа контент с учетом широкого диапазона возможностей использования, обеспечивая максимальное качество восприятия QoE (Quality of Experience) для каждого конкретного пользователя [1].

На данный момент задача решается следующим образом: несколько вариаций одного и того же контента (см. рис. 1.) хранятся в различном качестве и предлагаются отдельно для загрузки или потокового вещания (simulcast transmission). Этот подход неэффективен, поскольку требует дополнительного места на жестком диске. Кроме того, велика вероятность, что не все желаемые версии контента могут быть предоставлены пользователю, и в этом случае QoE от просмотра будет неоптимальным.

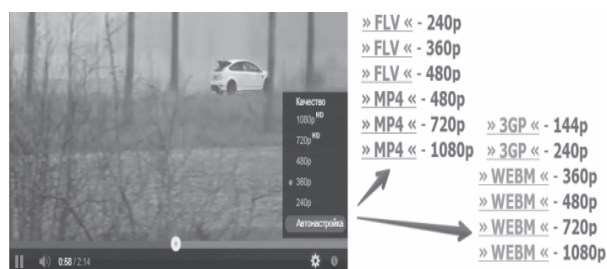


Рис. 1. Выбор качества вещания на видеохостинге [www.youtube.com](http://www.youtube.com)

На схеме рис. 2 от видеоисточника требуется передать видеопотоки с различным качеством множеству клиентов. В этом примере исходный видеоклип кодируется трижды, для формирования трех независимых AVC-потоков, каждый из

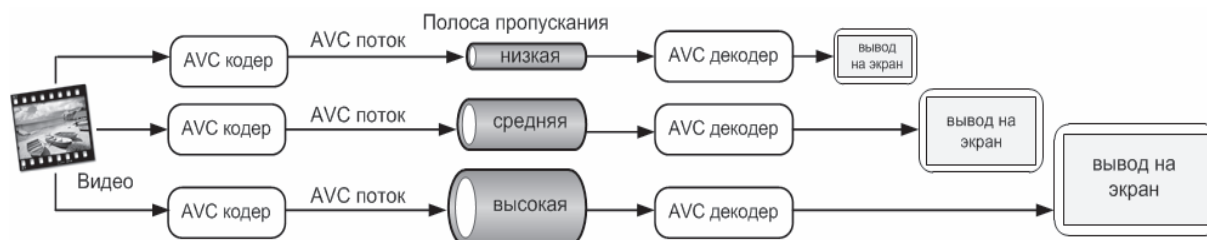


Рис. 2. Одновременное вещание множества потоков (simulcast)

которых необходимо передать и декодировать. Основной недостаток такого вещания состоит в трате доступной полосы пропускания (ПП) IP-сети и ресурсоемкости вещательного оборудования (ОЗУ, ПЗУ, процессорная мощность) на кодирование и передачу нескольких битовых потоков, содержащих одну и ту же видеопоследовательность. Теоретически возможно использование меньшей ПП за счет уменьшения избыточности между этими тремя потоками.

Хотя этот подход подходит для предварительно записанного контента (например, для приложений «видео по запросу» VoD (Video on Demand)), он не работает для контента «реального времени», то есть для приложений с низкими задержками. Множество вариаций контента, как правило, не могут быть произведены (закодированы) в реальном времени и предложены для различных условий использования.

Один из самых сложных случаев – «живая» трансляция видеоконференции в гетерогенной сети, где системе управления приходится справляться с разнообразием устройств и сетей участников. Другой пример – во время трансляции футбольных матчей по индивидуальным запро-

сам пользователей приложение выполняет (почти мгновенно) повтор захватывающих моментов матча. В настоящий момент в таких приложениях используется транскодирование, этому методу присущи проблемы – деградация качества и заметная задержка, особенно при большой нагрузке.

Активно разрабатываемая технология масштабируемого кодирования видео (Scalable Video Coding – SVC) призвана решить описанные выше проблемы за счет интеграции адаптивной поддержки в новые кодеки. Общая концепция масштабируемого кодирования заключается в идее, что «часть потока может быть удалена таким образом, что сформированный в результате этого субпоток может быть декодирован некоторым декодером».

Основной целью SVC является снижение общей скорости потока (по сравнению с вариантом одновременной передачи) при доставке множества версий исходной видеопоследовательности. Это достигается сокращением избыточности между различными версиями одной и той же оригинальной видеопоследовательности и ее кодированием с управляющими точками.

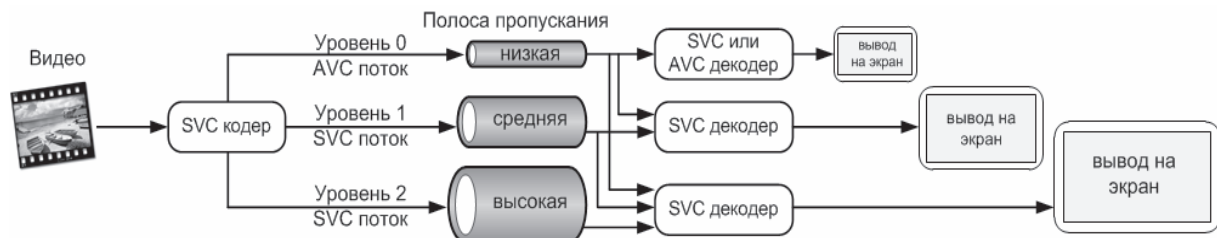


Рис. 3. Масштабируемое кодирование для передачи множества потоков (scalable)

Рассмотрим применение SVC на примере рис. 3. Одиночный SVC-кодер генерирует три битовых потока, называемых уровнями (layers). Нижний, или базовый, уровень base layer (уровень 0 на рис.3) – поток, декодируемый стандартным декодером (например, H.264-декодером), содержит видеопоследовательность с самым низким из доступных параметров качества/разрешения. Один или более улучшающих уровней (enhancement layers), уровни 1 и 2 в этом примере, кодируются как SVC-потоки. Для получения последовательности лучшего качества или разрешения SVC-декодер декодирует базовый уровень и один или несколько улучшающих уровней. В этом примере используется стандартный AVC-декодер, декодирующий

уровень 0 для получения последовательности низкого качества; декодирование уровней 0 и 1 SVC-декодером позволяет получить последовательность повышенного качества; декодирование уровней 0; 1; 2 SVC-декодером дает на выходе последовательность наилучшего качества.

SVC использует избыточность кодируемых последовательностей различного качества или разрешения для последовательного улучшения качества видеопоследовательности от базового и нижних улучшающих уровней. Таким образом, становится возможным получение аналогичного результата, как и при одновременном вещании (см. рис. 2), но с меньшими требованиями к пропускной способности канала.



## Виды масштабируемого кодирования

Масштабируемое кодирование видео SVC включено в стандарт H.264/AVC в качестве приложения G (Annex G) и расширяет возможности оригинального стандарта [2]. H.264/SVC поддерживает три основных типа или класса масштабируемости (см. рис. 4):

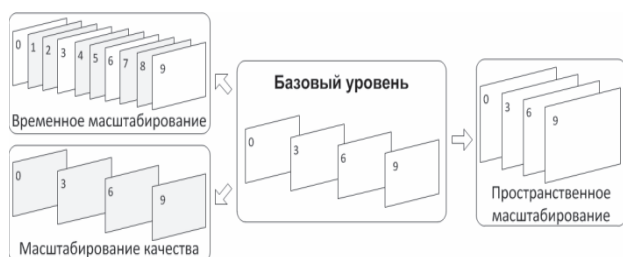


Рис. 4. Типы масштабируемого кодирования

- временное масштабирование: базовый уровень кодируется с низким временным разрешением (низкой кадровой скоростью); добавление улучшающего уровня повышает кадровую скорость декодируемой последовательности;

- пространственное масштабирование: базовый уровень кодируется с низким пространственным разрешением; добавление улучшающего уровня повышает пространственное разрешение декодируемой последовательности;

- масштабируемость качества: базовый уровень кодируется с низким визуальным качеством, используя большие параметры квантования QR; добавление улучшающего уровня повышает визуальное качество декодируемой последовательности. На основе масштабируемого кодирования предлагается несколько идей архитектур систем адаптации контента: от простых клиент-серверных систем до более сложных с участием нескольких узлов адаптации, расположенных вдоль пути доставки контента [1; 3].

Масштабируемые кодеки дают хорошую основу для выполнения эффективной динамической адаптации медиаконтента для различных устройств и характеристик сетей и находят ряд полезных применений:

- множественное декодирование: все чаще один и тот же видеоматериал (см. рис. 1) кодируется и передается на устройства, обладающие различными характеристиками: от КПК с невысокой пропускной способностью сети (3G, GPRS и пр.) и маленьким экраном до высокоскоростных ПК с HD-монитором. Масштабирование видеопотока позволяет поддерживать широкий

диапазон устройств настолько эффективно, насколько это возможно;

- архивация: хранение видеоряда в виде масштабируемого потока позволяет организовать быстрый предварительный просмотр (preview). Например, HD-последовательность кодируется набором масштабируемых уровней. Извлечение только базового уровня дает ознакомительную (низкого качества) версию видеопотока, по которой можно быстро оценить всю HD-последовательность;

- управление качеством вещания: классические технологии ТВ (например эфирные), как правило, имеют строго определенный, гарантированный канал видеопередачи. Однако в IP-сетях параметры каналов могут значительно меняться в течение сеанса связи. Так, при организации потокового вещания или видеоконференц-связи пропускная способность канала будет зависеть от различных факторов: величина создаваемого трафика, заторы в сети и др.

Масштабируемое кодирование видео предлагает инструменты по максимизации качества в определенный момент времени для заданного декодера. Например, сервер потокового вещания передает базовый и улучшающие уровни видеопотока. Если все передаваемые уровни успешно получены, приемник IPTV декодирует видеопоток максимально возможного качества. Если в процессе передачи возникли потери, декодер обрабатывает только базовый из имеющихся уровней видеопотока. Пока основной уровень успешно декодируется, происходит стабильное отображение видеопоследовательности с базовым качеством. Это означает, что базовый уровень является определяющим и должен передаваться с более высоким приоритетом, нежели улучшающие уровни.

### Система IPTV вещания с ориентацией на пользовательское качество восприятия QoE

В традиционных сетях IPTV, если причины негативных явлений в каналах связи (потери IP-пакетов, BER, джиттер, задержки), превышающих пороговые значения, устранить не удастся, единственным выходом для вещания с заданным уровнем качества является переход на резервный канал передачи данных (если таковой существует). В то время как система IPTV с масштабируемым кодированием может адаптировать видеоконтент в условиях меняющихся характеристик каналов связи и предоставлять пользователю максимально возможного качества услуги в теку-

щий момент. При этом адаптация вещания может преследовать следующие цели:

- реакция на изменения условий вещания;
- реакция на запрос пользователя изменить качество вещания.

Сложность реализации динамических систем адаптации контента заключается в природе цифрового телевизионного вещания (ЦТВ) [4] и субъективных пользовательских оценках качества, выражаемых через качество восприятия QoE. Пользователь чутко реагирует на любые ухудшения условий просмотра, поэтому система IPTV должна непрерывно отслеживать качество вещания, диагностировать «проблемные» ситуации с позиции клиента и устранять либо минимизировать их последствия в максимально сжатые сроки. Вследствие скоротечности и изменчивости процессов, протекающих в IP-сети, целесообразно выполнять и принимать решения о необходимости адаптации контента в автоматическом режиме.

Наиболее точные данные о качестве вещания IPTV можно получить с помощью методик оценки на основе мнений наблюдателей. К сожалению, такие «времяемкие» измерения требуют специализированных установок, что делает этот метод дорогим. Кроме того, существуют сложности обеспечения статистически интерпретируемых и воспроизводимых результатов. В связи с этим приходится использовать объективные методики оценки качества, пытаясь интерпретировать измерения в плоскость пользовательских оценок QoE. При этом необходимо понимать, что объективные измерения не являются прямой заменой субъективных оценок качества. Объективные и субъективные оценки качества являются взаимодополняющими.

Таким образом, первоочередная задача системы динамической адаптации контента заключается в повышении общей оценки качества восприятия QoE от потребления услуг IPTV. Ее решение подразумевает проведение анализа ситуации (оценка текущего состояния линий связи и узлов системы IPTV) и синтеза решения (выполнение действий, направленных на улучшение текущего состояния услуг IPTV).

Ввиду того что качество вещания зависит от многих характеристик системы IPTV, расчет параметров системы адаптации контента может быть значительно затруднен. Поэтому крайне важно выбрать объективный критерий качества, который будет учитывать достаточно широкий диапазон возможных проблем в системе IPTV. При этом для получения точных сведений о ка-

честве вещания желательно проводить измерения как можно ближе к клиенту IPTV [5] и осуществлять сквозной (end-to-end) контроль начиная с этапа формирования видеопотока на сервере и заканчивая результатом декодирования на приемнике.

Определим задачу синтеза как нахождение однокритериальной целевой функции по максимизации качества восприятия QoE от просмотра видео после прохождения видеопотока через действующую IP-сеть. Характеристики видеопотока (тип кодека, параметры сжатия, структура видеопотока, инструменты кодирования и др.) в системе IPTV являются варьируемыми параметрами, причем их значения должны выбираться с учетом имеющихся ограничений: доступных ресурсов IP-сети (пропускная способность сети, производительность сетевых устройств), вещательного оборудования IPTV (процессорная мощность, оперативная память [10]) и характеристик каналов связи (битовые ошибки, потери IP-пакетов, джиттер, задержки и др.).

В качестве примера рассмотрим принцип построения системы IPTV с динамической адаптацией контента, где в качестве ограничительного параметра будет выступать коэффициент битовых ошибок  $BER_{\text{видео}}$  на выходе видеodeкодера приемника IPTV. BER является основным критерием качества канала во многих системах ЦТВ [6], а также одной из важнейших характеристик цифровых систем передачи (ЦСП) [7].

В сетях IPTV BER может приводить к различным последствиям: от незначительных повреждений элементов изображения (макроблоков, векторов движения и т.п.) до потерь целых кадров и IP-пакетов. В реальных IP-сетях присутствует некоторый уровень BER, не оказывающий заметного влияния на работу системы IPTV и определенный стандартами как допустимый [8]. При этом битовая ошибка на сетевом уровне модели OSI регистрируется только в случае, когда 16-битное поле целостности заголовка IP-пакета не проходит проверку [9]. Таким образом, задача обнаружения битовых ошибок в видеопотоке осуществляется на более высоком уровне модели OSI – уровне приложений. В IPTV эта работа возлагается на декодер проигрывателя IPTV, что должно быть учтено при разработке алгоритма анализа.

### Алгоритм анализа

На рис. 5 показан алгоритм анализа и мониторинга уровня качества вещания IPTV. Запуск алгоритма (1) инициирует передачу по IP-сети

тестовой видеопоследовательности от сервера вещания к клиенту IPTV (2). Приемник IPTV декодирует видеопоследовательность, вычисляет коэффициент  $BER_{\text{видео}}$  на выходе видеодекодера (3) и сравнивает его с пороговым значением  $BER_{\text{порог видео}}$  (4).

Пороговое значение (может варьироваться в зависимости от выбранных стандартов компрессии, уровней и профилей вещания) устанавливается опытным путем и определяет удовлетворительное качество вещания, при котором еще не требуется оптимизация. Если текущее значение  $BER_{\text{видео}}$  не превышает  $BER_{\text{порог видео}}$  – качество считается приемлемым, оптимизация не требуется и работа алгоритма анализа на этом завершается. Если текущее значение превышает пороговое значение  $BER_{\text{видео}} > BER_{\text{порог видео}}$ , то делается вывод о необходимости оптимизации видеопотока или IP-канала и работа алгоритма также завершается. В случае, если текущее значение  $BER_{\text{видео}}$  не превышает  $BER_{\text{порог видео}}$  – качество считается приемлемым, оптимизация не требуется (5) и работа алгоритма анализа на этом завершается (7). Если текущее значение превышает пороговое значение  $BER_{\text{видео}} > BER_{\text{порог видео}}$ , то делается вывод о необходимости оптимизации видеопотока или IP-канала (6), а работа алгоритма анализа также завершается (7).

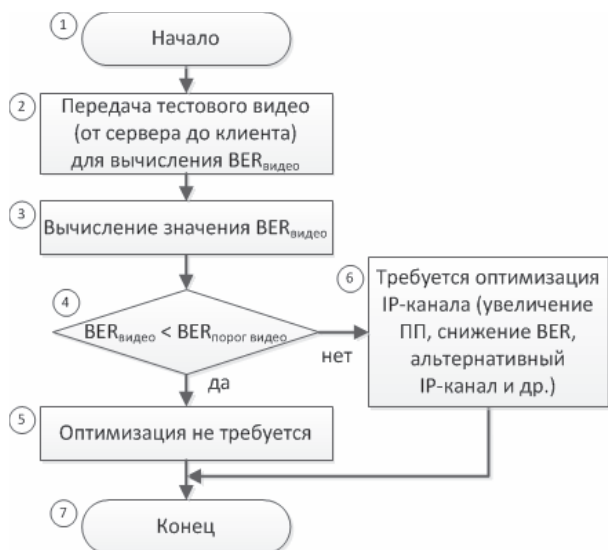


Рис. 5. Алгоритм анализа канала связи для вещания

### Алгоритм синтеза

Если в результате анализа (см. рис. 5) было определено, что требуется оптимизация видеопотока, запускается алгоритм синтеза (1) – см. рис. 6. Определяется величина битовых ошибок  $BER_{\text{канала}}$  для IP-канала (2), по которому будет ор-

ганизовано вещание. Если величина  $BER_{\text{канала}}$  не превышает установленных норм (3), повышение избыточности видеопотока не требуется (4). Если измеренная величина превышает пороговое значение  $BER_{\text{канала порог}}$  вещание в штатном режиме не будет соответствовать заданным критериям качества, и требуется внесение избыточности в видеопоток для компенсации возникающих в IP-канале ошибок. Расчет величины необходимой избыточности  $n\%$  производится в блоке (5).

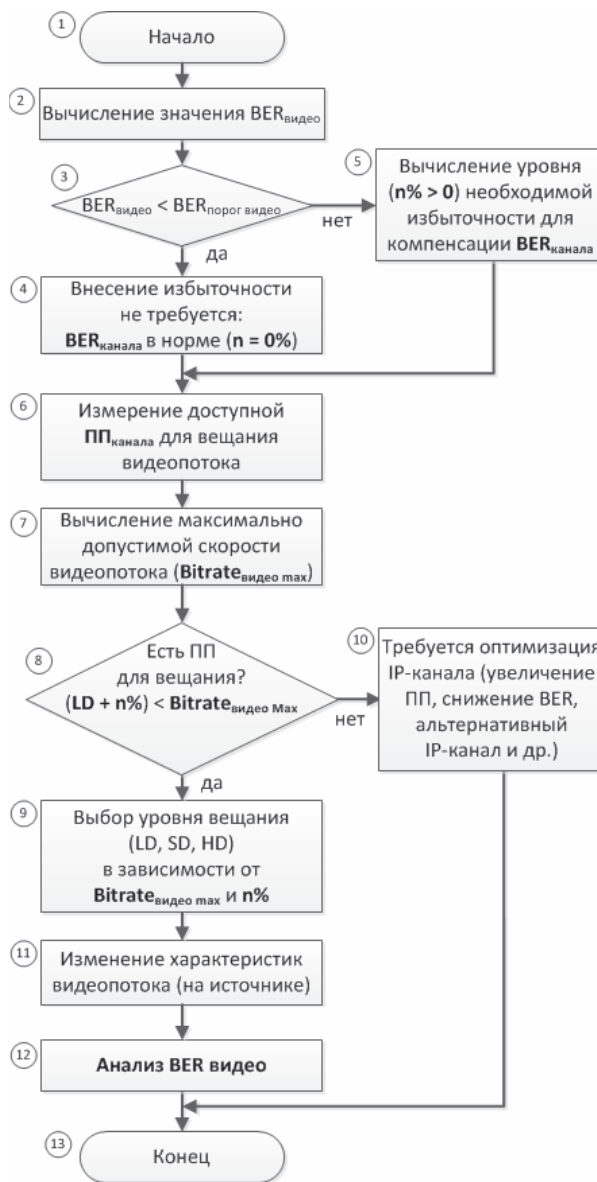


Рис. 6. Алгоритм синтеза видеопотока

После оценки качества IP-канала происходит измерение доступной полосы пропускания IP-канала  $ПП_{\text{канала}}$  для вещания видеопотока (6) и вычисление максимально допустимой скорости видеопотока  $Bitrate_{\text{видео max}}$  (7), которая может быть выделена для вещания. В блоке (8) выясня-

ется, возможно ли синтезировать видеопоток для вещания с текущими характеристиками IP-сети ( $\text{Bitrate}_{\text{видео max}}$  и  $\text{BER}_{\text{канала}}$ ). Если ПП недостаточно, то требуется оптимизация работы IP-канала (увеличение доступной ПП, снижение ошибок на канале) или переключение на резервный маршрут (10). Если ПП достаточно для организации вещания – осуществляется выбор уровня качества вещания и, если необходимо, уровня дополнительной избыточности видеопотока, для компенсации  $\text{BER}_{\text{канала}}$  (9). После определения настроек вещания отдается команда на изменение характеристик видеопотока на источнике вещания (11). Для проверки текущего качества вещания после вступивших в силу изменений у абонента вновь запускается алгоритм анализа  $\text{BER}_{\text{видео}}$  (12) – см. рис. 5, и алгоритм синтеза завершает свою работу (13).

В основе разработанных алгоритмов анализа и синтеза для системы IPTV с динамической адаптацией контента лежит измерение коэффициента  $\text{BER}_{\text{видео}}$  на выходе видеodeкодера непосредственно перед выводом его на экран. В результате разработанная на основе этих алгоритмов система мониторинга и управления вещанием IPTV будет обладать информацией о качестве вещания, максимально приближенной к пользовательским оценкам QoE, что повысит точность принимаемых решений.

### Достоинства алгоритмов

Внедрение автоматического управления качеством вещания в системе IPTV на базе разработанных алгоритмов анализа и синтеза качества вещания:

1. Повышает устойчивость работы системы IPTV в нештатных режимах (перегрузки, потери и ошибки в каналах связи) благодаря адаптации контента к характеристикам каналов связи;
2. Минимизирует сроки устранения проблем благодаря автоматизации логики принятия решений;
3. Повышает эффективность использования ресурсов системы IPTV (доставка видеопотока максимально возможного качества в текущих условиях) для максимизации удовлетворенности пользователей от услуги IPTV.

### Проведение эксперимента

Сформулировав целевую функцию и описав ее работу в виде алгоритмов анализа и синтеза качества вещания, проведем эксперимент по адаптации контента с целью повышения пользо-

вательской оценки QoE от просмотра в нештатных условиях вещания в IP-сети.

В зависимости от текущих условий работы системы IPTV технологии адаптации контента могут в значительной степени различаться. Повышение стандартного качества вещания до высокой четкости в условиях свободных ресурсов реализуемо простым переключением уровня вещания, тогда как предотвращение сбоев вещания требует повышение помехозащищенности передаваемого видеопотока, возможно даже, за счет понижения уровня вещания. Так, при потерях IP-пакетов из-за помех в канале связи может быть применено дублирование информации, например повторная передача опорных I-кадров [11]. Однако в условиях джиттера в IP-сети такой метод может значительно усложнить прием и декодирование видеопотока. Если же потери IP-пакетов вызваны перегрузками в канале связи, эффективнее будет применить технологию кодирования видеопотока с неравнозначной защитой от ошибок различных частей видеопотока [12], что позволит стабильно принимать базовый уровень вещания.

На основе модели сети IPTV [4] по схеме, представленной на рис. 7, было проведено исследование качества вещания IPTV в канале с битовыми ошибками.



Рис. 7. Схема проведения исследования

В ходе исследования в IP-сети формировался заданный уровень битовых ошибок с равномерным законом распределения. Генерация битовых ошибок выполнялась с помощью консольной утилиты управления трафиком tc [13]. Пример синтаксиса tc приведен на рис. 8.

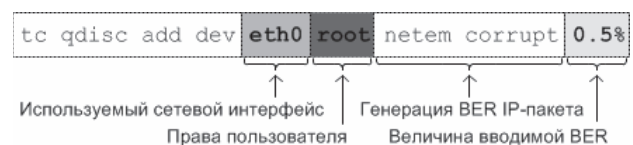


Рис. 8. Синтаксис утилиты tc для формирования BER

В качестве варьируемого параметра для адаптации контента было решено применить длину последовательности группы кадров GOP (group



of picture), лежащую в основе кодирования всех стандартов MPEG. Последовательность GOP представляет собой комбинацию трех типов кадров: I-кадры (intra, опорные), P-кадры (predictive, предсказываемые), B-кадры (bi-directional, двунаправленные). Структура GOP содержит только один опорный I-кадр и всегда с него начинается [14]. Остальные P- и B-кадры являются предсказанными от опорного I-кадра этой GOP. Длина GOP определяется как расстояние между двумя соседними I-кадрами видеопоследовательности.

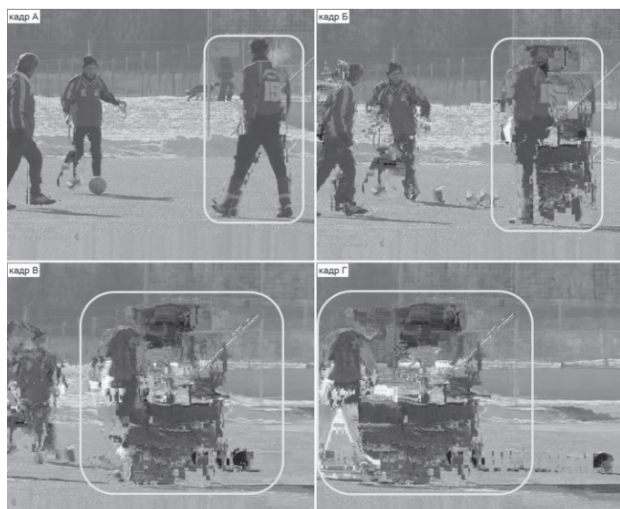


Рис. 9. Распространение ошибок от опорного кадра

Именно структура GOP в значительной степени определяет степень сжатия видеопотока за счет сокращения межкадровой избыточности. Чем длиннее GOP, тем выше степень сжатия. В стандарте MPEG-4 длина GOP может варьироваться вплоть до 250 кадров, тогда как в MPEG-2 - строго 16 кадров. Однако в IPTV в силу требований к скорости переключения каналов (не более 2 с от нажатия клавиши на пульте ДУ [5]) длинные GOP-последовательности нежелательны и обычно составляют 16 кадров. Поскольку ошибки в опорном I-кадре распространяются на все последующие кадры этой GOP (см. рис. 9), было решено уменьшать длину GOP с целью снижения значимости и длительности возникающих битовых ошибок.

Для проведения исследования использовалось несжатое видео в формате YUV (длина: 600 кадров, размер кадра: 704×576, скорость видеопотока: 146 Мбит/с). Тестовые видеопоследовательности кодировались в формате H.264/AVC (MPEG-4 Part 10), являющимся самым популярным форматом вещания в сетях IPTV. Все пара-

метры кодирования, за исключением длины GOP, – идентичны. Характеристики тестовых последовательностей представлены в таблице 1.

Таблица 1. Характеристики тестовых видеопоследовательностей

Длина GOP	Скорость видеопотока, байт/с			Всего, байт
	мин.	средняя	макс.	
16	1343760	2304240	3375120	5768719
12	1425360	2453520	3638160	6142273
8	1576560	2719200	3880560	6806053
4	2055360	3519120	4897920	8805493

В ходе эксперимента генерировались битовые ошибки с заданным уровнем вероятности (от 0% до 1%, с шагом 0,2%). Для исследования видеопотока в условиях недостаточной пропускной способности установлено ограничение ПП IP-канала до 4 Мбит (что является недостаточным для видеопотока с GOP = 4).

Проходя через IP-сеть, весь трафик принимался сетевым анализатором Wireshark [15], из которого отфильтрованный видеопоток перенаправлялся на кодер/декодер FFmpeg [16] для получения несжатой YUV-последовательности. Полученная YUV-последовательность сравнивалась программой MSU VQMT [17] с исходной YUV-последовательностью на соответствие данных по методике оценки PSNR (отношение сигнал/шум). Результаты измерений были сведены в таблицу 2 и показаны на графике рис. 10.

Таблица 2. Зависимость среднего значения PSNR видеопотока от вероятности битовых ошибок BER

BER, %	PSNR			
	GOP 4	GOP 8	GOP 12	GOP 16
0	26,26	100	100	100
0,2	24,89	30,58	29,46	28,56
0,4	21,25	27,41	25,77	24,79
0,6	21,17	24,36	23,77	23,37
0,8	21,03	23,54	23,16	22,57
1,0	20,66	22,45	21,55	20,78

Из таблиц 1-2 видно, что если скорость видеопотока не превышает доступную ПП IP-сети (потоки с GOP = 8, 12 и 16) и битовые ошибки не превышают установленных норм (вносимый BER = 0%), то видео принимается без ошибок и

потерь и соответствует исходному на 100%. Если ПП недостаточно, как пример, у видеопотока с  $GOP = 4$  на участках, где значения скорости потока превышают 4 мбит/с (см. таблицу 1), происходит потеря данных, хотя средняя скорость потока (примерно 3,5 Мбит/с) находится ниже порога ограничения.



Рис. 10. График зависимости «сигнал/шум» PSNR от вероятности битовых ошибок BER

Появление битовых ошибок в IP-сети приводит к ухудшению качества принимаемого видеопотока (см. рис. 10), что проявляется в виде многочисленных артефактов изображения, которые с ростом BER охватывают все большую площадь кадра. Однако, как видно из таблицы 2, уменьшение длины GOP-структуры позволяет принимать видеопоследовательности с более высоким качеством: улучшение в среднем составило 0,5 ... 1 на каждом шаге уменьшения длины GOP.

Визуальная оценка качества восприятия QoE от просмотра также была выше у видеопотоков с более короткой GOP-структурой за счет уменьшения длительности артефактов. Недостатком такого подхода является увеличение общей скорости видеопотока, которая может значительно повысить загруженность IP-сети. Так, если при переходе с  $GOP = 16$  на  $GOP = 12$  скорость потока выросла менее 7%, то при переходе с  $GOP = 16$  на  $GOP = 4$  – уже более 50%, что в итоге привело к нехватке доступной ПП IP-сети в эксперименте и нивелировало положительный эффект от сокращения длины GOP-структуры. Таким образом, успешность технологии адаптации контента к условиям вещания зависит от наличия свободных ресурсов в системе IPTV и правиль-

ного выбора параметров адаптации видеопотока в зависимости от текущих характеристик IP-сети.

## Выводы

Рассмотрены существующие технологии масштабируемого кодирования видео. На основе стандарта H.264/SVC показаны преимущества организации систем IPTV вещания с адаптацией контента. Разработаны алгоритмы анализа и синтеза для системы автоматического управления качеством вещания в системах IPTV на примере IP-канала, подверженного битовым ошибкам. Произведена оценка эффективности повышения качества вещания в IP-канале, подверженного битовым ошибкам, благодаря адаптации длины GOP-структуры видеопотока.

На основании визуальной оценки и сравнительного анализа (см. таблицы 1-2) полученных результатов даны рекомендации по выбору характеристик видеопотоков, обеспечивающих повышение качества передачи в неблагоприятных условиях в IP-сети и увеличение качества восприятия QoE от просмотра. По результатам проведенных исследований, представленных в работе, даны рекомендации, позволяющие повысить эффективность использования доступных ресурсов систем IPTV и улучшить качество вещания в условиях меняющихся характеристик IP-сети благодаря применению технологии масштабируемого кодирования видео H.264/SVC и динамической адаптации контента.

## Литература

1. Kusching R. a.o. Design options and comparison of in-network H.264/SVC adaptation // Journal of Visual Communication and Image Representation. Vol. №19, Issue №8, July 2008. – P. 529-542.
2. Richardson I.E. The H.264 Advanced video compression standard – 2nd ed. // Great Britain: A John Wiley and Sons, Ltd. 2010. – 316 p.
3. Hutter A. a.o. Automatic adaptation of streaming multimedia content in a dynamic and distributed environment. White paper // Image Processing. 2005. Vol. №3. – P. 716-719.
4. Карякин В.Л., Карякин Д.В., Косенко С.Г. Разработка модели мониторинга IPTV мультисервисной сети передачи данных // ИКТ. Т.10, №1, 2012. – С. 36-40.
5. TR-126 Triple-play Services QoE Requirements, Technical Report // Tim Rahrer and other. DSL Forum: Architecture & Transport Working Group, 2006. – P. 123.
6. Карякин В.Л. Цифровое телевидение. М.: Солон-Пресс, 2013. – 448 с.

7. Битнер В.И., Михайлова Ц.Ц. Сети нового поколения – NGN./ М.: Горячая Линия – Телеком, 2011. – 226 с.
8. Ethernet Made Easy: Course // National Semiconductor, 2010. – P. 6.
9. IETF RFC 791: Internet protocol. September, 1981.
10. Карякин В.Л., Карякин Д.В., Косенко С.Г. Анализ процессов инкапсуляции и декапсуляции видеопотоков в сетях IPTV для системы мониторинга // ИКТ. Т.10, №3, 2012. – С. 47-54.
11. Сагатов Е.С., Сухов А.М. Повышение качества Интернет видеопотоков методом дублирования ключевых кадров // Вестник СГАУ. №2 (26), 2011. – С. 260-267.
12. Shireen Shankar. Unequal Error Protection for H.264/SVC bitstream // Thesis, San Diego State University, 2010. – P. 105.
13. Синтаксис утилиты управления трафиком tc // <http://lartc.org/manpages/tc.txt> (01.05.13).
14. MPEG-2 reference information <http://documentation.apple.com/en/compressor/usermanual/index.html#chapter=18%26section=5%26tasks=true> (01.05.13)/
15. Wireshark. URL: [www.wireshark.org](http://www.wireshark.org) (01.05.2013).
16. FFmpeg. URL: <http://www.ffmpeg.org/> (01.05.2013).
17. MSU QMT. URL: [http://compression.ru/video/quality\\_measure/video\\_measurement\\_tool.html](http://compression.ru/video/quality_measure/video_measurement_tool.html) (01.05.2013)

## DEVELOPMENT OF ALGORITHMS ANALYSIS AND SYNTHESIS OF VIDEO QUALITY FOR IPTV MANAGEMENT SYSTEM ON BASE OF SCALABLE VIDEO CODING

Kosenko S.G.

**Review trends and prospects development of IPTV systems. Describes technology of scalable video coding standards H.264/SVC. Developed algorithms analysis and synthesis of video quality for IPTV system with dynamic adaptation streaming. Shows the effectiveness of adaptation video to the characteristics of communication channels.**

*Keywords: IPTV technology of broadcasting, scalable video coding, H.264/SVC, adaptive video coding.*

Косенко Сергей Геннадьевич, аспирант Кафедры радиосвязи, радиовещания и телевидения Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Тел. 8-917-118-41-11. E-mail: [ks@psati.ru](mailto:ks@psati.ru)

УДК 621.396.677.31

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ БОЛЬШИХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК КАК ЗАДАЧА ОПТИМАЛЬНОЙ УПАКОВКИ

Чириков Р.Ю.

В данной работе рассматривается вопрос подавления боковых лепестков в диаграмме направленности фазированных антенных решеток, составленных из подрешеток неправильной формы. Применяется алгоритм оптимальной упаковки, адаптированный для задачи проектирования антенных решеток. В конце приводятся результаты, демонстрирующие подавление боковых лепестков до 3 дБ.

**Ключевые слова:** фазированная антенная решетка, задача упаковки, генетический алгоритм, диаграмма направленности

### Введение

Фазированные антенные решетки (ФАР, также называемые активными ФАР) получили широкое применение в спутниковых системах связи, радиолокации и авиационных системах. Благодаря

наличию нескольких излучающих элементов (излучателей, антенн) и электронному управлению удается достичь уникальных характеристик, таких как электронное сканирование. Как правило, архитектурой таких систем выступают фазовращатели и усилители при каждой антенне. Другими словами, фазовращатели и усилители находятся на уровне излучателей.

Для увеличения коэффициента усиления и коэффициента направленного действия (КНД) решетки применяют большее число элементов. Когда решетка состоит из порядка 400 элементов, можно говорить о большой ФАР. При работе в направлении перпендикулярном плоскости решетки проблем не возникает. Однако при отклонении луча от нормали при сканировании разность фаз сигнала при приеме или передаче на удаленных



друг от друга элементах может превысить  $2\pi$ , и фазовращатели уже не смогут эту разницу устранить. В таком случае в архитектуру решетки приходится добавлять линии задержки, которые способны задерживать фазу сигнала больше, чем на  $2\pi$ .

В случае большой ФАР добавление сотен и даже тысяч линий задержки в строение решетки приведет к значительному удорожанию системы и росту массо-габаритных показателей. С целью решения данной проблемы элементы решетки объединяют в небольшие группы – подрешетки – и оставляют одну линию задержки на группу. Таким образом линия задержки выносится на уровень подрешеток.

Применяемая обычно прямоугольная форма подрешеток имеет свое преимущество в том, что их проще проектировать (в частности, они имеют простую питающую сеть), изготавливать, и ими легче заполнять решетку без пробелов (незаполненных участков – дырок). Однако периодичность в структуре решетки, которая возникает вследствие прямоугольности подрешеток, приводит к появлению в диаграмме направленности (ДН) паразитных боковых лепестков (далее – боковые лепестки, БЛ). Следует отметить, что данная проблема стоит особенно остро для широкополосных систем. Дело в том, что линия задержки вносит одинаковую задержку сигнала во всей оперативной полосе частот, в то время как фазовращатели вносят корректный сдвиг фазы лишь на средней частоте. В результате на средней частоте ДН подрешетки коррелирует с множителем решетки, который зависит от размеров, количества и расположения подрешеток с линиями задержки на входе. Но на верхних частотах ДН отдельной решетки частично не совпадает с множителем решетки по направлению излучения, другими словами, возникает ошибка в направлении пропорциональная частоте. В случае периодичности структуры решетки эта ошибка накапливается и выливается в несколько (зависит от количества элементов в подрешетке) мощных боковых лепестков.

Одним из путей решения данной проблемы является предложенное Мэйллу использование подрешеток неправильной формы, составленных из квадратных элементов-излучателей. Такой тип формы имеет название полиомينو (см. рис. 1): в частности, домино, тромино, тетромينو и т.д. В [1-2] показана эффективность данного метода. Результатом такого подхода с точки зрения ДН является «размазывание» мощных боковых лучей по всем направлениям. В итоге было достиг-

нуто подавление БЛ с  $-11,45$  дБ (по отношению к основному лепестку) до  $-26,6$  дБ для решетки размером  $64 \times 64$  элемента [1].

Несмотря на хорошие результаты применения подрешеток неправильной формы, остается вопрос оптимизации структуры ФАР. Очевидно, что одну и ту же решетку можно заполнить подрешетками данной формы множеством различных образов. Говоря точнее, число различных структур, которые можно получить заполнением квадратной решетки размером  $M$  на  $N$  элементов подрешетками, состоящими из  $q$  элементов, вращая и переворачивая их, приближается к  $8^{M \times N / q}$ .

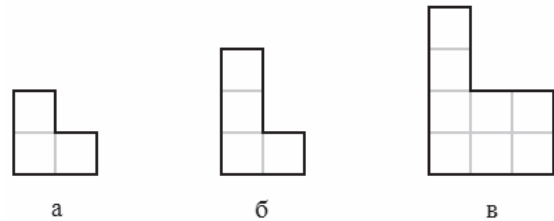


Рис. 1. Примеры форм полиомино: L-тромино (а), L-тетромино (б), L-октомино (в)

Даже для решеток размером  $10 \times 10$  невозможно провести численное моделирование такого многообразия структур. Требуется метод отыскания структуры, близкой к оптимальной с точки зрения таких характеристик, как коэффициент усиления (КУ) и уровень БЛ. В данной работе рассматривается применение алгоритма упаковки Гви-Лима (АГЛ), основанного на генетическом алгоритме (ГА), к задаче отыскания оптимальной структуры ФАР, составленной из подрешеток формы типа полиомино.

Следует отметить, что в данной работе мы оперируем понятиями «диаграмма направленности» и «множитель решетки» одинаково, что не совсем корректно. Как известно, ДН есть результат перемножения множителя решетки и ДН отдельного излучателя. Однако данная работа не затрагивает типы применяемых антенн, и все излучатели считаются изотропными. При таком условии ДН становится эквивалентной множителю решетки.

### Математическая формулировка

Рассмотрим плоскую эквидистантную ФАР размером  $M \times N$ , лежащую в плоскости  $XOY$ . Межэлементные расстояния в решетке  $dx$  и  $dy$  равны половине длины волны  $\lambda/2$  на верхней границе полосы  $f_{\max}$ . Решетка заполняется подрешетками, состоящими из  $q$  элементов. Максимальное



число подрешеток в структуре есть  $Q = \frac{M \times N}{q}$ .

Структура решетки  $\underline{S}$  определяется набором из  $Q$  или меньше подрешеток с заданным положением и ориентацией. Структура  $\underline{S}$  является оптимальной  $\underline{S}_{opt}$  при выполнении следующих условий:

$$\begin{cases} H \rightarrow \min; \\ SLL(\underline{S}) \rightarrow \min, \end{cases} \quad (1)$$

где  $H$  – количество дырок в структуре,  $SLL$  – уровень БЛ. В первом условии говорится, что оптимальная структура должна иметь минимальное количество незаполненных элементов. Это геометрическое условие. Однако она связана с коэффициентом усиления: чем больше эффективная площадь ФАР, тем выше КУ. Второе условие – радиационное – выражает требование минимизации уровня БЛ. Если количество дырок в структуре поддается простому подсчету и имеет четкую область допустимых значений (от 0 до  $M \times N$ ), то уровень БЛ невозможно определить из структуры ФАР без численного моделирования, а ожидаемые значения приходится указывать приблизительно. Ввиду таких особенностей задачи, как нелинейность и дискретность, было решено применить генетический алгоритм, а два условия объединить в единую целевую функцию методом свертки критериев.

### Алгоритм Гви-Лима

Для выполнения геометрического условия (заполнения решетки с минимальным количеством дырок) применяется алгоритм Гви-Лима [3], разработанный для решения задач оптимальной двумерной упаковки с помощью генетического алгоритма. Особенностью АГЛ является принцип круговой расстановки, который может быть описан тремя шагами.

1. Выделение ориентаций подрешеток из хромосомы. Как известно, решение задачи в генетическом алгоритме представлено в виде хромосомы – вектора двоичных чисел определенной длины. Отдельный элемент вектора – бит, принимающий значение 0 или 1. Группа битов, кодирующая значение отдельной переменной, называется геном. АГЛ кодирует в генах только ориентацию полиомينو. Каждое полиомينو может иметь четыре ориентации на плоскости, а также может быть зеркально отражено. Итого  $N_{or} = 8$  ориентаций. Длина гена, необходимая для кодирования восьми значений, определяется как  $L_g = \log_2 N_{or} = 3$  бита. Таким образом, хромосому необходимо разбить на гены по 3 бита

и преобразовать в десятичную систему счисления. Полученный вектор чисел будет однозначно определять ориентации всех полиомينو.

2. Расстановка первых четырех полиомينو. Круговая расстановка подразумевает заполнение области от краев к центру по спирали против часовой стрелки начиная с верхнего левого угла (см. рис. 2). Первые четыре полиомينو располагаются в углах вплотную к границам в соответствии с заданными ориентациями. Пересекать границы не допускается.

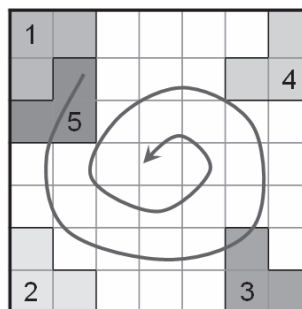


Рис. 2. Схема и порядок круговой расстановки

3. Расстановка остальных полиомينو. Добавление остальных полиомينو к четырем угловым происходит так же по спирали, один за другим. При этом не допускается наложение полиомينو на уже расставленные. Перебор возможных позиций производится в специальном порядке (см. рис. 3). Поиск происходит от угла к центру. Из двух равноудаленных позиций первой проверяется та, которая смещена в направлении против часовой стрелки относительно другой. В результате получается заполненная структура антенной решетки, характеристики которой передаются целевой функции ГА.

1	3	6	11	...	10	5	2	1
2	4	8	13	...	12	7	4	3
5	7	9	15	...	14	9	8	6
10	12	14	16	...	16	15	13	11
...	...	...	...	...	...	...	...	...
11	13	15	16	...	16	14	12	10
6	8	9	14	...	15	9	7	5
3	4	7	12	...	13	8	4	2
1	2	5	10	...	11	6	3	1

Рис. 3. Порядок проверки позиций

### Целевая функция ГА

Гви и Лим предложили целевую функцию (ЦФ) для генетического алгоритма, специально разработанную для задачи упаковки. Для анализа структуры они вводят следующие параметры.

1.  $\alpha$  – количество полиомино, использованных в структуре.
2.  $\beta$  – число ячеек (составляющих полиомино), прилегающих к границе области.
3.  $\omega$  – число общих граней между ячейками, принадлежащими разным полиомино.

Данные параметры используются не в чистом виде, а нормализуются соответствующими максимальными значениями  $\alpha_{\max}$ ,  $\beta_{\max}$  и  $\omega_{\max}$ . Кроме того, каждому параметру присваивается свое весовое значение  $\psi_{\alpha}$ ,  $\psi_{\beta}$  и  $\psi_{\omega}$ .

В оригинале эта функция выглядела таким образом:

$$C(\vec{x}) = \psi_{\alpha} \frac{\alpha(\vec{x})}{\alpha_{\max}} + \psi_{\beta} \frac{\beta(\vec{x})}{\beta_{\max}} + \psi_{\omega} \frac{\omega(\vec{x})}{\omega_{\max}}, \quad (2)$$

где  $\vec{x}$  – вектор, представляющий структуру. Весовые коэффициенты определены как [3]:

$$\psi_{\alpha} = 0,22; \psi_{\beta} = 0,45; \psi_{\omega} = 0,33. \quad (3)$$

Такая ЦФ служит для выполнения геометрического условия (1). Однако в нашей задаче присутствует важное радиационное условие. Для его выполнения мы внесли в ЦФ (2) дополнительный параметр  $SLL$  со своим весом  $\psi_{SLL}$ , обозначающий нормализованный уровень боковых лепестков, рассчитываемый с применением быстрого преобразования Фурье. В итоге целевая функция приобретает вид:

$$C(\vec{x}) = \psi_{\alpha} \frac{\alpha(\vec{x})}{\alpha_{\max}} + \psi_{\beta} \frac{\beta(\vec{x})}{\beta_{\max}} + \psi_{\omega} \frac{\omega(\vec{x})}{\omega_{\max}} + \psi_{SLL} SLL(\vec{x}). \quad (4)$$

Таким образом, двухкритериальная задача (1) преобразована в однокритериальную задачу максимизации целевой функции (4), подходящую для генетического алгоритма.

Соответственным образом меняются значения весовых коэффициентов (3):

$$\psi_{\alpha} = 0,11; \psi_{\beta} = 0,22; \psi_{\omega} = 0,17; \psi_{SLL} = 0,5. \quad (5)$$

Весовой коэффициент при параметре уровня БЛ выбран 0,5 для уравнивания влияния обоих условий (1) в ЦФ. Остальные коэффициенты были пропорционально уменьшены.

### Результаты

Описанный выше алгоритм реализован на языке программирования С, после чего были проведены эксперименты, наиболее интересные из которых приводятся ниже.

Все эксперименты проводились со следующими установками параметров ГА: число итераций  $I = 50$ ; размер популяции  $P = 8$ ; вероятность кроссовера  $P_c = 0,8$ ; вероятность возникновения мутации  $P_m = 0,1$ ; вероятность мутации бита  $P_{bm} = 0,1$ . Эти параметры выбраны в соответствии с рекомендациями [4]. Расчет уровня БЛ производился на верхней частоте полосы шириной 2:1 при наклоне главного лепестка на  $45^\circ$  по высоте и по азимуту. Следует заметить, что число итераций и размер популяции относительно малы, что приводит к быстрой работе программы.

1. Тромиино L-формы. В данном эксперименте квадратная решетка размером  $30 \times 30$  элементов заполняется тромиино L-формы (см. рис. 1), состоящими из трех элементов. Результирующая структура показана на рис. 4.

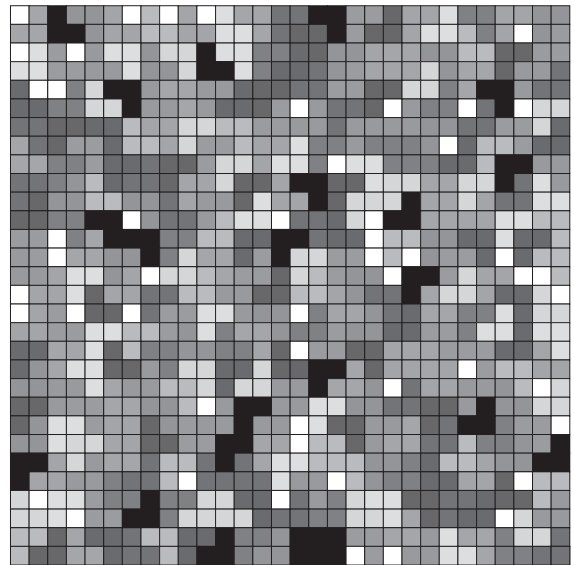


Рис. 4. Решетка  $30 \times 30$ , заполненная L-троемью

Таблица 1. Результаты первого эксперимента

Параметр	Значение
Число подрешеток, $\alpha$	283
Число граничных ячеек, $\beta$	108
Число соприкасающихся ячеек, $\omega$	1097
Значение целевой функции, $C$	0,9
Число дырок, $H$	51
Относительное число дырок, $H\%$	5,67%
Уровень боковых лепестков, дБ	-26,32
Коэффициент усиления, дБ	30,93

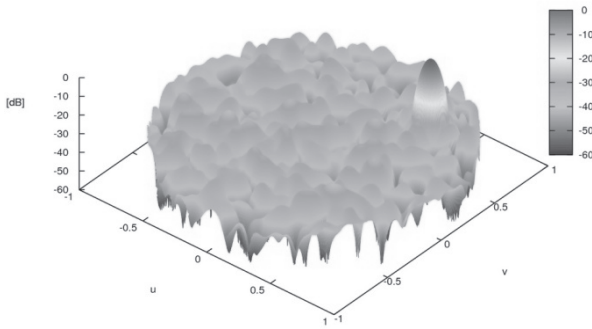


Рис. 5. ДН решетки в первом эксперименте

Белые клетки – дырки. Данные эксперимента собраны в таблице 1. На рис. 5 представлена диаграмма направленности полученной ФАР.

2. Октомино L-формы. Во втором эксперименте такая же квадратная решетка 30×30 заполняется L-октомино (см. рис. 1). Октомино содержат восемь элементов. Данная форма выбрана для сравнения результатов с указанными в литературе [1].

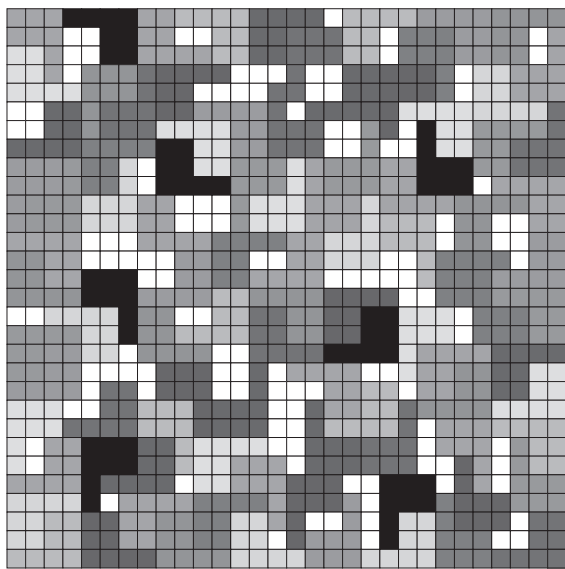


Рис. 6. Решетка 30×30, заполненная L-октомино

Таблица 2. Результаты второго эксперимента

Параметр	Значение
Число подрешеток, $\alpha$	96
Число граничных ячеек, $\beta$	116
Число соприкасающихся ячеек, $\omega$	580
Значение целевой функции, $C$	0.85
Число дырок, $H$	132
Относительное число дырок, $H\%$	14,7%
Уровень боковых лепестков, дБ	-21,18
Коэффициент усиления, дБ	30,24

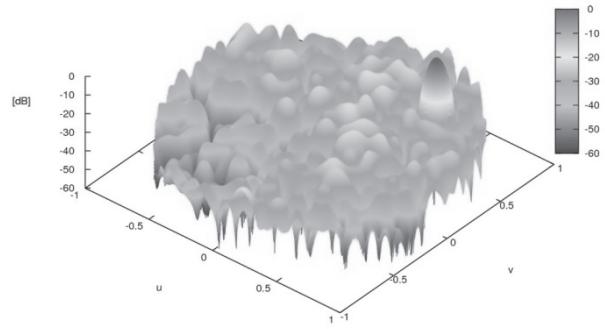


Рис. 7. ДН решетки во втором эксперименте

На рис. 6 представлена полученная решетка, в таблице 2 указаны ее основные характеристики. Рис. 7 отображает рассчитанную диаграмму направленности.

Из двух экспериментов видно, что более крупное октомино приводит к увеличению числа дырок и, следовательно, к повышению уровня боковых лепестков на 5 дБ по сравнению с третино. Однако вторая решетка использует на 187 линий задержки (из-за размера подрешеток) и на 81 усилитель и фазовращатель (из-за дырок) меньше, чем первая. Увеличение числа дырок привело к снижению КУ на 0,7 дБ.

Также был проведен ряд экспериментов для выявления зависимости УБЛ от размеров решетки и сравнения полученных результатов с представленными в литературе [1]. Для решеток размером 32×32, 40×40, 48×48, 56×56 и 64×64 программа запускалась по 5 раз с разными значениями зерен генератора псевдослучайных чисел, и результаты усреднялись. Форма подрешеток – L-октомино. Расчет уровней БЛ производился для ширины полосы 2:1 ( $r = \frac{f_{\max}}{f_0} = 1,32$ ) и 10:1 ( $r = 1,82$ ). На рис. 8 представлены кривые, интерполирующие полученные результаты, вместе с кривыми, взятыми из [1]. Из графика видно, что применение АГЛ позволяет подавлять БЛ в среднем на 2 дБ для решеток размером от 32×32 до 64×64 элемента.

### Заключение

В работе рассмотрен вопрос оптимизации структур ФАР, составленных из подрешеток неправильной формы. Для решения данной задачи был применен адаптированный алгоритм Гви-Лима, применяемый в задачах оптимальной упаковки. Результаты показали эффективность данного подхода. В среднем для решеток разных размеров было достигнуто подавление БЛ на 2 дБ по сравнению с результатами, достигнутыми ранее в литературе.

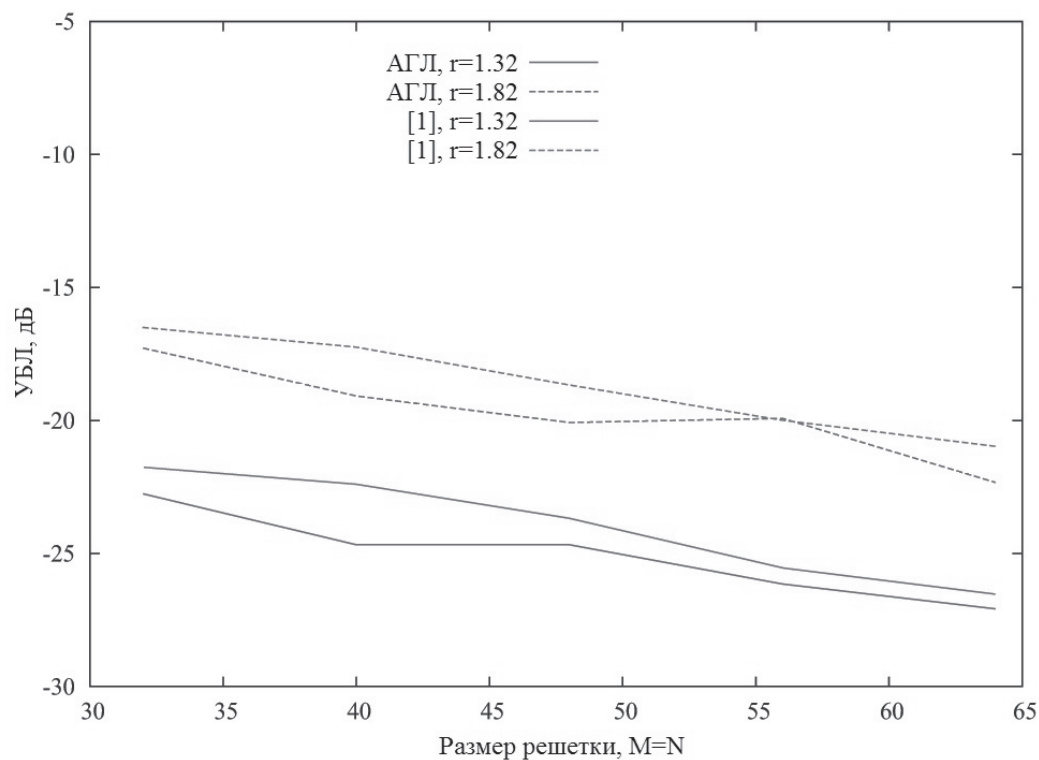


Рис. 8. Сравнение достигнутого уровня БЛ с приведенным в [1] значениями для разных размеров ФАР

### Литература

1. Mailloux R.J., Santarelli S.G., Roberts T.M., Luu D. Irregular polyomino-shaped subarrays for space-based active arrays // International Journal on Antennas and Propagation. 2009. – 9 p.
2. Mailloux R.J., Santarelli S.G., Roberts T.M. Wideband arrays using irregular (polyomino) shaped subarrays // Electronics Letters. №42, 2006. – P. 1019-1020.
3. Gwee B.H., Lim M.H. Polyominoes tiling by a genetic algorithm // Computational Optimization and Applications Journal. №6, 1996. – P. 273-291.
4. Weile D.S., Michielssen E. Genetic algorithm optimization applied to electromagnetics: A re-view // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. № 45.3, 1997. – P. 343-353.

## LARGE PHASED ANTENNA ARRAY DESIGN AS AN OPTIMAL PACKING PROBLEM

Chirikov R. Y.

**In this work the problem of side lobe suppression in the radiation pattern of phased antenna arrays made of subarrays of irregular shape is faced. An algorithm for optimal packing is used being adapted for antenna array design problem. At the end the results are shown, proving sidelobe level suppression of up to 3 dB.**

**Keywords:** *phased antenna array, packing problem, genetic algorithm, radiation pattern.*

Чириков Роман Юрьевич аспирант Кафедры телекоммуникационных систем Уфимского государственного авиационного технического университета. Тел. 8-347-2730689, E-mail: chirikov.ru@gmail.com



## ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ И БЕЗОПАСНОСТЬ ОБОРУДОВАНИЯ

УДК 621.396.677; 621.397.671

### ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ СЛУЧАЙНЫХ АНТЕНН, РАЗМЕЩЕННЫХ В МНОГОЭТАЖНОМ ОФИСНОМ ЗДАНИИ

*Заседателева П.С., Маслов О.Н., Раков А.С., Силкин А.А.*

В статье представлены результаты экспериментального исследования уровней электромагнитного поля (ЭМП) внутри многоэтажного офисного здания. Моделью отверстий в стенах здания являются апертурные случайные антенны (АСА). Моделью металлических элементов здания является распределенная случайная антенна (РСА). Показано, что в области частот 60 – 700 МГц основное влияние на уровни ЭМП оказывают АСА. На более низких частотах уровни ЭМП более сложным образом зависят от параметров АСА и РСА вместе.

**Ключевые слова:** многоэтажное офисное здание, уровни электромагнитного поля, апертурная случайная антенна, распределенная случайная антенна.

#### Введение

Перспективы развития статистической теории антенн во многом обусловлены расширением круга прикладных задач, решаемых ее методами и средствами. В этой связи представляет интерес проектирование систем активной защиты (САЗ) конфиденциальной информации (КИ) от утечки по каналам, формируемым с участием случайных антенн (СА) разных типов [1-3]. Согласно классификации СА [2] здесь представляют интерес как сосредоточенные СА (далее просто СА), так и распределенные в пространстве (РСА) и апертурные (АСА) случайные источники и рецепторы неионизирующего ЭМП. В рамках прямых внешних задач СТА модели СА и РСА рассмотрены в [2; 4], условия их возбуждения моделируются по ходу решения внутренних задач СТА [5-6] – в частности, связанных с определением законов распределения случайных факторов, влияющих на их эффективность в разных режимах функционирования (амплитудных, фазовых, частотных, временных и геометрических или пространственных ошибок).

Однако остается открытым вопрос о том, в каком виде полученные результаты могут быть использованы при проектировании конкретных вариантов САЗ КИ – особенно при комплексном взаимодействии СА, РСА и АСА, размещенных на одном объекте (например, внутри многоэтаж-

ного здания в крупном мегаполисе), что может иметь значение при проектировании САЗ на объектах повышенной важности [7].

Экспериментальные материалы, которые можно было бы принять в качестве исходных данных при проектировании таких САЗ, в необходимом объеме сегодня отсутствуют. На восполнение данного пробела и направлена настоящая статья.

#### Методика проведения измерений

Взаимодействие СА, РСА и АСА, расположенных в пределах одного многоэтажного здания, иллюстрирует схема на рис. 1. Предполагается, что источником возбуждения РСА и АСА является элемент СА, размещенной в пределах объема  $V_{СА}$ , который находится в точке  $M_{СА}$ . Апертурная СА представляет собой три прямоугольных отверстия (моделирующих апертуры утечки КИ через окна подлежащего информационной защите помещения – далее ПЗП) на поверхности  $S_A$  с центром в точке 0, размеры каждой апертуры  $l \times h$ , расстояние между апертурами  $d$ , каждый отдельный элемент в точке  $M_A$  на  $S_A$ , принадлежащей АСА, считается излучателем Гюйгенса [4]. Токпроводящие части РСА выделены утолщенными линиями – это металлические конструкции здания, трубы систем отопления, водопровода и вентиляции, проводные сети электропитания и инфокоммуникаций, цепи сигнализации, заземления оборудования и т.д. [5-6], расположение и форма которых предполагаются произвольными.

Будем считать, что в точку наблюдения  $M_S$  на поверхности  $S_M$ , где размещено техническое средство перехвата (ТСП) злоумышленника, КИ-сигнал может по радиоэфиру попадать двумя путями: во-первых, через АСА по траектории  $M_{СА} - M_A - M_S$  длиной  $r_A$ ; во-вторых, через части РСА по множеству путей длиной  $r_{РСА}$ , как это показано на рис. 1. В качественном отношении можно утверждать априори, что в области достаточно высоких частот из представляющего интерес диапазона 10 Гц ... 5 ГГц основная часть ЭМИ в точку  $M_S$  будет проходить исключительно через АСА, тогда как в области достаточно низких частот – исключительно че-

рез РСА, причем в роли РСА может выступать все многоэтажное здание целиком. В количественном отношении, однако, соотношение между вкладом апертурной СА и РСА в уровень ЭМИ, создаваемый КИ-сигналом в месте расположения ТСП, необходимо определить хотя бы в первом приближении.

Для этого воспользуемся теоремой взаимности и перейдем от излучающих СА, РСА и АСА, показанных на рис. 1, к приемным. Пусть в точке  $M_S$  на поверхности  $S_M$  расположен источник тестового

сигнала, аналогичного по частотному спектру КИ-сигналу, – можно считать, что тестовый сигнал в виде квазиплоской волны будет попадать в точку  $M_{CA}$  также двумя путями: через АСА и РСА. Тогда с изменением частоты вклады АСА и РСА в уровень ЭМП измеряемого в точке  $M_{CA}$  тестового сигнала должны меняться априори предположенным образом.

Чтобы проверить это, необходимо измерить уровень ЭМП тестового сигнала внутри здания в

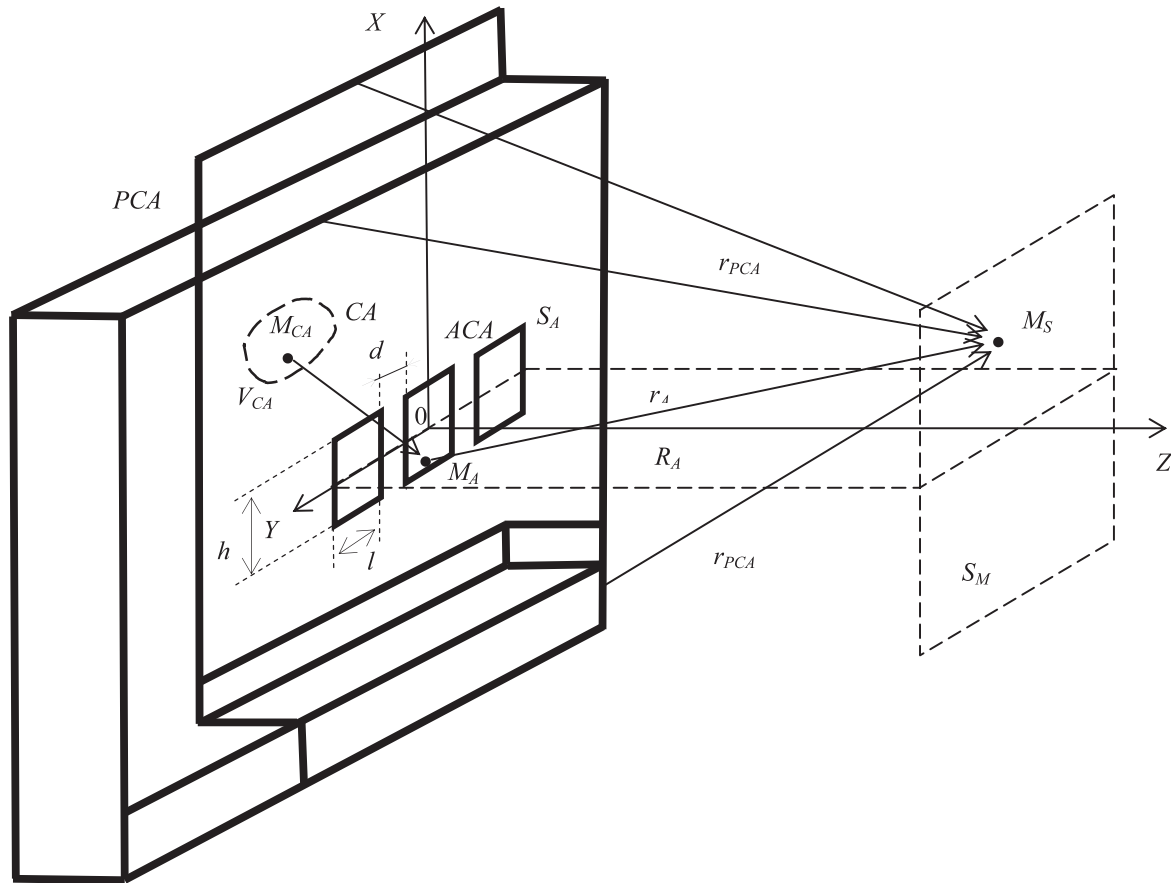


Рис. 1. Схема взаимного расположения СА; АСА и РСА

двух противоположных относительно его входа точек: вблизи АСА (на «освещенной» стороне здания) и симметрично расположенной точке на «теневого» стороне здания (далее без кавычек). Если принять, что в освещенной точке здания формирование уровня ЭМП происходит за счет аддитивного взаимодействия АСА и РСА, а в теневой точке – только за счет РСА, то относительный вклад АСА на каждой частоте тестового сигнала можно приближенно оценить по разности  $U_{CA+RSA} - U_{RSA}$ , где  $U_{CA+RSA}$  – результат измерения уровня ЭМП в освещенной точке, дБ;  $U_{RSA}$  – результат измерения уровня ЭМП в теневой точке, дБ.

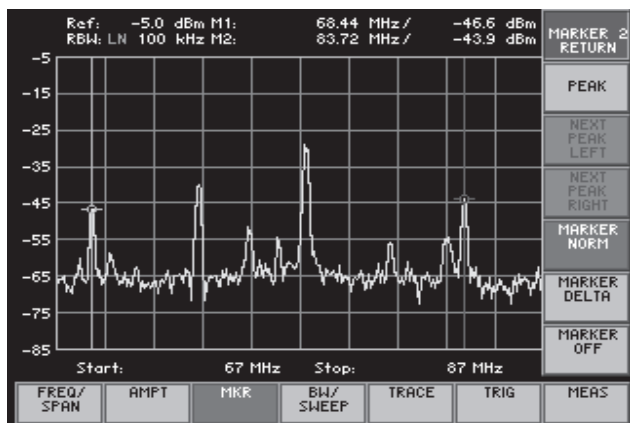
При этом степень приближения оценки зависит, во-первых, от симметричности многоэтаж-

ной структуры РСА, во-вторых, от симметрии расположения относительно направления прихода тестового сигнала точек измерения уровней ЭМП в пределах здания и не зависит от инструментальной и, что особенно важно, методической погрешностей, поскольку все измерения проводятся одним и тем же прибором по одинаковой методике.

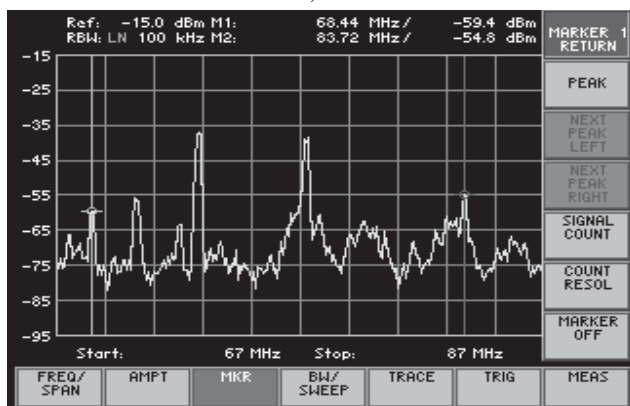
### Результаты экспериментальных измерений

Объектом исследования являлись СА, РСА и АСА, расположенные в многоэтажном здании учебно-лабораторного корпуса №2 ПГУТИ. Электромагнитная обстановка на объекте отлича-

ется исключительной сложностью и пространственно-частотной неоднородностью [5-6], однако ее главным формирующим фактором является ЭМП, создаваемое излучателями, размещенными на близкорасположенной башне телецентра г. Самары. Важно, что все эти сигналы достаточно хорошо соответствуют указанным требованиям: поступают с одного направления и обеспечивают заметную разность уровней ЭМП на освещенной и теневой сторонах многоэтажного здания. Кроме них, в составе техногенного фона по ЭМП присутствует ряд низкочастотных компонентов, также поступающих в здание примерно с одинаковых азимутальных направлений.



а)



б)

Рис. 2. Спектрограммы ЭМП, воздействующих на АСА и РСА (частоты 67 ... 87 МГц, 9 этаж здания) а) освещенная сторона; б) теневая сторона здания

Измерения уровней ЭМП производились при помощи анализатора спектра FS300 производства Rode & Schwarz в комплекте с активной измерительной антенной АИ5-0. Точки измерения располагались на 5; 9 и 12 этажах, по две точки на каждом этаже, расположенных симметрично относительно продольной осевой линии Y на рис. 1 – на освещенной и теневой стороне здания. Угол прихода сигналов от башни телецентра в гори-

зонтальной плоскости YOZ составлял примерно 60°. Примеры полученных экспериментальных спектрограмм в полосе частот 67 ... 87 МГц представлены на рис. 2а для 9 этажа освещенной стороны офисного здания; на рис. 2б – для теневой стороны здания.

По аналогичным спектрограммам определялись уровни сигналов  $U_S$ ; дБ и  $U_T$ ; дБ, соответственно, в освещенных и теневых точках; в общей сложности было обработано более 200 экспериментальных результатов. Методика обработки предусматривала перевод измеренных значений в относительные единицы согласно  $U_{S,T} = 10^{0,1 U_{S,T} \text{ дБ}}$  с последующим вычислением средних значений уровней  $(U_{S,T})_{cp}$  в заданной полосе частот и их отношения в децибелах:

$$N_{ST} = 10 \lg \frac{(U_S)_{cp}}{(U_T)_{cp}}.$$

Поскольку  $U = E_0 l_D$ , где  $E_0$  – напряженность поля падающей волны;  $l_D$  – действующая длина приемной антенны, а уровни  $E_0$  для волн, приходящих от каждого источника ЭМП, здесь являются одинаковыми для каждой пары сравниваемых точек (освещенной и теневой), найденные значения  $N_{ST}$  отражают различие в средних значениях действующей длины совокупности АСА и РСА:  $l_{Dcp}(ACA + PCA)_{дБ}$  в освещенной точке, и уединенной РСА:  $l_{Dcp}(PCA)_{дБ}$  в теневой точке. Если в освещенной точке АСА существенно преобладает над РСА, можно считать, что

$$N_{ST} = 10 \lg \frac{(\mathcal{E}_S)_{cp}}{(\mathcal{E}_T)_{cp}} = 20 \lg l_{Dcp}(ACA + PCA) - 20 \lg l_{Dcp}(PCA) \approx l_{Dcp}(ACA)_{дБ} - l_{Dcp}(PCA)_{дБ}.$$

Результаты измерений в обработанном виде для шести частотных полос, в пределах которых размещены сигналы, поступающие в многоэтажное здание с башни телецентра, представлены в таблице 1.

## Выводы

Из анализа данных таблицы 1 видно, что средние значения действующей длины АСА на всех этажах заметно превышают аналогичные параметры РСА – это говорит о том, что в области частот 60 ... 700 МГц основным источником утечки КИ в системе «многоэтажное здание – окружающая среда», по-видимому, является АСА.

На частотах ниже 60 МГц такую закономерность выявить не удастся – во-первых, из-за недостатка объема экспериментального материала, во-вторых, ввиду невозможности приемлемо точ-

Таблица 1. Измеренные средние значения  $N_{ST}$ , дБ для освещенной и теневой стороны многоэтажного здания

Полоса частот, МГц	$N_{ST} \approx I_{д\text{ ср}}(ACA)_{дб} - I_{д\text{ ср}}(PCA)_{дб}$		
	5 этаж	9 этаж	12 этаж
60 ... 70	4,2	7,6	7,0
90 ... 100	7,7	4,4	7,8
170 ... 180	14,5	17,75	14,1
190 ... 200	11,5	15,0	9,4
400 ... 500	13,2	8,0	7,4
600 ... 700	17,1	13,2	14,2

ным образом установить направления прихода тестовых сигналов и помех относительно оси здания  $Y$  на рис. 1. Поэтому можно только предположить, что источниками утечки КИ из многоэтажного офисного здания на данных частотах могут быть как АСА, так и РСА.

Авторы выражают признательность А.В. Рябушкину за действенную помощь при организации и проведении экспериментов.

### Литература

- Maslov O.N., Rakov A.S. The Research of Random Antennas Method of Statistical Simulation // Applied and Fundamental Studies. Proc. of the 1-st IAC. Vol. 1. October, 2012. St. Louis, USA. – P. 251-256.
- Алышев Ю.В., Маслов О.Н., Раков А.С., Рябушкин А.В. Исследование случайных антенн методом статистического имитационного моделирования // Успехи современной радиоэлектроники. №7, 2008. – С. 3-41.
- Маслов О.Н. Применение метода статистического имитационного моделирования для исследования случайных антенн и проектирования систем активной защиты информации // Успехи современной радиоэлектроники. №6, 2011. – С. 42-55.
- Маслов О.Н., Раков А.С., Силкин А.А. Статистические характеристики поля апертурной случайной антенны с учетом корреляционной связи между ошибками // Антенны. №12, 2012. – С. 3-10.
- Заседателева П.С., Маслов О.Н., Рябушкин, Щербакова Т.А. Особенности моделирования режимов возбуждения многоканальных случайных антенн // ИКТ. Т.10, №1, 2012. – С. 78-89.
- Заседателева П.С., Маслов О.Н. Пространственно-частотные характеристики электромагнитного возбуждения комплекса случайных антенн // ИКТ. Т.10, №2, 2012. – С. 93-98.
- Методы комплексного контроля безопасности информации на объектах телекоммуникационных систем органов государственного управления. М.: Изд. УДП РФ, 2009. – 368 с.

## THE INTERACTION OF RANDOM ANTENNAS LOCATED IN A HIGH-RISE OFFICE BUILDING

Zasedateleva P.S., Maslov O.N., Rakov A.S., Silkin A.A.

The paper presents the results of an experimental study of the levels of electromagnetic fields (EMF) in a high-rise office building. Random aperture antennas (RAA) are a model of holes in the walls of the building. Distributed random antenna (DRA) is a model of the metal elements of the building. It is shown that the RAA have a major impact on the levels of EMF in the frequency range 60-700 MHz. Levels of electromagnetic fields have more complicated dependence on the parameters of RAA and DRA together at lower frequencies.

**Keywords:** high-rise office building, the levels of electromagnetic fields, random aperture antenna, distributed random antenna.

Заседателева Полина Сергеевна, аспирант Кафедры экономических и информационных систем (ЭИС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. 8-927-717-11-71.



Маслов Олег Николаевич, д.т.н., профессор, заведующий Кафедрой ЭИС ПГУТИ. Тел. 8-846-228-00-36; 8-902-371-06-24. E-mail: maslov@psati.ru

Раков Александр Сергеевич, к.т.н., доцент Кафедры мультисервисных сетей и информационной безопасности (МСИБ) ПГУТИ. Тел. 8-927-651-41-96. E-mail: racov-as@psuti.ru

Силкин Алексей Андреевич, ассистент Кафедры МСИБ ПГУТИ. Тел. 8-909-344-70-39.

УДК 681.3.05

## АКСЕЛЕРАЦИЯ СОСТАВЛЕНИЯ ПРОФИЛЕЙ ТРЕХМЕРНОГО ВЕКТОРНОГО ВИДЕО С ПОМОЩЬЮ GPGPU

Цыганов А.А.

В статье рассматривается метод оптимизации процедуры определения параметров трехмерного векторного видео путем переноса вычислений на графический процессор. Оценивается эффективность метода по сравнению с вычислениями на процессоре общего назначения.

**Ключевые слова:** трехмерное видео, графический процессор, компьютерное зрение, метрика, ключевые точки.

### Введение

При разработке системы воспроизведения трехмерного векторного видео важной задачей является составление профилей, с помощью которых осуществляется модификация параметров шейдерных программ [1]. Задача ресурсоемка, и вычисление результата не может быть осуществлено в реальном времени во время работы приложения, для которого составляется профиль. Самым длительным этапом является вычисление метрики. Для ускорения работы алгоритма предлагается перенести ее вычисление на графический процессор (GPU).

### Метод составления профилей

Метод автоматизированного составления профиля основан на сравнении изображений, получаемых с исходными параметрами шейдеров и после применения шейдеров с модифицированными параметрами. Для каждой шейдерной программы необходимо найти правильные типы значений, передаваемых в ее параметры. Для реализации стереоскопических эффектов важными являются параметры, содержащие проекционные матрицы [3]. Тем самым задача сводится к поиску типа матриц среди параметров шейдерной программы. Поиск типов параметров в методе осуществляется путем их перебора для каждого отдельного параметра. Предположение о правильности выбранного типа проверяется путем оценки схожести изображений, получаемых при

визуализации кадра из видеопотока, без модификации параметров и с модификацией параметров согласно сделанному предположению об их типе.

Выбранный кадр  $V$  из исходного видеопотока модифицируется с помощью преобразования  $T(V, S)$ , которое изменяет множество параметров  $S$  шейдерных программ, относительно которых было сделано предположение о соответствии их определенному типу. Исходный кадр  $V$  и модифицированный кадр  $V'$  проходят процесс растеризации  $R(V)$ , результатом которого являются два изображения  $I$  и  $I'$  соответственно. Изображения представляют собой функцию яркости в заданной точке  $I = f_1(x, y)$ . Они сравниваются с помощью некоторой метрики. Результатом применения этой метрики является множество  $D$ , состоящее из двух интегральных величин, которое передается в функцию принятия решения  $A(D)$ :

$$D = \{D_B, D_S\}, \quad (1)$$

$$A(D) = \begin{cases} 1, & D_B \leq b_m \cap D_S \geq s_m; \\ 0, & D_B > b_m \cup D_S < s_m, \end{cases} \quad (2)$$

где  $b_m$  и  $s_m$  – граничные значения компонент метрики. Алгоритм вычисления метрики для двух изображений осуществляет обработку исходных данных в несколько шагов. Под исходными данными подразумеваются два изображения: получаемое при исходных параметрах визуализации  $I_0$  и получаемое при модифицированных параметрах визуализации  $I_m$ . Из исходных изображений методом рассеивания рассчитываются цветовые гистограммы  $H(I_0)$  и  $H(I_m)$ . Первичная оценка расстояния между изображениями выполняется с помощью расстояния Бхаттачарья  $D_B(H_0, H_m)$ . Метрика уточняется с помощью сравнения множеств контрольных точек на исходных изображениях. Множества контрольных точек  $P_0$  и  $P_m$ , получаемые из изображений  $I_0$  и  $I_m$  соответственно, используются для вычисления расстояния  $D_S(P_0, P_m)$ . Для обнаружения точек используется метод SURF, реализация которого также доступна для GPU [3-4].

## GPGPU реализация

Архитектура современных графических адаптеров спроектирована для осуществления векторных операций с данными в виде многомерных массивов. Она позволяет достичь высокой скорости работы с памятью при использовании векторных SIMD процессоров, обладающих независимыми L1 и L2 кэшами. По сравнению с процессором общего назначения GPU имеет меньшее количество ступеней конвейеров и меньший объем кэша. Обмен данными между видеопамью и памятью общего назначения осуществляется через PCI-E 16 шину. Выборка данных в кэш осуществляется по 256-битной шине. В результате эффективность научных алгоритмов на GPU зависит от эффективности использования видеопамью и кэша [7].

Основными задачами GPU реализации метода являются минимизация количества операций обмена данными между видеопамью и памятью общего назначения. Коммуникации между центральным процессором и графическим ядром негативно влияют на производительность [5-6]. Для их снижения все данные, используемые различными этапами алгоритма, однократно загружаются в видеопамью [7]. Результат работы алгоритма также остается в видеопамью и доступен следующим этапам.

Суть разрабатываемого метода заключается в эффективном использовании кэш-памяти видеоадаптера и равномерной загрузке ядер потокового графического процессора. Передача ресурсов между этапами алгоритма осуществляется через видеопамью, что ускоряет их обработку с помощью GPU (см. рис. 1).

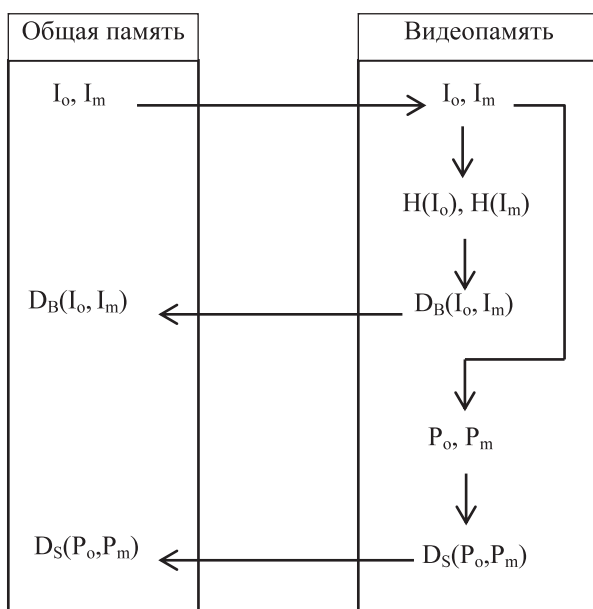


Рис. 1. Обмен данными между общей памятью и видеопамью

Изображения  $I_o$  и  $I_m$  загружаются в видеопамью для обработки. На их основе вычисляются гистограммы, используемые для расчета первой компоненты метрики с помощью расстояния Бхаттачарья. Те же исходные изображения используются алгоритмом SURF для получения множеств ключевых точек, на основе которых рассчитывается вторая компонента метрики. Обратно в общую память выгружаются лишь рассчитанные компоненты метрики. Их размер крайне мал, а чтение видеопамью не прерывает выполнение процессов вычисления на GPU, что приводит к высокой эффективности параллельных вычислений.

## Вычисление гистограмм

Вычисление компоненты метрики  $D_B$  выполняется с помощью гистограмм  $H(I_o)$  и  $H(I_m)$  соответствующих изображений. Расчет гистограмм на GPU может быть выполнен как с использованием классических шейдерных программ, так и с использованием технологии CUDA для вычислений общего назначения на графическом процессоре. Использование технологии CUDA описано в [8-9]. Эти алгоритмы обеспечивают более высокую производительность, чем те, что основаны на использовании обычных средств графических программных интерфейсов, как это показано в [10]. В качестве примера второго подхода можно привести [2].

Так как основной задачей метода является ускорение расчета метрики, то наиболее подходящими являются методы на основе CUDA. В частности, метод Подложнюка реализован в CUDA SDK. Метод кэш эффективен и не содержит этапов выгрузки данных в общую память, что позволяет его интегрировать в процесс вычисления компонент метрики.

В этом методе исходные данные разделяются на блоки между исполняемыми на GPU потоками. Результат обработки данных каждым потоком сохраняется в индивидуальной гистограмме. В финальном проходе все гистограммы, созданные разными потоками, объединяются в одну. Для эффективного использования общей памяти потоков каждая индивидуальная гистограмма создается для группы потоков, называемой тросом. Это позволяет хранить в памяти гистограммы большего объема, вплоть до 6 килобайт на аппаратной архитектуре G80.

На основе полученных гистограмм вычисляется расстояние Бхаттачарья для двух статистических множеств. Оно выражается формулой

$$D_B = \sum_{i=0}^n \sqrt{H(I_0)_i H(I_m)_i}, \quad (3)$$

где  $n$  – количество элементов гистограммы. Вычисление суммы произведений элементов гистограмм может быть осуществлено с помощью свертки массивов исходных данных на GPU. Предлагается использование оптимизированного метода параллельной свертки на CUDA, описанного в [12].

### Поиск ключевых точек

Второй компонент метрики  $D_S$  рассчитывается с использованием алгоритма SURF [13]. С его помощью осуществляется поиск двух множеств ключевых точек  $P$  и  $P'$ , имеющих на оригинальном и модифицированном кадрах соответственно. Значение компоненты определяется следующим выражением:

$$D_S = \frac{|P \cup P'|}{|P|}. \quad (4)$$

SURF является одним из самых распространенных и эффективных алгоритмов поиска ключевых точек изображений. Он применяется в системах автоматического распознавания и слежения за объектами, системах видеорегистрации, совмещения панорамных изображений и во многих других областях компьютерного зрения. Алгоритм может обрабатывать изображения в HD-разрешении со скоростью более 30 кадров в сек. Обнаружение ключевых точек в SURF осуществляется с помощью аппроксимации определителя матрицы Гессе.

Аппроксимация выполняется наложением блочных фильтров на изображение. Это позволяет эффективно использовать интегральное представление изображения  $I$ , которое определяется как

$$I(x, y) = \sum_{i=0, j=0}^{i \leq x, j \leq y} I(i, j). \quad (5)$$

Вычисление интегрального представления на GPU является самым длительным этапом работы алгоритма SURF и может быть осуществлено с помощью алгоритма пирамиды моментов, как это описано в [4]. Само построение интегрального изображения является задачей префиксной суммы. Алгоритм пирамиды моментов предлагает решение этой задачи на GPU в два этапа. На первом этапе осуществляется проход снизу вверх, в ходе которого строится пирамида изображений,

каждое из которых разбивается на четыре вдвое меньше по ширине и высоте, чем на предыдущем уровне. Содержимое изображений задается тремя компонентами  $U(k)$ ,  $H(k)$ ,  $V(k)$ :

$$\begin{aligned} U^{(k)}(x, y) = & U^{(k-1)}(2x, 2y) \\ & + U^{(k-1)}(2x+1, 2y) \\ & + U^{(k-1)}(2x, 2y+1) \\ & + U^{(k-1)}(2x+1, 2y+1), \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} H^{(k)}(x, y) = & U^{(k-1)}(2x, 2y) \\ & + U^{(k-1)}(2x+1, 2y), \end{aligned} \quad (7)$$

$$V^{(k)}(x, y) = U^{(k-1)}(2x, 2y) + U^{(k-1)}(2x, 2y+1), \quad (8)$$

где  $k$  – уровень пирамиды,  $x$  и  $y$  – координаты изображения. Две полусуммы  $H^{(k)}$  и  $V^{(k)}$  используются для вычисления суммы четных строк и столбцов, используя формулы:

$$X^{(k)}(x, y) = \sum_{i=0}^{x-1} H^{(k)}(i, y), \quad (9)$$

$$Y^{(k)}(x, y) = \sum_{j=0}^{y-1} V^{(k)}(x, j). \quad (10)$$

Используя полученную пирамиду изображений, производится обратный проход сверху вниз. При этом для вычисления значений используются четыре варианта формулы, зависящие от четности аргументов. При четных  $x$  и  $y$

$$W^{(k)}(x, y) = W^{k+1}\left(\left\lfloor \frac{x}{2} \right\rfloor, \left\lfloor \frac{y}{2} \right\rfloor\right), \quad (11)$$

при нечетном  $x$  и четном  $y$

$$\begin{aligned} W^{(k)}(x, y) = & W^{k+1}\left(\left\lfloor \frac{x}{2} \right\rfloor, \left\lfloor \frac{y}{2} \right\rfloor\right) \\ & + Y^{k+1}\left(\left\lfloor \frac{x}{2} \right\rfloor, \left\lfloor \frac{y}{2} \right\rfloor\right), \end{aligned} \quad (12)$$

при четном  $x$  и нечетном  $y$

$$W^{(k)}(x, y) = W^{k+1}\left(\left\lfloor \frac{x}{2} \right\rfloor, \left\lfloor \frac{y}{2} \right\rfloor\right) + X^{k+1}\left(\left\lfloor \frac{x}{2} \right\rfloor, \left\lfloor \frac{y}{2} \right\rfloor\right), \quad (13)$$

при нечетных  $x$  и  $y$

$$\begin{aligned} W^{(k)}(x, y) = & W^{k+1}\left(\left\lfloor \frac{x}{2} \right\rfloor, \left\lfloor \frac{y}{2} \right\rfloor\right) \\ & + X^{k+1}\left(\left\lfloor \frac{x}{2} \right\rfloor, \left\lfloor \frac{y}{2} \right\rfloor\right) + Y^{k+1}\left(\left\lfloor \frac{x}{2} \right\rfloor, \left\lfloor \frac{y}{2} \right\rfloor\right) \\ & + U^{(k-1)}(x-1, y-1). \end{aligned} \quad (14)$$

Значения верхнего уровня принимаются равными нулю. Используя интегральное изображение, ключевые точки определяются путем поиска экстремумов определителя матриц Гессе. Для этого применяются блочные фильтры, описанные в [13]. Для их вычисления на GPU требуется всего 17 текстурных выборок на пиксель. Нахождение локального максимума Гессианы производится методом соседних точек  $3 \times 3 \times 3$ . Каждая найденная ключевая точка описывается дескриптором, представляющим собой нормализованный вектор, вычисляемый с помощью фильтров Хаара аналогично блочным фильтрам для определителя матрицы Гессе. С помощью дескрипторов осуществляется сравнение элементов множеств  $P$  и  $P'$ , на основе чего по выражению (4) вычисляется значение  $D_S$ .

### Результаты

Исследование эффективности реализации рассматриваемого алгоритма на графическом процессоре показывает значительное сокращение времени выполнения при использовании GPU. Зависимость времени выполнения от количества параметров шейдерных программ представлена на рис. 2.

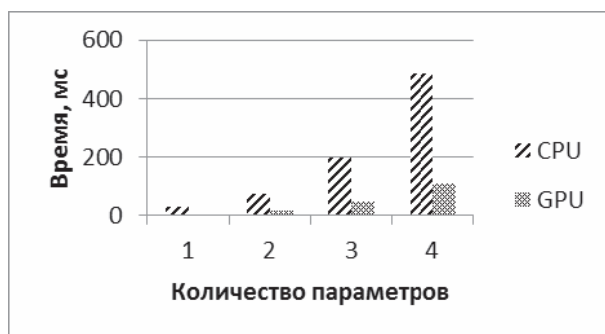


Рис. 2. Диаграмма времени обработки данных

Использование ресурсов графического процессора позволяет значительно ускорить работу системы автоматизированного составления профилей для трехмерного векторного видео. Для видеоускорителя GeeForce GTX260 и центрального процессора AMD Phenom II X4 945 удалось добиться ускорения в среднем в 4,3 раза. Это позволяет сравнить длительность этапов автоматизированного составления профилей и проверки результата.

### Литература

1. Цыганов А.А. Метод автоматизации составления профилей для модификации трехмерного

векторного видео // Вестник ВУ им. Татищева. Вып. 2(19), 2012. – С. 123-128.

- Scheuermann T., Hensley J. Efficient histogram Generation Using Scattering on GPUs // Proceedings of the 2007 Symposium on Interactive 3D graphics and games. ACM New York, USA, 2007. – P. 33-37.
- Cornelis N., Van Gool L. Fast Scale Invariant Feature Detection and Matching on Programmable Graphics Hardware // IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshops, 2008. – P. 1-8.
- Terriberry T.B., French L.M., Helmsen J. GPU Accelerating Speeded-Up Robust Features // Proceedings of the Fourth International Symposium on 3D Data Processing, Visualization and Transmission. Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA, USA, 2008. – P. 355-362.
- The modern GPU // University of Cyprus. Department of Computer Science. URL: [www.cs.ucy.ac.cy/courses/EPL656/webpage2006/lectures/GPU\\_talk.ppt](http://www.cs.ucy.ac.cy/courses/EPL656/webpage2006/lectures/GPU_talk.ppt)
- OpenCL Optimization / Nvidia developer zone. URL: [http://developer.download.nvidia.com/CUDA/training/NVIDIA\\_GPU\\_Computing\\_Webinars\\_Best\\_Practises\\_For\\_OpenCL\\_Programming.pdf](http://developer.download.nvidia.com/CUDA/training/NVIDIA_GPU_Computing_Webinars_Best_Practises_For_OpenCL_Programming.pdf)
- Govindaraju N.K., Larsen E.S., Gray J., Manocha D. A memory model for scientific algorithms on graphics processors // Proceedings of the ACM/IEEE Conference on Supercomputing (SC'06), No. 89. NY, USA: ACM Press, 2006. – P. 6-15.
- Shams R., Kennedy R.A. Efficient Histogram Algorithms for NVIDIA CUDA Compatible Devices // Australia, Gold Coast. ICSPCS, 2007. – P. 418-422.
- Podlozhnyuk V. Histogram calculation in CUDA. Technical report, NVIDIA, 2007. URL: [http://developer.download.nvidia.com/compute/cuda/1.1Beta/x86\\_website/projects/histogram64/doc/histogram.pdf](http://developer.download.nvidia.com/compute/cuda/1.1Beta/x86_website/projects/histogram64/doc/histogram.pdf)
- Nugteren C., Van den Braak G-J., Corporaal H., Mesman B. High Performance Predictable Histogramming on GPUs: Exploring and Evaluating Algorithm Trade-offs // Proceedings of the Fourth, Workshop on General Purpose Processing on Graphics Processing Units. NY, USA: ACM New York, 2011. – P. 1-9.
- Fluck O., Aharon S., Cremers D., Rousson M. GPU histogram computation. In ACM SIGGRAPH 2006 Research posters, SIGGRAPH '06. ACM, 2006. – P. 53.



12. Mahardito A., Suhendra A., Tri Hasta D. Optimizing Parallel Reduction In Cuda To Reach GPU Peak Performance // Proceedings of The Second International Workshop on Open source and Open Content WOSOC 2010. Indonesia, Depok.: Gunadarma University, 2010. – P. 48-57.
13. Bay H., Ess A., Tuytelaars T., Van Gool L. Speeded-Up Robust Features (SURF) // New York, USA: Computer Vision and Image Understanding, 2008. Vol. 110. – P. 346-359.

## GPGPU ACCELERATION OF PROFILE CREATION FOR THREE-DIMENSIONAL VECTOR VIDEO

Tzyganov A.A.

**The paper discusses optimization of method for determining the parameters of three dimensional vector video by implementing it for graphic processor unit. Performance of the method is estimated in comparison to the computation on general-purpose processor.**

*Keywords: three-dimensional video, graphical processor unit, computer vision, metrics, key points.*

Цыганов Александр Анатольевич, ассистент Кафедры вычислительной техники Самарского государственного технического университета. Тел.: (8-846) 337-12-86, 8-927-694-82-29. E-mail: hitrolisk@gmail.com

УДК 681.322

## ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ МУЛЬТИМЕДИАКОНТЕЙНЕРОВ ПРИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОМ РАСПЫЛЕНИИ ИНФОРМАЦИИ

Алексеев А.П., Блатов И.А., Макаров М.И.

В статье приведена оценка вероятности обнаружения различных мультимедиаcontainers в телекоммуникационных сетях при пространственно-временном распылении информации.

*Ключевые слова:* стеганография, поисковый робот, пространственно-временное распыление информации.

### Постановка задачи

При скрытой передаче информации методом пространственно-временного распыления [1] злоумышленник может перехватить передаваемое сообщение. Одной из проблем, с которой столкнется криптоаналитик, будет необходимость обнаружения Web-страницы, содержащей конфиденциальное сообщение.

В качестве примера рассмотрим процесс обработки новых Web-страниц поисковыми системами в сети Internet. Для индексации страниц применяются специализированные программы - поисковые роботы [2]. Нет опубликованных данных о том, с какой частотой роботы выполняют опрос узлов и за какое время они находят новые серверы, так как эти сведения являются коммерческой тайной владельцев поисковых систем. Допустим, что вычислительные ресурсы злоумышленника позволяют ему использовать

собственный поисковый робот, который в случае обнаружения нового узла сети (сервера или сайта) включит его в список (индексирует) для последующей проверки на наличие обновлений.

Пусть на промежутке  $[0; \tau]$  с интенсивностью  $\lambda$  в сети размещается (публикуется) на короткое время  $\Delta t \ll \tau$  Web-страница (контейнер) с конфиденциальной информацией ( $\lambda$  – математическое ожидание числа появлений страницы в единицу времени). В силу стационарности, ординарности и отсутствия последствия можно считать, что появления в сети этого контейнера образуют пуассоновский поток с интенсивностью  $\lambda$ . Робот сканирует узел сети с периодом  $T \gg \Delta t$  за короткое время (близкое к нулю), и момент сканирования является случайной величиной, равномерно распределенной на интервале  $[0, \tau]$ . Требуется определить: с какой вероятностью робот обнаружит эту Web-страницу.

### Решение

Если мультимедиаcontainer может с равной вероятностью появляться в одном из  $m$  каналов стегосистемы, то это означает, что при многоканальной передаче информации интенсивность  $\lambda$  нужно разделить на  $m$ , то есть достаточно рассмотреть модель с одним каналом и интенсивностью  $\lambda/m$ .

Пусть  $X$  – случайная величина, равная числу появлений Web-страницы за время  $[0; \tau]$ . Согласно распределению Пуассона

$$P\{X = k\} = \frac{(\lambda\tau)^k}{k!} e^{-\lambda\tau}. \quad (1)$$

Обозначим через  $q_k$  вероятность события  $A$ , состоящего в обнаружении контейнера роботом при условии, что за время  $\tau$  контейнер появился (был размещен в сети)  $k$  раз. Тогда по формуле полной вероятности будем иметь:

$$P(A) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(\lambda\tau)^k}{k!} e^{-\lambda\tau} q_k. \quad (2)$$

Таким образом, задача сводится к отысканию величины  $q_k$ . Рассмотрим вначале частные случаи.

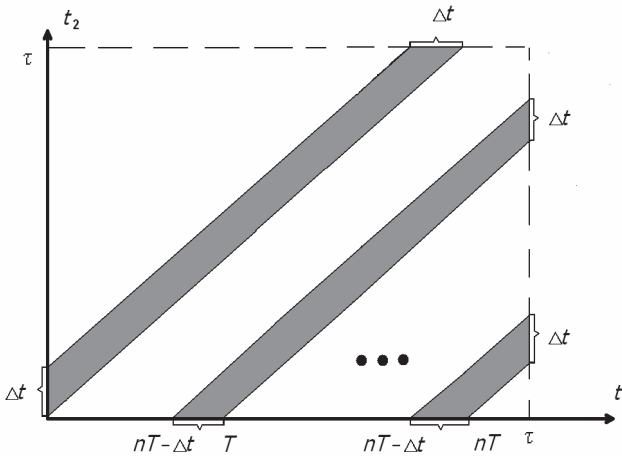


Рис. 1. Иллюстрация к определению вероятности при  $k = 1$

1. Контейнер размещается в сети за время наблюдения один раз ( $k = 1$ ). В этом случае отыскание  $q_1$  ведется из геометрического определения вероятности и иллюстрируется следующим рисунком.

Заштрихованные области соответствуют неравенствам:

$$\begin{aligned} 0 \leq t_2 - t_1 \leq \Delta t, \quad 0 \leq t - (t_1 - T) \leq \Delta t, \dots, \\ 0 \leq t_2 - (t_1 - nT) \leq \Delta t, \end{aligned}$$

где  $t_1$  – время появления контейнера в сети, а  $t_2$  – время первого захода робота на страницу. Здесь

$n = \left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor \leq \frac{\tau}{T}$  – число заходов робота на страницу за промежуток времени длительностью  $\tau$  (квадратные скобки означают взятие целой части числа).

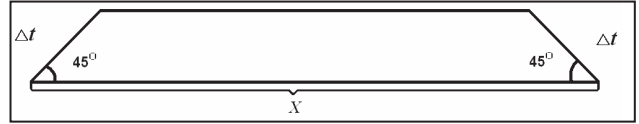


Рис. 2. Фрагмент предыдущей фигуры

Найдем площадь заштрихованной фигуры (см. рис. 2):

$$S_{\text{трап}} = \frac{2x - \Delta t\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\Delta t}{2} = x \frac{\Delta t}{\sqrt{2}} - \frac{1}{2}(\Delta t)^2.$$

Для заштрихованных трапеций стороны  $x$  определяются выражением:

$$x = \tau\sqrt{2}, (\tau - T + \Delta t)\sqrt{2}, \dots, (\tau - nT + \Delta t)\sqrt{2}.$$

Суммарная площадь заштрихованных фигур составляет:

$$\begin{aligned} S &= \Delta t(\tau + (\tau - T + \Delta t) + \dots + (\tau - nT + \Delta t)) - \frac{n+1}{2}(\Delta t)^2 = \\ &= ((n+1)\tau - \frac{n(n+1)}{2}T)\Delta t + n(\Delta t)^2 - \frac{n+1}{2}(\Delta t)^2 = \\ &= (n+1)(\tau - \frac{n}{2}T)\Delta t + \frac{n-1}{2}(\Delta t)^2. \end{aligned}$$

Отсюда

$$\begin{aligned} q_1 &= \frac{S}{\tau^2} = \frac{1}{\tau^2} (n+1)(\tau - \frac{n}{2}T)\Delta t + \frac{n-1}{2\tau^2}(\Delta t)^2 = \\ &= \frac{1}{\tau^2} \left( \left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor + 1 \right) \left( \tau - \left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor \frac{T}{2} \right) \Delta t + O((\Delta t)^2). \quad (3) \end{aligned}$$

2. Контейнер размещается в сети за время наблюдения два раза ( $k = 2$ ). Страница появляется дважды – в моменты времени  $t_{1,1}$  и  $t_{1,2}$ . Значит, площади, соответствующие первому и второму появлению, не будут пересекаться, если выполнено условие

$$|t_{1,2} - t_{1,1}| \geq \Delta t \pmod{T}. \quad (4)$$

В этом случае события обнаружения роботом первого и второго контейнера несовместны. При выполнении условия (4) мы получим, что  $q_2 = 2q_1$ . Найдем вероятность выполнения условия (4). Если моменты появления заявок распределены по равномерному закону с плотностью:

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{\tau}, & t \in [0, \tau]; \\ 0, & t \notin [0, \tau], \end{cases}$$

то случайная величина  $(-t_1)$  так же распределена по равномерному закону на интервале  $[0; \tau]$  с плотностью

$$\tilde{f}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\tau}, t \in [0, \tau] \\ 0, t \notin [0, \tau] \end{cases}.$$

Разность величин  $t_2 - t_1$  распределена на интервале  $[-\tau; \tau]$  с плотностью

$$\begin{aligned} \tilde{f}(t) &= (f * \tilde{f})(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \tilde{f}(t-x) dx = \int_0^\tau f(x) \tilde{f}(t-x) dx = \\ &= \frac{1}{\tau^2} \int_0^\tau f(t-x) dx = \frac{1}{\tau^2} \int_{t-\tau}^t \tilde{f}(u) du = \\ &= \frac{1}{\tau^2} \begin{cases} \tau - t, t \in [0, \tau] \\ \tau + t, t \in [-\tau, 0] \\ 0, t \notin [-\tau, \tau] \end{cases} = \frac{1}{\tau^2} \begin{cases} \tau - |t|, t \in [-\tau, \tau] \\ 0, t \notin [-\tau, \tau] \end{cases}. \end{aligned}$$

Поэтому (см. рис 3):

$$\begin{aligned} P\{|t_{1,2} - t_{1,1}| < \Delta t \pmod{T}\} &= \\ &= \int_{t \in [-\tau, \tau]; |t| < \Delta t \pmod{T}} \tilde{f}(t) dt = \\ &= 2 \left( \int_0^{\Delta t} \tilde{f}(t) dt + \int_{T-\Delta t}^{T+\Delta t} \tilde{f}(t) dt + \dots + \int_{nT-\Delta t}^{nT+\Delta t} \tilde{f}(t) dt \right) \leq \\ &\leq \frac{2}{\tau} n \Delta t \leq \frac{2}{T} \Delta t. \end{aligned}$$

Вероятность выполнения (4) будет не меньше, чем  $1 - \frac{2}{T} \Delta t$ . По формуле полной вероятности будем иметь:

$$\begin{aligned} q_2 &= P_{|t_{1,2} - t_{1,1}| \geq \Delta t \pmod{T}}(A) \cdot P(|t_{1,2} - t_{1,1}| \geq \\ &\geq \Delta t \pmod{T}) + P_{|t_{1,2} - t_{1,1}| < \Delta t \pmod{T}}(A) \cdot P(|t_{1,2} - t_{1,1}| < \\ &< \Delta t \pmod{T}) = \frac{2}{\tau^2} \left( \left[ \frac{\tau}{T} \right] + 1 \right) \left( \tau - \left[ \frac{\tau}{T} \right] \frac{T}{2} \right) \Delta t \\ &(1 - \frac{2}{T} \Delta t) + O((\Delta t)^2) = \frac{2}{\tau^2} \left( \left[ \frac{\tau}{T} \right] + 1 \right) \left( \tau - \left[ \frac{\tau}{T} \right] \frac{T}{2} \right) \Delta t + O((\Delta t)^2). \end{aligned}$$

Аналогично при произвольном  $k$  можно показать, что

$$q_k = \frac{k}{\tau^2} \left( \left[ \frac{\tau}{T} \right] + 1 \right) \left( \tau - \left[ \frac{\tau}{T} \right] \frac{T}{2} \right) \Delta t + O((\Delta t)^2). \quad (5)$$

Из формул (2) и (5) получаем решение нашей задачи в виде:

$$P(A) = \frac{\Delta t}{\tau^2} \left( \left[ \frac{\tau}{T} \right] + 1 \right) \left( \tau - \left[ \frac{\tau}{T} \right] \frac{T}{2} \right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(\lambda \tau)^k}{k!} e^{-\lambda \tau} k + O((\Delta t)^2),$$

или же

$$P(A) = \frac{\Delta t}{\tau^2} \left( \left[ \frac{\tau}{T} \right] + 1 \right) \left( \tau - \left[ \frac{\tau}{T} \right] \frac{T}{2} \right) \lambda \tau \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\lambda \tau)^k}{k!} e^{-\lambda \tau} + O((\Delta t)^2),$$

и, окончательно,

$$P(A) = \frac{1}{\tau} \left( \left[ \frac{\tau}{T} \right] + 1 \right) \left( \tau - \left[ \frac{\tau}{T} \right] \frac{T}{2} \right) \lambda \Delta t + O((\Delta t)^2). \quad (6)$$

При практическом применении формулы (6) слагаемое  $O((\Delta t)^2)$  отбрасывается, и мы получаем приближенную формулу [3]. Данная формула имеет высокую точность при малых  $\lambda \Delta t$ .

Для удобства расчетов за единицу времени можно выбрать сутки. Если положить  $\tau = 1$ , то, например, при условии, что Web-страница размещается в сети на время, равное трем минутам, будем иметь  $\Delta t = \frac{1}{20 \cdot 24} = \frac{1}{480}$ ,  $\lambda$  – среднее число появлений

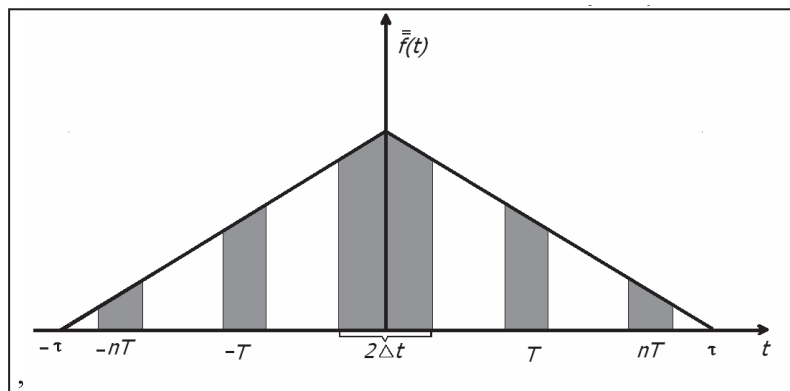


Рис. 3. Иллюстрация к определению вероятности при  $k = 2$

контейнеров в сутки,  $T$  – период захода робота на страницу, измеряемый в сутках, и формула (6) примет вид:

$$P(A) = \frac{\lambda}{480} \left( \left[ \frac{1}{T} \right] + 1 \right) \left( 1 - \left[ \frac{1}{T} \right] \frac{T}{2} \right). \quad (7)$$

Последняя формула при  $\lambda = 2$ ;  $T = 0,25$  дает значение вероятности обнаружения роботом размещенной в сети Web-страницы  $P(A) = 0,01$ .

Были произведены расчеты вероятности обнаружения контейнеров для различных периодов опроса роботом страницы, интенсивности ее демонстрации и продолжительности размещения страницы в сети. На рис. 4 представлен график зависимости вероятности обнаружения роботом страницы от числа ее появлений в сутки  $\lambda$  и времени демонстрации страницы  $\Delta t$ , при опросе роботом узла сети один раз в сутки.

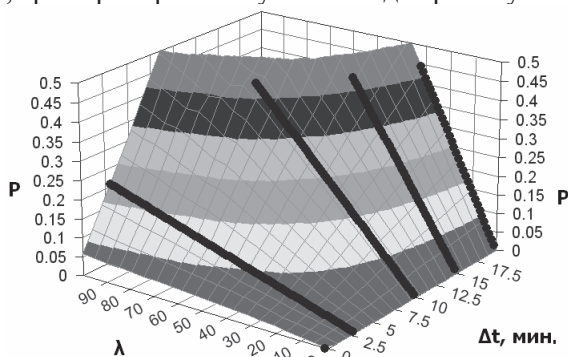


Рис. 4. Вероятность обнаружения контейнера при  $T = 1$  сутки

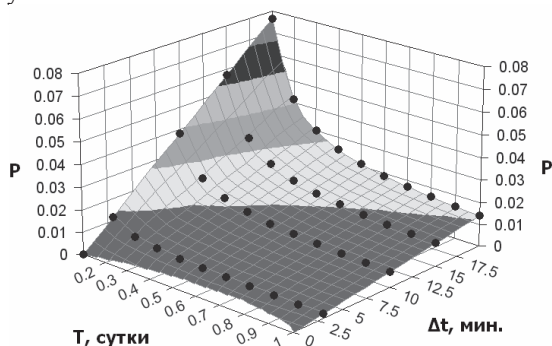


Рис. 5. Вероятность обнаружения контейнера при  $\lambda = 1$

На рис. 5 отображена зависимость вероятности обнаружения роботом контейнера при изменении длительности демонстрации страницы  $\Delta t$  и периода опроса роботом страницы  $T$ .

## PROBABILITY ASSESSMENT OF MULTIMEDIA CONTAINERS DETECTION DURING SPACE-TIME INFORMATION DIFFUSION

Alekseev A.P., Blatov I.A., Makarov M.I.

The article is dedicated to the probability assessment of various multimedia containers detection in telecommunications networks during space-time information diffusion.

**Keywords:** steganography, the search robot, space-time information diffusion.

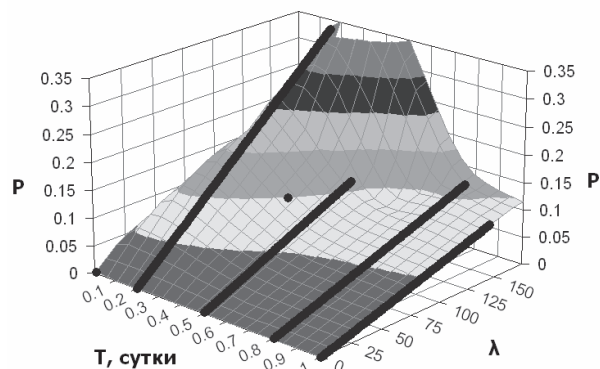


Рис. 6 Вероятность обнаружения контейнера при  $\Delta t = 1$  мин

На рис. 6 показано влияние на вероятность обнаружения контейнера интенсивности размещения страницы в сети и периодичности посещения роботом страницы.

Анализ полученных данных показывает, что для снижения вероятности обнаружения контейнера нужно уменьшать время демонстрации страницы и интенсивность его публикации.

Для снижения интенсивности демонстрации страницы предлагается применять многоканальную передачу, за счет чего можно уменьшать частоты появлений контейнеров в каждом канале.

### Выводы

Полученные результаты показали, что для уменьшения вероятности перехвата скрытно передаваемых данных следует снижать до минимума время нахождения контейнеров в сети и использовать множество каналов передачи данных, тем самым снижая частоту их демонстрации.

### Литература

1. Алексеев А.П., Макаров М.И. Принципы многоуровневой защиты информации // ИКТ. Т.10, №2, 2012. – С. 88-93.
2. Маннинг К., Рагхаван П., Шютце Х. Введение в информационный поиск.: Пер. с англ. М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2011. – 528 с.
3. Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления. М.: Физматлит, 1962. – 607 с.



Алексеев Александр Петрович, к.т.н., профессор Кафедры информатики и вычислительной техники (ИВТ) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. (8-846) 262-97-46. E-mail: ara2008@rambler.ru

Блатов Игорь Анатольевич, д.ф.-м.н., заведующий Кафедрой высшей математики ПГУТИ. Тел. (8-846) 926-21-43. E-mail: blатов@mail.ru

Макаров Максим Игоревич, старший преподаватель Кафедры ИВТ ПГУТИ. Тел. (8-846) 222-09-10. E-mail: moox700@gmail.com

## УПРАВЛЕНИЕ И ПОДГОТОВКА КАДРОВ ДЛЯ ОТРАСЛИ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ

УДК: 681.3.012

### МОДЕЛИ СОБЫТИЙНЫХ НЕДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ АВТОМАТОВ ДЛЯ ФОРМАЛЬНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ОСНОВНЫХ СВОЙСТВ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ ПРОЦЕССАМИ И РЕСУРСАМИ

*Бикташев Р.А., Вашкевич Н.П.*

В статье рассматриваются вопросы формального аналитического представления основных свойств систем управления параллельными процессами и ресурсами, которые должны быть положены в основу аналитического представления таких алгоритмов, чтобы обеспечивались основные требования к системам управления, определяющим их надежность и эффективность. Описание рассматриваемых свойств систем управления базируется на использовании моделей событийных недетерминированных автоматов (СНДА).

**Ключевые слова:** процессы, ресурсы, событийное управление, аналитическое представление алгоритмов, недетерминированные автоматы, системы управления.

#### Введение

Формальное аналитическое описание основных свойств систем управления необходимо, с одной стороны, для аналитического представления алгоритмов управления параллельными процессами и ресурсами, а с другой – для верификации таких алгоритмов. При этом основные свойства систем управления (СУ) должны быть такими, чтобы обеспечивалось выполнение основных характеристик таких систем, к числу которых относятся – надежность и эффективность систем. В связи с этим для реализации таких СУ и их верификации необходимо использовать математический аппарат, который, с одной стороны, обеспечивал бы формальное аналитическое представление сложных алгоритмов управления, а с другой – отличался бы простотой и компактностью.

В качестве такого математического аппарата в данной статье предлагается использовать модели событийных недетерминированных автоматов (СНДА),

которые обладают следующими достоинствами [1-2]: во-первых, модели СНДА отличаются значительной простотой и компактностью, так как описание свойств СУ выполняется не в терминах состояний недетерминированных автоматов (ДА), а в терминах частных событий, реализуемых в системах управления, учитывая при этом, что число таких частных событий  $m$  СНДА будет значительно меньше числа состояний  $M$  эквивалентного ему ДА, так как  $M \leq 2^m$ . Во-вторых, использование моделей СНДА предоставляет широкие возможности для описания сложных алгоритмов управления параллельными процессами и ресурсами, так как основой таких моделей является практически сеть, вершины которой отождествляются с некоторыми событиями, а дуги – соотношениями между этими событиями [1-4].

#### Основные свойства СУ параллельными процессами и ресурсами и их формальное описание, когда события в явном виде зависят от времени

Для увеличения производительности решения сложных вычислительных задач или задач промышленной автоматики такие задачи обычно разбиваются на параллельные ветви. В связи с этим возникает необходимость в реализации синхронизации взаимодействия таких параллельных ветвей (процессов) при обращении к общим критическим ресурсам или при обмене сообщениями. Для этой цели используются различные механизмы синхронизации процессов, к числу которых относятся критические интервалы, мониторы, кольцевые буферы, рандеву и др.

Для обеспечения надежности и эффективности таких СУ параллельными процессами и ресурсами к используемым механизмам синхронизации предъяв-

ляют необходимые требования, которые являются основой определения и реализации основных свойств таких систем [5-6]. В качестве примера рассмотрим, какими свойствами должны обладать события, реализующие управление параллельными процессами, при использовании механизмов критических интервалов и мониторов. К числу таких основных свойств относятся справедливость, достижимость, взаимоисключение и приоритетность событий, определяющих вход процессов в свой критический интервал или в монитор и нахождение в них.

События, определяющие вход  $i$ -го процесса в свой критический интервал  $(S_K^i)$  или в монитор  $(S_M^i)$ , можно представить таким образом [7]:

$$S_K^i(t+1) = S_{ВП,К}^i S_{ВЗ,К}^i S_{ПР,К}^i \vee \overline{S_K^i S_{НК}^i}; \quad (1)$$

$$S_M^i(t+1) = S_{ВП,М}^i S_{ВЗ,М}^i S_{ПР,М}^i \vee \overline{S_M^i S_{МН}^i S_{НМ}^i}. \quad (2)$$

В уравнениях (1)-(2) первая составляющая, представленная конъюнкцией событий, определяет вход  $i$ -го процесса в свой критический интервал (1) или монитор (2). Эти события и определяют отмеченные выше свойства, в том числе и свойства справедливости и достижимости, которые определяются событиями типа  $S_{ВП}^i$ . Эти события для используемых механизмов синхронизации должны быть представлены в следующем виде:

$$S_{ВП,К}^i(t+1) = \left( S_3^i \vee S_{ВП,К}^i \right) \overline{S_K^i}; \quad (3)$$

$$S_{ВП,М}^i(t+1) = \left( S_3^i \vee S_{ВП,М}^i \right) \overline{S_M^i S_{МН}^i}, \quad (4)$$

где  $S_{ВП,К}^i$  и  $S_{ВП,М}^i$  – события, свидетельствующие о восприятии заявки  $i$ -го процесса (событие  $S_3^i$ ) к общему критическому ресурсу и ее сохранение только в том случае, когда данный процесс не находится в своем критическом интервале (3) или в мониторе (4) соответственно. Это означает, что ни один процесс не будет бесконечно долго ждать входа в свой критический интервал или монитор.

Событие  $S_{МН}^i$  свидетельствует об отсутствии повторного входа в монитор  $i$ -го процесса, который ранее вышел из монитора не обслуженным. В данном случае это обеспечивает свойство справедливости для таких процессов.

Вторая составляющая уравнений (1)-(2), представленная конъюнкцией событий, определяет

время нахождения  $i$ -го процесса в своем критическом интервале (1) или монитора (2). В данном случае событие  $S_{НК}^i$  свидетельствует об окончании одноразовой операции  $i$ -го процесса с общим критическим ресурсом.

Событие  $S_{НМ}^i$  свидетельствует об окончании одноразовой операции  $i$ -го процесса с общим критическим ресурсом, если данный  $i$ -ый процесс не вышел из монитора не обслуженным  $\left( \overline{S_{МН}^i} \right) = 1$ . Свойство достижимости событий  $S_K^i$  и  $S_M^i$  обеспечивается наличием события типа  $S_{ВП}^i$ , которое является обязательным непосредственно предшествующим для таких событий. Необходимо отметить, что проверить наличие достижимости всех частных событий, реализуемых в СУ, можно путем построения прямой таблицы переходов (ППП) для этих событий по определенному правилу. Это правило заключается в том, что очередная строка ППП должна начинаться с представлением такого события, которое уже было отмечено в одной из предшествующих строк ППП [1-2].

Свойство взаимоисключения событий типа  $S_K^i$  и  $S_M^i$  обеспечивается входом в одно и то же время в критический интервал или монитор только одного  $i$ -го события из  $n$ -процессов. Это свойство формализуется следующими комбинационными событиями:

$$S_{ВЗ,К}^i(t+1) = \Lambda S_K^{-\alpha}; \quad (5)$$

( $\forall \alpha$ )[ $\alpha \neq i$ ]

$$S_{ВЗ,М}^i(t+1) = \Lambda S_M^{\alpha} \vee S_{МП}^{\alpha}. \quad (6)$$

( $\forall \alpha$ )[ $\alpha \neq i$ ]

Свойство наличие приоритетности процессов обеспечивает однозначность входа  $i$ -го процесса в свой критический интервал или монитор. Наличие приоритетности событий особенно необходимо в начальный период при обращении процессов к общему ресурсу, когда могут быть истинными все события типа  $S_{ВЗ}^i$  и  $S_{ВП}^i$ .

В качестве примера рассмотрим приоритетность  $i$ -го процесса для циклической дисциплины обслуживания  $S_{ПР}^i$  [6]. Это событие можно представить следующим выражением:

$$S_{ПР}^i(t+1) = S_{ПР}^i(0) \vee S_{ВП}^i S_T^i, \quad (7)$$

где  $S_{пр}^i(0)$  – представляет собой сокращенное обозначение комбинационного события, определяющего начальный приоритет обслуживания  $i$ -го процесса:

$$S_{пр}^i(0) = S_0 x_n S_{ВП}^i \bigwedge_{(\forall \alpha)[\alpha < i]} S_{ВП}^{-\alpha}; \quad (8)$$

$$S_0(t+1) = x_0 \vee S_0 x_n,$$

где  $x_n$  – сигнал СУ;  $x_0$  – сигнал приведения СУ в начальное состояние;  $S_T^i$  – сокращенное обозначение комбинационного события, определяющего приоритет  $i$ -го процесса при наличии воспринятой заявки в повторных циклах циклической дисциплины обслуживания;

$$S_T^i = \bigvee_{i=1}^n (S_{pk}^i \bigwedge_{(\forall \alpha)(\alpha > i)} S_{ВП}^{-\alpha}), \quad (9)$$

где  $S_{pk}^i$  – сокращенное обозначение события, определяющего выход  $i$ -го процесса из критического интервала или монитора после окончания процедуры обращения к разделяемым данным.

**Основные свойства систем управления параллельными процессами и ресурсами и их формальное описание, когда события не зависят в явном виде от времени**

В работе [8] рассматривается язык временной темпоральной логики, когда порядок событий в системе описывается без привлечения времени в явном виде. В данном разделе рассматриваются вопросы описания основных свойств таких систем на основе использования моделей СНДА.

В связи с этим будут показаны широкие возможности языка СНДА для описания сложных систем управления, когда события, представленные в таких системах, не зависят в явном виде от времени. К числу основных свойств таких событий согласно [8] относятся следующие: достижимости, достижимости в будущем «рано или поздно», инвариантности, условного ожидания и разблокировки.

Свойство достижимости «в следующий момент» ( $X$ ), означающее что любое событие  $S_j$  будет достижимо тогда, когда имеет место событие, непосредственно предшествующее ему, то есть такое свойство уже было рассмотрено при описании событий в (1)-(2).

Свойство «рано или поздно», или «когда-то в будущем» ( $F$ ). В данном случае таким свойством

будет обладать некоторое событие  $S_j$ , которое будет истинным только в том случае, когда станет истинным некоторое событие  $S_p$  (определяющее условие зарождения события  $S_j$ ), время наступления которого точно не определено.

Учитывая это обстоятельство, вводят вспомогательное событие  $S_r$ , которое для события  $S_j$  будет играть роль непосредственно предшествующего события. Тогда описания таких событий будут иметь вид

$$S_j(t+1) = S_r S_p \vee S_j S_{j,k}; \quad (10)$$

$$S_r(t+1) = (S_{r,3} \vee S_r) S_j,$$

где  $S_{r,3}$  – событие, определяющее зарождение события  $S_r$ ;  $S_{j,k}$  – событие, определяющее условие сохранения события  $S_j$ .

Свойством инвариантности, или «всегда, повсюду», ( $G$ ) будет обладать некоторое событие  $S_j$ , которое будет истинным всегда (повсюду) для всех  $n$ - непосредственно предшествующих событий  $(S_i)$  для события  $S_j$ , то есть событие  $S_j$  можно представить как

$$S_j(t+1) = \bigvee_{i=1}^n (S_i) S_{j,3} \vee S_j S_{j,k}, \quad (11)$$

где  $S_{j,3}$  – событие, определяющее условие зарождения события  $S_j$ .

Свойство условного ожидания, или «до тех пор, пока», ( $U$ ) – в данном случае таким свойством будет обладать некоторое событие  $S_j$ , которое не будет истинным долго – до тех пор, пока не будет истинным некоторое событие  $S_p$ . При этом каждое из  $n$  непосредственно предшествующих событий  $(S_r^i)$  (для события  $S_j$ ) после зарождения события  $S_j$  станет равным нулю ( $S_r^i = 0$ ), то есть каждое событие типа  $S_r$  тоже будет обладать отмеченным свойством «до тех пор, пока».

Учитывая это обстоятельство, события  $S_j$  и  $S_r$  будут иметь вид

$$S_r^i(t+1) = (S_{r,3}^i \vee S_r^i) S_p; \quad (12)$$

$$S_j(t+1) = \bigvee_{i=1}^n (S_r^i) S_p \vee S_j S_{j,k}.$$

Свойство разблокировки, «высвободить» ( $R$ ). В данном случае свойство «высвободить» отно-

сится к некоторому событию  $S_j$ , которое после зарождения будет существовать (то есть остается истинным) до тех пор, пока не зародится некоторое событие  $S_r$ , которое, в свою очередь, может никогда и не зародиться, если событие, реализующее его зарождение,  $S_p = 0$ . Учитывая это, описание событий  $S_j$  и  $S_r$  будут иметь вид

$$\begin{aligned} S_j(t+1) &= \left( S_i S_{j,3} \vee S_j \right) \overline{S_r} ; \\ S_r(t+1) &= S_j S_p \vee S_r S_{r,k} , \end{aligned} \quad (13)$$

где  $S_i$  – событие, являющееся непосредственно предшествующим событию  $S_j$ .

В заключение отметим, что полученные представления событий, реализуемых в вычислительных многопроцессорных системах или в системах управления объектами промышленной автоматики, в виде системы канонических уравнений (модель СНДА), естественно по шагам отражают алгоритмы работы преобразования информации, что позволяет осуществить переход к различным вариантам их реализации: аппаратно, программно или в виде их комбинаций и выполнить их верификацию путем моделирования на модели [8-10]. Работа выполнена в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 г.г. (соглашение № 14.В37.21.0597).

### Литература

1. Вашкевич Н.П., Бикташев Р.А. Достоинства формального языка, основанного на концепции недетерминизма, для функционального описания и преобразования алгоритмов логического управления процессами и ресурсами в параллельных системах обработки информации // Телекоммуникации. №1, 2011. – С. 18-26.

2. Вашкевич Н.П., Бикташев Р.А. Достоинства формального языка, основанного на концепции недетерминизма, для структурной реализации параллельных систем логического управления процессами и ресурсами // Известия ВУЗов. Поволжский регион. Технические науки. № 1, 2011. – С. 4-14.
3. Вашкевич Н.П. Недетерминированные автоматы в проектировании систем параллельной обработки. Пенза: Изд. ПГУ, 2004. – 280 с.
4. Игнатущенко В.В. Организация структур управляющих многопроцессорных вычислительных систем. М: Энергоатомиздат, 1984. – 184 с.
5. Таненбаум Э. Современные операционные системы. СПб: Питер, 2002. – 1040 с.
6. Вашкевич Н.П., Бикташев Р.А., Гурин Е.И. Аппаратная реализация функций синхронизации параллельных процессов при обращении к разделяемому ресурсу на основе ПЛИС // Известия ВУЗов. Поволжский регион. Технические науки. № 2, 2007. – С. 3-12.
7. Вашкевич Н.П., Волчихин В.И., Бикташев Р.А. Формализация алгоритма управления взаимодействующими параллельными процессами в задаче «производители-потребители» с использованием механизма мониторов // Вопросы радиоэлектроники. Серия ЭВТ, 2010. – С. 3-15.
8. Кларк Э.М., Грамберг О., Пелед Д. Верификация моделей программы: Model Checking . Пер. с англ. М.: МЦНМО, 2002. – 416 с.
9. Вашкевич Н.П., Бикташев Р.А., Меркурьев А.И. Аппаратная поддержка диспетчера задач с глобальной очередью в многопроцессорных системах // Известия ВУЗов. Поволжский регион. Технические науки. №3, 2011. – С. 3-14.
10. Вашкевич Н.П., Волчихин В.И., Бикташев Р.А. Планировщик задач с аппаратной поддержкой для многопроцессорных систем // Известия ВУЗов. Поволжский регион. Технические науки. №1, 2012. – С. 12-21.

## NONDETERMINISTIC AUTOMATA MODELES FOR FORMAL PRESENTATION OF THE BASIC PROPERTIES OF THE CONTROL SYSTEMS OF PARALLEL PROCESSES AND RESOURCES

Vashkevich N.P., Biktashev R.A.

The article deals with the formal presentation of the basic analytical properties of the systems that control the parallel processes and resources. These views should be the basis for an analytic representation of these algorithms to provide the basic requirements for control systems that determine their reliability and efficiency. Description of properties of control systems is based on the use of event models of nondeterministic automata (SNDA).

**Keywords:** processes, resources, event control, analytical representation of algorithms, nondeterministic automata, control systems.

Бикташев Равиль Айнулович, к.т.н., профессор Кафедры вычислительной техники (ВТ) Пензенского государственного университета (ПГУ). Тел. 8-812-36-82-27. E-mail: rabiktashev@mail.ru.

Вашкевич Николай Петрович, д.т.н., профессор Кафедры ВТ ПГУ. Тел. 8-812-36-82-27. E-mail: vt@pnzgu.ru.