

ISSN 1818-0442

Доклады ТУСУРа. №3(29), 2013

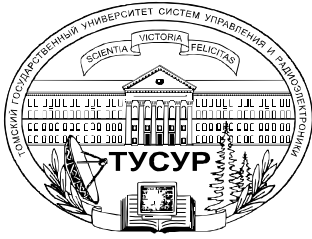
# ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета  
систем управления и радиоэлектроники

3(29) • 2013



9 1818 0442 02007



Министерство образования и науки Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ  
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

**3(29) • сентябрь 2013**

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

**ISSN 1818-0442**

**Гл. редактор:**  
Ю.А. Шурыгин

**Зам. гл. редактора:**  
А.В. Кобзев  
А.А. Шелупанов

**Редакционный совет:**  
Л.А. Боков  
А.Г. Буймов  
Ю.П. Ехлаков  
А.М. Кориков  
Е.М. Окс  
И.Н. Пустынский  
В.Н. Татаринов  
С.М. Шандаров  
Г.С. Шарыгин

**Ответственный секретарь:**  
В.Н. Масленников

**Адрес редакции:**

634050, г. Томск,  
пр. Ленина, 40, ТУСУР,  
тел. (382-2) 51-22-43

Свидетельство  
о регистрации МНС РФ  
1027000867068  
от 13 октября 2004 г.

Подписной индекс 20648  
в каталоге Агентства

«Роспечать»: газеты и журналы

**Издательство  
Томского государственного  
университета систем управления  
и радиоэлектроники**  
634050, Томск, пр. Ленина, 40,  
тел. (3822) 51-21-21

Оригинал-макет выпуска подготовлен  
и отпечатан тираж  
в ООО «Издательство В-Спектр»  
Техн. редактор В.М. Бочкарева  
Корректор В.Г. Лихачева

Подписано в печать 20.09.2013.  
Формат 60×84 1/8.  
Усл. печ. л. 13,1  
Тираж 500. Заказ 41.

**Содержание**

**ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,  
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

<b>Абраменко А.Ю., Гошин Г.Г.</b> Структура универсального генератора сигналов .....	5
<b>Аникин А.С., Артемов А.В., Корниенко В.Г., Лебедев В.Ю.</b> Методика экспериментальной оценки девиации Аллана высокостабильных атомных стандартов с использованием цифрового осциллографа .....	10
<b>Громов В.А., Аникин А.С.</b> Оценка мгновенного угла эллиптичности сигналов РЛС кругового обзора на закрытой наземной трассе в X-диапазоне .....	17
<b>Куприц В.Ю., Мещеряков А.А., Шарыгин Г.С.</b> Моделирование характеристик направленности антенных решеток с элементами Вивальди на наземных трассах .....	24
<b>Красненко Н.П., Раков А.С., Раков Д.С., Сандуков Ц.Д.</b> Приземное распространение звуковых волн в пределах прямой видимости .....	29
<b>Лайко К.А., Филимонова Ю.О.</b> Амплитудный синтез диаграмм направленности антенных решеток с минимальным уровнем первого лепестка и контролируемым спадом последующих .....	33
<b>Назаров М.А., Семенов Э.В.</b> Абсолютная калибровка сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик цепей .....	38
<b>Першин А.С.</b> Методы пространственной фильтрации помех .....	43
<b>Убайчин А.В.</b> Печатная антенна для измерения глубинной температуры биологических объектов аппликационным радиометрическим СВЧ-методом .....	47
<b>Красненко Н.П., Раков А.С., Раков Д.С., Шендрик Д.А.</b> Акустическая антенная решетка с электронным управлением лучом диаграммы направленности .....	53
<b>Баховцев И.А.</b> Анализ выходных характеристик однофазного инвертора напряжения с гистерезисным управлением .....	58
<b>Рубанович М.Г., Александров Н.В., Манусов В.З., Хрусталеv В.А.</b> Электромагнитное моделирование пленочного резистора .....	63

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА  
И ИНФОРМАТИКА**

<b>Сабанов А.Г.</b> Концепция моделирования процессов аутентификации .....	71
<b>Силич В.А., Силич М.П., Аксёнов С.В.</b> Алгоритм построения нечеткой системы логического вывода Мамдани, основанный на анализе плотности обучающих примеров .....	76
<b>Ехлаков Ю.П., Тарасенко В.Ф., Жуковский О.И., Сенченко П.В., Гриценко Ю.Б.</b> Цветные сети Петри в моделировании социально-экономических систем .....	83
<b>Пономарев О.Г., Шарабайко М.П.</b> Эффективность адаптивной нелинейной постфильтрации в системе кодирования цифровых видеоданных стандарта HEVC .....	93

<b>Лемешко А.В., Вавенко Т.В.</b> Разработка и исследование потоковой модели адаптивной маршрутизации в программно-конфигурируемых сетях с балансировкой нагрузки .....	100
<b>Моисеев А.Н., Назаров А.А.</b> Асимптотический анализ высокоинтенсивного полумарковского потока событий .....	109
<b>Кобрин А.В., Тур Б.С.</b> Оценка сетевой задержки в IP-технологии с помощью робастного фильтра Калмана .....	116
<b>Ехлаков Ю.П.</b> Классификация и описание рискообразующих факторов при создании программных продуктов .....	124
<b>Хусаинов А.Ф.</b> Программный комплекс для анализа речи (на примере распознавания фоном татарского языка) .....	129
<b>Шельмина Е.А.</b> Применение технологий параллельного программирования для решения обратных задач переноса примеси в атмосферном воздухе .....	134
<b>Шумская А.О.</b> Оценка эффективности метрик расстояния Евклида и расстояния Махаланобиса в задачах идентификации происхождения текста.....	141
<b>Янченко Е.А., Хабибулина Н.Ю.</b> Оценка перспективности концепции рыночного программного продукта .....	146
<b>Захарова А.А., Телипенко Е.В.</b> Интегральный показатель оценки выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия.....	152
<b>Аширбакиев Р.И., Салов В.К.</b> Адаптивный итерационный выбор оптимальной сегментации границ проводников и диэлектриков в задачах электростатики .....	159
<b>Салов В.К., Газизов Т.Р.</b> Моделирование микрополосковой линии с полигонами .....	162
<b>Суровцев Р.С.</b> Методика предварительного моделирования целостности сигналов в межсоединениях печатных плат бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата в системе TALGAT .....	165
<b>Карабан В.М., Сухоруков М.П., Морозов Е.А.</b> Математические модели многослойных печатных плат для теплового моделирования электронных устройств и систем .....	170
<b>Попов А.С.</b> Оценка уровня помехоустойчивости одночастотных систем цифрового эфирного телевизионного вещания.....	175

#### **Работа над ошибками:**

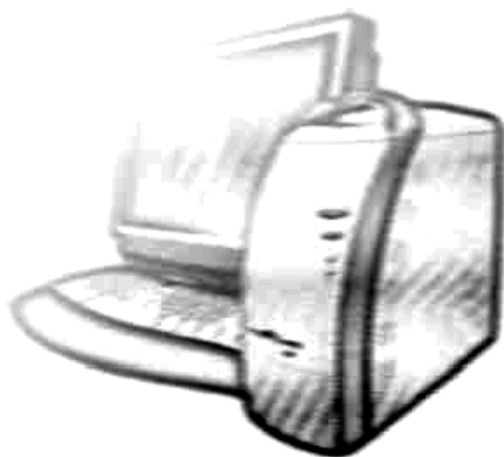
Уважаемые читатели, в прошлом номере журнала по вине тех. редактора были допущены ошибки:

На первой странице, 5-я строка сверху: вместо «**2(22) • июнь 2013**» следует читать «**2(28) • июнь 2013**»

На второй странице, в нижнем колонтитуле вместо «*Доклады ТУСУРа, № 1 (27), март 2013*»

следует читать «*Доклады ТУСУРа, № 2 (28), июнь 2013*».

**ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,  
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**





разработка новых и улучшение существующих методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) применительно к задаче формирования сигналов, реализация ГМС на современной элементной базе.

**Выбор оптимальной архитектуры ГМС.** ГМС строится по архитектуре прямого цифрового синтеза. В основе технологии лежит возможность «сколь угодно точного восстановления мгновенных значений сигнала с ограниченным спектром, исходя из отсчетных значений, взятых через равный промежуток времени» (теорема Котельникова). Важнейшей характеристикой цифрового сигнала является частота дискретизации. Частота дискретизации сигнала определяет его полосу, а для системы цифровой связи частота дискретизации обычно кратна скорости передачи данных. Учитывая различные скорости передачи данных различных стандартов связи, очевидно, что в ГМС необходимо обеспечить возможность изменения частоты дискретизации в широком диапазоне частот.

Рассмотрим несколько вариантов решения поставленной задачи.

*Первый вариант.* Изменение частоты дискретизации сигнала за счет изменения частоты тактирования ЦАП и блока ФЦС (рис. 2, а). В данном случае необходимо в качестве тактового генератора для ЦАП и ФЦС использовать перестраиваемый синтезатор с диапазоном перестройки от единиц килогерц до сотен мегагерц с шагом в 0,1 Гц, что существенно усложняет его структуру. Такой синтезатор либо стоит дорого, либо обладает плохими фазовыми шумами. С другой стороны, изменение тактовой частоты ЦАП потребует использования набора восстанавливающих фильтров, и чем больше диапазон изменения тактовой частоты, тем больше восстанавливающих фильтров должно быть.

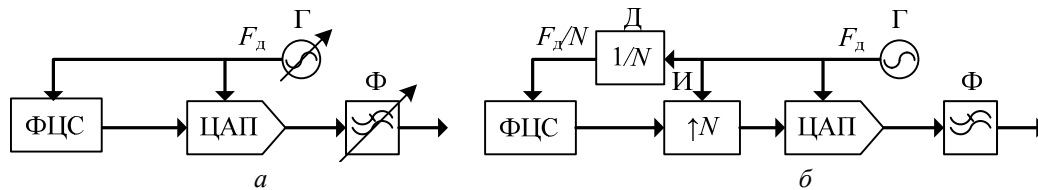


Рис. 2. Структурная схема ГМС: Г – генератор тактовой частоты; Ф – восстанавливающий фильтр; Д – делитель частоты; И – интерполирующий фильтр; ФЦС – блок формирования цифровых сигналов

*Второй вариант.* Использование фиксированной частоты тактирования ЦАП и необходимой частоты дискретизации ФЦС с последующим повышением частоты дискретизации до частоты тактирования ЦАП (рис. 2, б). В терминах ЦОС такая операция называется интерполяцией. Цифровая схема изменения частоты дискретизации позволяет получить гарантированно повторяющиеся параметры сигнала благодаря одному-единственному восстанавливающему фильтру с единственными АЧХ и ФЧХ. Фиксированная частота тактирования ЦАП позволяет использовать простой генератор тактовой частоты с низким уровнем фазовых шумов. Изменение частоты дискретизации с рациональным множителем может проводиться на ПЛИС, в которой реализовано формирование цифровых сигналов, при помощи известного или нового алгоритма интерполяции.

**Выбор ЦАП.** Цифроаналоговый преобразователь во многом определяет характеристики формируемого сигнала, такие как динамический диапазон по уровню мощности, динамический диапазон, свободный от гармоник (SFDR), уровень фазовых шумов, максимальная полоса формируемого сигнала.

Основными критериями выбора ЦАП являются разрядность и частота дискретизации. Широко используются ЦАП разрядностью 16 бит, что позволяет получить сигнал с динамическим диапазоном по уровню мощности 96 дБ и максимальным динамическим диапазоном, свободным от гармоник. Современные высокоскоростные ЦАП способны тактироваться от частоты в несколько гигагерц и, используя встроенные алгоритмы интерполяции в 2, 4 или 8 раз, обеспечивать избыточную дискретизацию сигнала с уменьшением требований на восстанавливающий фильтр. Интерполирующий ЦАП с частотой тактирования в 1 ГГц может принимать данные с частотой дискретизации в 250 МГц с последующим её повышением в 4 раза до 1 ГГц. Тогда ФНЧ на выходе ЦАП должен подавить сигнал не в районе 250 МГц, а в районе 1 ГГц, что позволяет уменьшить разрядность фильтра и улучшить уровень подавления зеркального сигнала за счет увеличения зоны перехода фильтра. Помимо уровня подавления сигнала на частоте дискретизации, на восстанавливающий фильтр накладываются требования минимальной неравномерности АЧХ и постоянной групповой задержки в полосе пропускания.

**Выбор и реализация алгоритма интерполяции сигналов.** Изменение частоты дискретизации сигналов с рациональным множителем является важной задачей для многих применений в ЦОС. В классической литературе решение поставленной задачи сводится к комбинации прореживания и интерполяции [2]. Действительно, для изменения частоты дискретизации в 12/13 раз необходимо интерполировать сигнал в 12 раз и проредить в 13. Учитывая, что современные алгоритмы ЦОС работают в масштабе реального времени, такое решение может оказаться экономически невыгодным либо неосуществимым из-за требуемой высокой частоты дискретизации на промежуточном этапе. Частным решением может стать многоступенчатое прореживание и интерполирование [2], но его разумно применять при интерполяции с фиксированным множителем.

В последние годы получили распространение алгоритмы полиномиальной интерполяции [3], где в реальном времени по определенному количеству временных отсчетов определяются коэффициенты полинома, описывающие исходный сигнал. Уже по найденному полиному рассчитываются значения функции в заданные моменты времени. Сигнал на выходе подобного интерполирующего фильтра записывается в виде полинома степени  $N$ :

$$f(x) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \times x^n, \tag{2}$$

где  $a_n$  – рассчитываемые коэффициенты полинома;  $x^n$  – безразмерная переменная времени.

Эффективность алгоритма интерполяции оценивается по достоверности восстановленной функции, качественной оценкой которой является отношение уровня мощности к уровню шумов на выходе интерполирующего фильтра. К примеру, для интерполяции с использованием полинома Лагранжа 5-го порядка это значение составляет около 35 дБ [3]. К задаче интерполяции могут применяться полиномы различного порядка. Очевидно, что чем больше порядок полинома, тем лучше будет результат и тем больше операций умножения, суммирования и вычитания необходимо выполнять. В решении реальных задач необходимо найти компромисс между эффективностью алгоритма интерполяции и затрачиваемыми ресурсами на его реализацию. Применительно к полиномиальной интерполяции эта задача сводится к нахождению коэффициентов полинома, позволяющих получить наименьший уровень шумов при наименьшем порядке полинома.

В статье [3] приведен алгоритм «оптимальной» интерполяции и показано его преимущество над иными алгоритмами полиномиальной интерполяцией (Лагранжа, B-spline и др.). Можно ли использовать алгоритм «оптимальной» интерполяции для задачи интерполяции с рациональным множителем в ПЛИС? В статье [4] проведен подробный анализ алгоритма для реализации интерполяции с рациональным множителем в ПЛИС и сделаны выводы о целесообразности его использования. При использовании избыточной дискретизации в 2 раза алгоритм «оптимальной» интерполяции обладает единственным недостатком: необходимость коррекции АЧХ. С целью коррекции АЧХ может использоваться дополнительный корректирующий цифровой фильтр либо объединенный фильтр коррекции АЧХ и интерполяции в 2 раза (рис. 3).

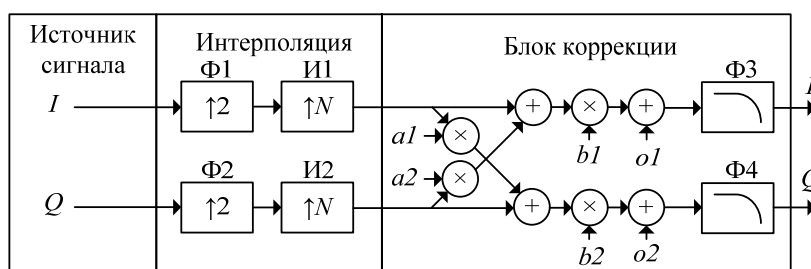


Рис. 3. Структурная схема цифрового тракта:  $\Phi 1, \Phi 2$  – фильтры интерполяции в два раза;  $I1, I2$  – интерполяция с рациональным множителем  $N$ ;  $\Phi 3, \Phi 4$  – фильтры коррекции АЧХ аналогового тракта

Применение избыточной дискретизации в 2 раза и алгоритма «оптимальной» интерполяции 5-го порядка позволяет получить высокую эффективность изменения частоты дискретизации. Так, удалось получить отношение уровня сигнала к уровню шумов более 90 дБ в полосе 0,4 от частоты дискретизации. Корректирующий и интерполирующий фильтры подобраны так, что неравномерность АЧХ в полосе пропускания составляет менее 0,02 дБ. Благодаря использованию алгоритма «оптимальной» интерполяции стало возможным изменять частоту дискретизации исходного сигнала

в диапазоне от 1 кГц до 125 МГц с шагом в 0,1 Гц; нижняя частота ограничена из разумных предположений, верхняя частота – скоростью обработки сигналов используемой ПЛИС.

**Коррекция искажений.** Применение метода непосредственно модуляции на ВЧ с использованием комплексных модулирующих сигналов требует наличия дополнительных схем коррекции амплитуды и фазы. В статье [5] показаны основные причины появления дисбалансов квадратурных составляющих и дано их описание.

Выделяют следующие виды дисбалансов:

- дисбаланс амплитуды – отличие максимальных уровней синфазной и квадратурной составляющих на входе сумматора квадратурного модулятора (см. рис. 1) при одинаковом входном сигнале;
- дисбаланс фазы – отличие фазы синфазной и квадратурной составляющих на входе сумматора квадратурного модулятора от 90 градусов (см. рис. 1) при одинаковом входном сигнале;
- просачивание несущей частоты – остаточный уровень несущего сигнала при отсутствии входного сигнала на  $I$  и  $Q$  входах квадратурного модулятора.

Наличие дисбаланса амплитуды и фазы приводит к недостаточному подавлению зеркального канала относительно несущей частоты и увеличению уровня модуля вектора ошибки. Так, для значения подавления зеркального канала в 40 дБ уровень модуля вектора ошибки составляет около 1% при минимальном уровне шумов. В ВГС необходимо обеспечивать минимальный уровень модуля вектора ошибки. В формуле (3) приведена матрица коррекции или внесения ошибок (в зависимости от задачи) в тракт синфазной и квадратурной составляющих. Реализация алгоритма из формулы (3) позволит компенсировать дисбаланс амплитуды, фазы и просачивание несущей. Отметим, что просачивание несущего сигнала можно компенсировать, внося постоянное смещение в тракт синфазной и квадратурной составляющей сигнала.

$$\begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ \sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} k1 \\ k2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} o1 \\ o2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & a2 \\ a1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} b1 \\ b2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} o1 \\ o2 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где  $\varphi$  – значение дисбаланса фазы;  $k = k1/k2$  – значение дисбаланса амплитуды;  $o1, o2$  – постоянные смещения напряжений в синфазном и квадратурном каналах;  $a1, a2, b1, b2$  – преобразованные для удобства отображения коэффициенты дисбаланса фазы и амплитуды (см. рис. 3).

Заметим, что недостаточно использовать только алгоритм компенсации дисбаланса для получения минимального уровня вектора ошибки; необходимо также использовать эффективный метод поиска корректирующих коэффициентов из формулы (3).

Аналоговому тракту, как ГМС, так и высокочастотному на выходе КАМ, свойственна неравномерность АЧХ, которую также необходимо корректировать. Использование цифрового фильтра с предварительно рассчитанной корректирующей характеристикой позволяет компенсировать неравномерность АЧХ (см. рис. 3).

**Источник модулирующих сигналов.** Источник модулирующих сигналов может быть любым, в чем и заключается универсальность ГМС. В качестве источника модулирующих сигналов могут выступать временные отсчеты, предварительно рассчитанные на ПК и записанные в память или же рассчитываемые в масштабе реального времени согласно существующим стандартам цифровой связи или видам цифровой модуляции. Описанная схема изменения частоты дискретизации позволяет задать необходимую частоту дискретизации для источника модулирующих сигналов, а использование ПЛИС позволит динамически изменять схему работы источника модулирующих сигналов.

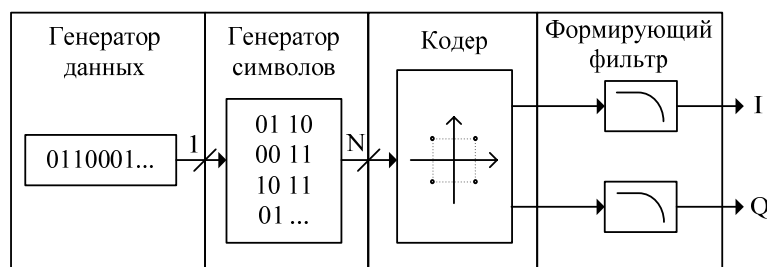


Рис. 4. Структурная схема одной из реализаций источника модулирующих сигналов

К примеру, на рис. 4 приведена схема реализации квадратурно-амплитудной модуляции ( $QAM$ ), которая требует наличия следующих конструктивных блоков:



- генератор последовательности данных – формирует поток битов. В качестве потока битов могут выступать стандартные псевдослучайные последовательности (ПСЦП): PN9, PN11 и т.д., поток битов из памяти либо поток битов, формирующийся в масштабе реального времени;
- генератор символов – преобразует поток битов в поток символов;
- кодер – преобразует поток символов в последовательность временных отсчетов  $I$  и  $Q$  сигналов;
- формирующий фильтр – фильтр, формирующий полосу сигнала в соответствии с заданной характеристикой. К примеру, может использоваться фильтр с характеристикой Гаусса или Найквиста.

**Заключение.** Приведенная структура универсального генератора модулирующих сигналов реализована на предприятии «ЗАО «НПФ Микран»» в рамках разработки векторного генератора сигналов. Для задачи интерполяции сигнала с рациональным множителем впервые использовался алгоритм «оптимальной» интерполяции с избыточной дискретизацией в 2 раза, что сделало возможным изменение частоты дискретизации от 1 кГц до 125 МГц с шагом в 0,1 Гц с высоким отношением уровня сигнала к уровню шумов (более 90 дБ). Дополнительный блок коррекции АЧХ аналогового тракта и квадратурного дисбаланса позволяет получить минимальный модуль вектора ошибки.

Работа выполнена по договору № 02.G25.31.0091 от 25.05.2013 между ЗАО «НПФ «Микран» и Минобразования РФ, выполняемому в рамках Постановления Правительства РФ № 218.

#### *Литература*

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1988. – 448 с.
2. Оппенгейм А. Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шафер. – 3-е изд., испр. – М: Техносфера, 2012. – 1048 с.
3. Niemitalo O. Polynomial Interpolators for High-Quality Resampling of Oversampled Audio [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://yehar.com/blog/wp-content/uploads/2009/08/deip.pdf>, свободный (дата обращения: 30.08.2013).
4. Абраменко А.Ю. Исследование алгоритма оптимальной интерполяции и его аппаратно-программная реализация на ПЛИС // Электронные средства и системы управления: матер. докл. Междунар. науч.-техн. конф. Томск, 8–10 ноября 2012 г.: в 2 ч. Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2012. – С. 9–14.
5. Джан И. Баланс квадратурных составляющих и подавления зеркального канала в беспроводных передатчиках // Беспроводные технологии. – 2011. – № 1. – С. 58–62.

---

#### **Абраменко Александр Юрьевич**

Аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники ТУСУРа  
Тел.: 8-960-979-13-42  
Эл. почта: abramenkoay@gmail.com

#### **Гошин Геннадий Георгиевич**

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 70-15-18  
Эл. почта: goshingg@svch.tusur.ru

Abramenko A.Yu., Goshin G.G.

#### **Structure of versatile signal generator**

The article considers the structure of a versatile signal generator for use in the vector signal generator. The description of the hardware and digital signal processing techniques for generation of in-phase and quadrature signal components of different standards of digital communication.

**Keywords:** versatile signal generator, vector signal generator, quadrature modulator, digital signal processing.

УДК 621.317.08

А.С. Аникин, А.В. Артемов, В.Г. Корниенко, В.Ю. Лебедев

## Методика экспериментальной оценки девиации Аллана высокостабильных атомных стандартов с использованием цифрового осциллографа

Представлены методика и результаты экспериментальной оценки девиации Аллана высокостабильных атомных стандартов во временной области с использованием многоканального цифрового осциллографа Lecroy Wave Surfer.

**Ключевые слова:** девиация Аллана, стандарт частоты, методика, нестабильность генераторов.

Главными характеристиками высокостабильных атомных стандартов частоты являются точность воспроизведения опорных частот и их временная нестабильность, значения которых обычно приводятся в технических условиях на генераторы. В качестве меры временной нестабильности частот используется вариация Аллана, представляющая собой оценку дисперсии мгновенной относительной частоты, полученной путем анализа нестабильности относительных задержек сигналов опорного и поверяемого генераторов, алгоритмы расчета которой широко известны [1]. Оценка долговременных вариаций Аллана проводится с использованием измерителя интервалов времени, измеряющего флуктуации временного промежутка между выходными сигналами генераторов, например, метками «1 секунда», обычно имеющимися на выходе стандартов [2]. В настоящее время в практику радиотехнических измерений вошли многоканальные цифровые осциллографы с высоким разрешением по амплитуде и времени, позволяющие как регистрировать входные сигналы в виде массивов оцифрованных данных, так и выполнять расчёты их параметров методами цифровой обработки.

Целью настоящего сообщения является рассмотрение методики оценки параметров атомных стандартов с использованием многоканального цифрового осциллографа на примере её использования для оценки параметров пяти рубидиевых стандартов частоты FE-5680A [2].

**Методика измерений стабильности частоты рубидиевых стандартов** основана на одновременной оцифровке выходных синусоидальных сигналов исследуемых стандартов с помощью многоканального цифрового осциллографа и функциональной связи разности фаз сигналов  $\Delta\varphi_{ij}$  (где  $i=1\dots5$ ,  $j=1\dots5$ ,  $i \neq j$  – порядковые номера исследуемых генераторов) и их взаимной временной задержки  $\Delta\tau_{ij}$  по формуле

$$\Delta\varphi_{ij} = 2\pi f_0 \Delta\tau_{ij}, \quad (1)$$

где  $f_0 = 10$  МГц – частота сигналов исследуемых стандартов.

По результатам оцифровки сигналов в виде первичных массивов вычисляется разность фаз  $\Delta\varphi_{ij}$  между сигналами исследуемых стандартов и рассчитывается взаимная задержка сигналов  $\Delta\tau_{ij}$ . После дополнительной обработки (ликвидации неоднозначности и учета разности частот генераторов) по всей совокупности оценок задержек, измеренных с интервалом 1 с, определяют девиацию Аллана по формуле [2]

$$\sigma_{ij}^2(\tau) = \frac{1}{2 \cdot p \cdot (n\tau_0)^2} \cdot \sum_{k=1}^p \left[ \Delta\tau_{ij}(t_{n(k+1)-1}) - 2 \cdot \Delta\tau_{ij}(t_{nk+1}) + \Delta\tau_{ij}(t_{n(k-1)+1}) \right]^2, \quad (2)$$

где  $\Delta\tau_{ij}(t_{n(k+1)-1})$ ,  $\Delta\tau_{ij}(t_{nk+1})$ ,  $\Delta\tau_{ij}(t_{n(k-1)+1})$  – отсчеты взаимных задержек сигналов в моменты времени  $t_{n(k+1)-1}$ ,  $t_{nk+1}$ ,  $t_{n(k-1)+1}$ ;  $p = \left[ \frac{N}{n} \right] - 1$ ,  $N = M/4$  – количество используемых при расчетах отсчетов временного ряда  $\Delta\tau_{ij}(t_k)$ ;  $M$  – общее число отсчетов временного ряда;  $\tau = n \cdot \tau_0$ ,  $\tau_0 = 1$  с – основной измерительный интервал;  $n$  – положительное число.

Схема измерения разности фаз, представленная на рис. 1, содержит четырехканальный цифровой осциллограф Lecroy Wave Surfer, управляющую ЭВМ, источник питания, термостат, опорный рубидиевый генератор FS725, пять исследуемых рубидиевых стандартов FE-5680A. В ходе измерений все стандарты FE-5680A размещались в термостате, причем два рубидиевых стандарта (3 и 4) были подключены постоянно к входам 3 и 4 осциллографа, а три стандарта (1, 2 и 5) в ходе измерений подключались к входу 2 осциллографа поочередно. Выходные сигналы всех стандартов имели среднеквадратическое значение выходного синусоидального сигнала  $U_0 = 0,5$  В частотой  $f_0 = 10$  МГц, частоты отдельных генераторов предварительно не были сведены к номинальному значению. Кроме того, с опорного рубидиевого стандарта FS725 на вход внешней синхронизации осциллографа подавался импульсный сигнал метки «1 секунда». Управляющая ЭВМ была связана с цифровым осциллографом по сети Ethernet и управляла процессами регистрации и обработки. Термостат, опорный рубидиевый генератор FS725 и осциллограф питались от сети переменного тока напряжением 220 В. Исследуемые рубидиевые стандарты FE-5680A питались постоянным напряжением 15 В от лабораторного источника питания. В термостате программно установленная температура среды поддерживалась с погрешностью  $\pm 0,5$  °С. В качестве датчика температуры использовался электронный термометр ЛТ-300 фирмы «Термэкс» [3]. Всего в термостате были установлены четыре значения температуры, а именно,  $-5$ ,  $0$ ,  $+10$  и  $+20$  °С. Продолжительность измерений при каждой температуре внутри термостата составляла одни сутки (86400 с).

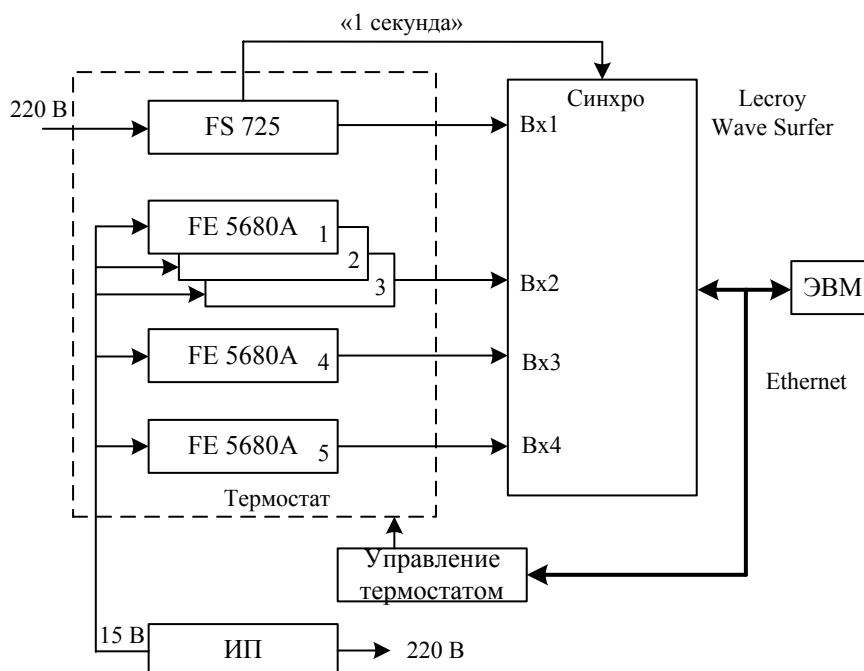


Рис. 1. Экспериментальная установка для изучения стабильности рубидиевых генераторов

**Длительности измерения разности фаз  $t_{\text{изм}}$  для получения требуемой точности оценки вариации Аллана.** Под влиянием шумов в канале измерения возникает ошибка измерения разности фаз, величина которой обратнопропорциональна отношению сигнал/шум  $\sigma_{\Delta\phi_{\text{ш}}} = \frac{1}{q_{\text{с/ш}}}$ . При внутреннем шуме измерительного канала  $\sigma_{U_{\text{ш}}} = 24$  мВ (паспортные данные осциллографа) отношение сигнал/шум составит примерно  $q_{\text{с/ш}} = \frac{U_0}{u_{\text{ш}}} = 0,5/0,024 = 20,83$  и соответственно погрешность одного измерения  $\sigma_{\Delta\phi_{\text{ш}}} = \frac{1}{q_{\text{с/ш}}} = 0,048$  рад.

В то же время требуемая погрешность фазовых измерений для оценки вариации Аллана генератора должна соответствовать паспортному значению этой вариации величиной  $10^{-11}$ . Принимая величину ошибки (ско) измерения временного интервала  $\sigma_{\Delta\tau}$  равной  $10^{-11}$  с, получим, что ошибка

отсчета разности фаз должна быть не более  $\sigma_{\Delta\varphi} = 2\pi \cdot f_0 \cdot \sigma_{\Delta\tau} = 2\pi \cdot 10^7 \cdot 10^{-11} = 0,00063$  рад. Для достижения такой ошибки требуется усреднение результатов одиночных разностно-фазовых измерений, число которых определяется в соответствии с формулой  $N_{\text{отсч}} = \frac{\sigma_{\Delta\varphi\text{ш}}^2}{\sigma_{\Delta\varphi}^2}$  или, для приведённого

примера, 5807 отсчетов. При полосе измерительного канала осциллографа  $\Delta f_{\text{п}} = 500$  МГц независимые отсчёты сигналов будут следовать через промежутки  $\Delta t = 1/\Delta f_{\text{п}}$ , т.е. через 2 нс. Минимальнонеобходимый по величине интервал времени измерения  $t_{\text{изм}}$  составит  $5807 \times 2 = 11614$  нс. При частоте тактирования в измерительном канале 2,5 ГГц полное количество отсчётов составит  $N = 5807 \times 4 = 23228$  в канале. Полученные величины используются для определения параметров программ регистрации и первичной обработки.

**Расчетные формулы первичной обработки.** Вследствие ограничений на объем оперативной памяти цифрового осциллографа методика предусматривает первичную обработку измерений в ходе регистрации сигналов исследуемых стандартов с помощью установленного в процессорном блоке осциллографа программного обеспечения, написанного в среде Math Lab, и сохранения на жёстком диске осциллографа только результатов расчёта. В ходе обработки сигналов по зарегистрированным реализациям сигналов в моменты времени  $t_k$  вычислялись разности фаз  $\Delta\varphi_{ij}(t_k)$  между сигналами  $i$ -го и  $j$ -го стандартов в цифровой форме по формуле

$$\Delta\varphi_{ij}(t_k) = \arctg\left(\frac{s_{s\_i}(t_k) \cdot s_{c\_j}(t_k) - s_{c\_i}(t_k) \cdot s_{s\_j}(t_k)}{s_{c\_i}(t_k) \cdot s_{c\_j}(t_k) + s_{s\_i}(t_k) \cdot s_{s\_j}(t_k)}\right), \quad (3)$$

где  $s_{s\_i}(t_k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N s_{\text{АЦП\_}i}(t_k) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t_k)$  и  $s_{s\_j}(t_k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N s_{\text{АЦП\_}j}(t_k) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t_k)$ ;

$s_{c\_i}(t_k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N s_{\text{АЦП\_}i}(t_k) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t_k)$  и  $s_{c\_j}(t_k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N s_{\text{АЦП\_}j}(t_k) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t_k)$  – синусные и косинусные квадратуры сигналов  $i$ -го и  $j$ -го стандартов относительно виртуального (в цифровой форме) генератора с нулевой фазой и частотой 10 МГц соответственно;  $s_{\text{АЦП\_}i}(t_k)$ ,  $s_{\text{АЦП\_}j}(t_k)$  – массивы отсчетов сигналов  $i$ -го и  $j$ -го стандартов на выходах АЦП измерительных каналов осциллографа.

Соответствующие оценки взаимных задержек сигналов  $\Delta\tau_{ij}(t_k)$   $i$ -го и  $j$ -го стандартов рассчитывались по формуле

$$\Delta\tau_{ij}(t_k) = \frac{\Delta\varphi_{ij}(t_k)}{2\pi f_0}.$$

По окончании измерений программа сохраняла для каждого момента  $t_k$  результаты расчетов разности фаз и временного сдвига между ними на жесткий диск осциллографа.

Из-за неравенства частот сигналов стандартов в последовательности отсчетов измеряемой разности фаз возникает линейный тренд, который устраняется при вторичной обработке.

Погрешность оценки временного сдвига  $\sigma_{\tau_{ij}(t_k)}$  между сигналами определяется по формуле

$$\sigma_{\tau_{ij}(t_k)} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_{\Delta\varphi\text{ш}}}{2\pi f_0}\right)^2 + (2\sigma_{\Delta\tau_{\text{джит}}})^2},$$

где  $\sigma_{\Delta\varphi\text{ш}}$  – шумовая ошибка измерения разности фаз;  $\sigma_{\Delta\tau_{\text{джит}}}$  – флуктуационная ошибка измерения интервала  $\Delta\tau_{ij}(t_k)$  за счет наличия эффекта дрейбзга (джиттера) тактового момента срабатывания АЦП.

Флуктуационная ошибка измерения  $\sigma_{\Delta\tau_{\text{джит}}}$  равна 0,1 нс для частоты дискретизации 2,5 ГГц. Погрешность оценки временного сдвига между сигналами равна  $\sigma_{\tau_{ij}(t_k)} \approx 7,9 \cdot 10^{-10}$  с.

Последовательность вторичной обработки измеренных межсигнальных разностей фаз следующая:

1. Устранение неоднозначности отсчетов задержек сигналов выполняется реализованной в среде Math Lab функцией и поясняется рис. 2. При расчетах межсигнальной задержки необходимо в момент перескока разности фаз вносить в отсчет временной задержки поправку величиной 100 нс, если задержка нарастает, и минус 100 нс, если задержка сигналов спадает, т.е. полное время задержки определяется по формуле

$$\Delta'_{ij}(t_k) = \sum_{k=1}^M [\Delta\tau_{ij}(t_k) \pm 100], \text{ нс.} \quad (4)$$

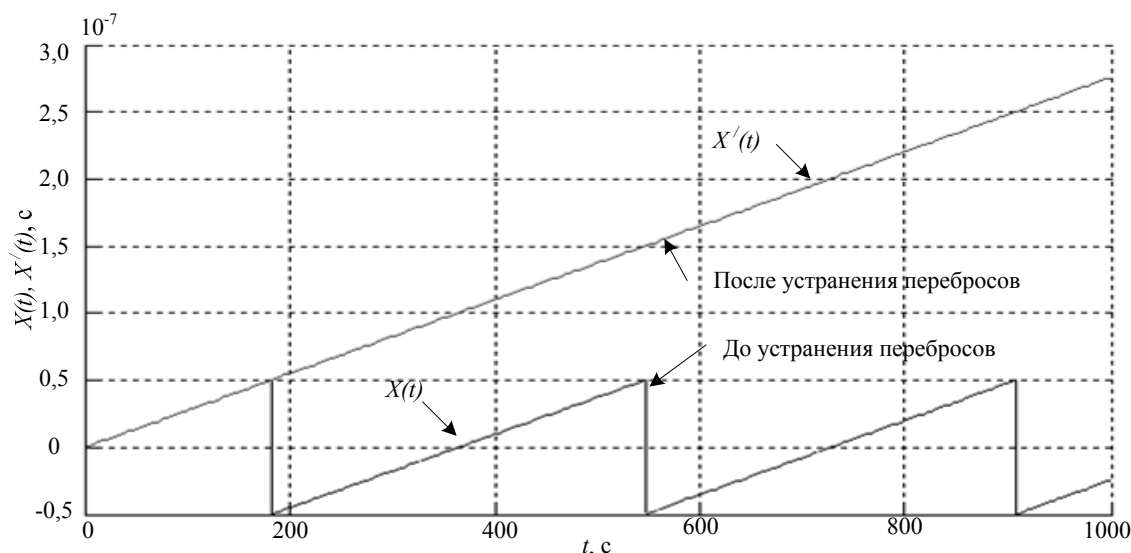


Рис. 2. Временная зависимость взаимной задержки сигналов генераторов

2. Устранение тренда в задержке, возникающего из-за частотной расстройки сигналов, выполняется путем вычитания из реализации задержек  $\Delta'_{ij}(t_k)$  по формуле (4) аппроксимирующей функции в виде прямой  $x(t) = a \cdot t + b$ , получаемой методом наименьших квадратов. Пример устранения тренда и характер изменчивости остатка реализации  $\Delta'(t_k)$  по формуле (4) приведены на рис. 3.

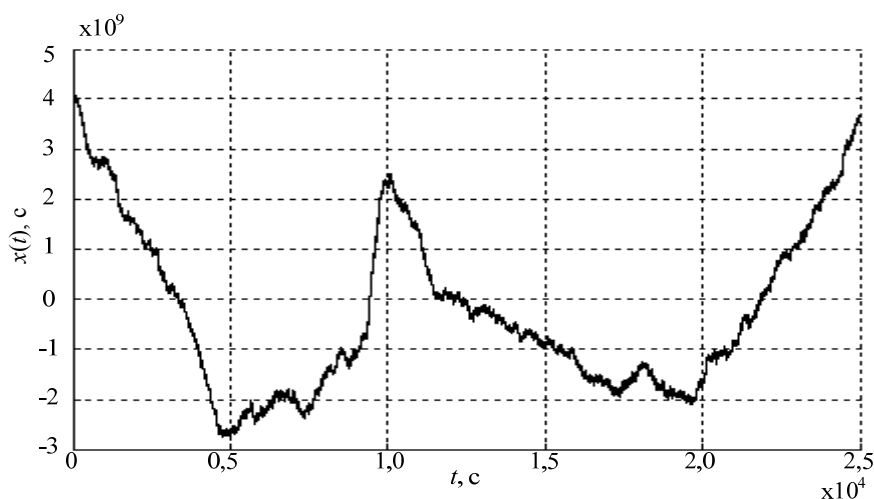


Рис. 3. Флуктуации задержки между сигналами генераторов FE-5680A после устранения тренда

3. Вычисление вариации Аллана частот стандартов выполняется после удаления тренда по остатку реализации  $\Delta'(t_k)$  (4) по формулам:

- между испытываемыми стандартами  $\sigma_{ij}^2$  (взаимные) по формуле (2);
- для каждого стандарта в отдельности (собственные) по формулам:

$$\begin{aligned}
 \hat{\sigma}_1^2(\tau) &= \frac{1}{2} \cdot \left( \hat{\sigma}_{12}^2(\tau) + \hat{\sigma}_{13}^2(\tau) - \hat{\sigma}_{23}^2(\tau) \right), \\
 \hat{\sigma}_2^2(\tau) &= \frac{1}{2} \cdot \left( \hat{\sigma}_{23}^2(\tau) + \hat{\sigma}_{12}^2(\tau) - \hat{\sigma}_{13}^2(\tau) \right), \\
 \hat{\sigma}_3^2(\tau) &= \frac{1}{2} \cdot \left( \hat{\sigma}_{13}^2(\tau) + \hat{\sigma}_{23}^2(\tau) - \hat{\sigma}_{12}^2(\tau) \right), \\
 \hat{\sigma}_t^2(\tau) &= \frac{1}{2} \cdot \left( \hat{\sigma}_{jt}^2(\tau) + \hat{\sigma}_{kt}^2(\tau) - \hat{\sigma}_{jk}^2(\tau) \right),
 \end{aligned} \tag{5}$$

где  $\hat{\sigma}_{12}^2(\tau)$  – оценка девиации Аллана для исследуемых стандартов, которые подключены к каналу осциллографа № 1 и 2;

$\hat{\sigma}_{13}^2(\tau)$  – оценка девиации Аллана для исследуемых стандартов, которые подключены к каналу осциллографа № 1 и 3;

$\hat{\sigma}_{23}^2(\tau)$  – оценка девиации Аллана для исследуемых стандартов, которые подключены к каналу осциллографа № 2 и 3;

$\hat{\sigma}_{jt}^2(\tau)$  – оценка девиации Аллана для исследуемых стандартов, которые подключены к каналу осциллографа №  $j$  и  $t$ ;

$\hat{\sigma}_{kt}^2(\tau)$  – оценка девиации Аллана для исследуемых стандартов, которые подключены к каналу осциллографа №  $k$  и  $t$ ;

$\hat{\sigma}_{jk}^2(\tau)$  – оценка девиации Аллана для исследуемых стандартов, которые подключены к каналу осциллографа №  $j$  и  $k$ .

4. Расчет численной характеристики девиации Аллана. Выберем в качестве параметра, характеризующего девиацию Аллана, коэффициент  $k_a$ , входящий в формулу аппроксимации девиации Аллана во временном интервале 1...100 с, ожидаемой как

$$\hat{\sigma}_f^a(\tau) = \frac{k_a}{\sqrt{\tau}}.$$

Указанный интервал соответствует частотному белому шуму спектра флуктуации частоты [3]. Коэффициент  $k_a$  подбирается методом перебора так, чтобы, как это показано на рис. 4, кривая  $\hat{\sigma}_f^a(\tau)$  проходила выше экспериментальной  $\hat{\sigma}_f(\tau)$  области интервалов усреднения 1...100 с, касаясь ее в самой высокой точке. В этом случае  $k_a$  соответствует наихудшему случаю работы генератора.

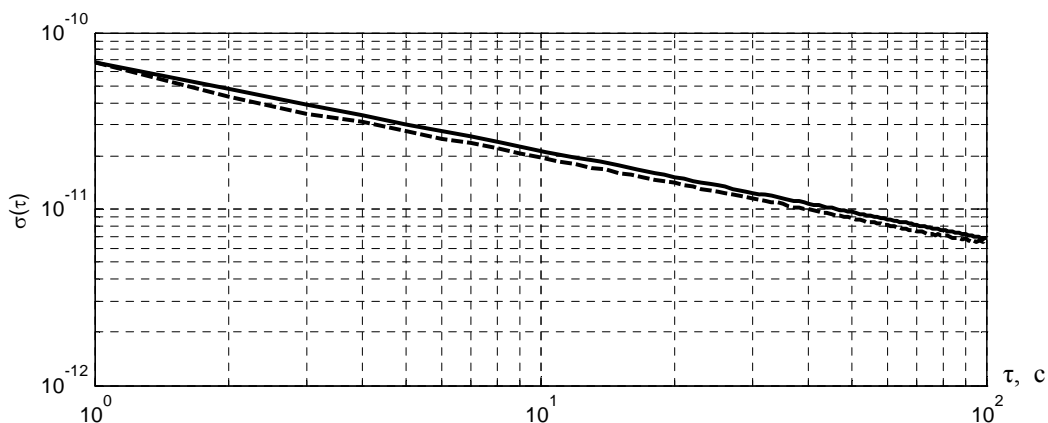


Рис. 4. Экспериментальная оценка девиации Аллана генератора № 2 (штрихпунктирная) и ее аппроксимация (сплошная)  $\hat{\sigma}(\tau) = k_a / \sqrt{t}$

**Результаты расчетов характеристик рубидиевых стандартов.** Общий характер поведения девиации Аллана исследуемых рубидиевых стандартов FE-5680A за весь период измерений иллюстрируется примерами реализаций взаимной и собственной девиаций Аллана стандартов 2, 3 и 4, приведенных на рис. 5 и 6 соответственно.

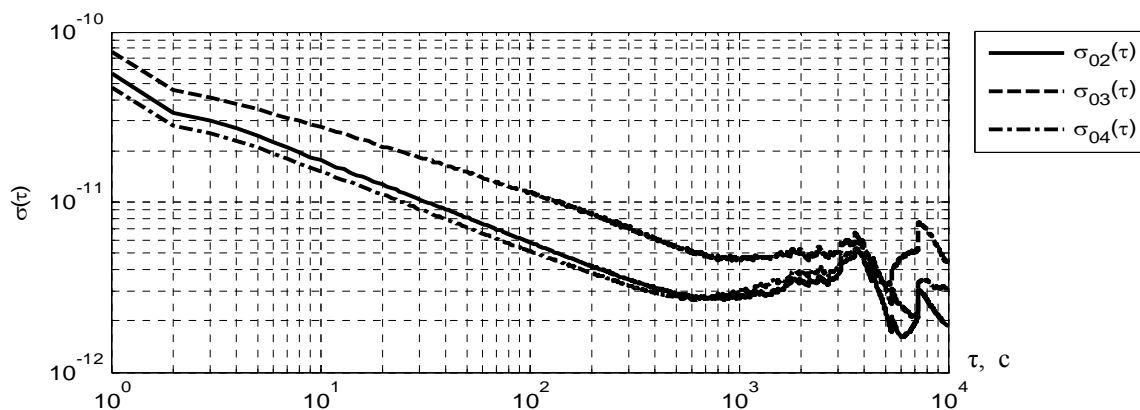


Рис. 5. Взаимные девиации Аллана между стандартами FE-5680A: опорным FS725 и № 2  $\bar{\sigma}_{02}(\tau)$ , опорным и № 3  $\bar{\sigma}_{03}(\tau)$ , опорным и № 4  $\bar{\sigma}_{04}(\tau)$

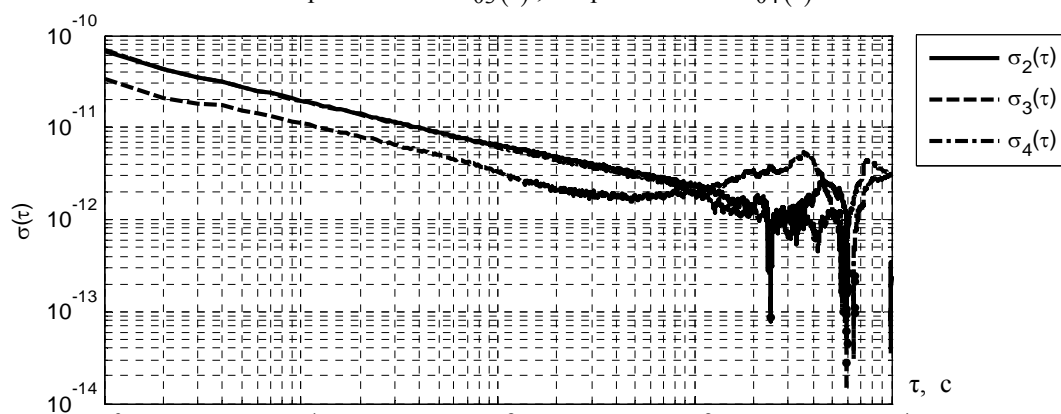


Рис. 6. Девиация Аллана стандартов FE-5680A: № 2  $\bar{\sigma}_2(\tau)$ , № 3  $\bar{\sigma}_3(\tau)$ , № 4  $\bar{\sigma}_4(\tau)$

Из рис. 5 видно, что взаимная девиация Аллана закономерно уменьшается при увеличении времени усреднения до 500 с и при временах усреднения более 500 с имеет колебательный характер по величине, не превышающей значения девиации  $10^{-11}$ . Заметно отклонение девиации Аллана в области времени усреднения нескольких секунд. Аналогичный характер поведения девиации Аллана показывают и все другие испытанные стандарты. Графики рис. 6 показывают, что собственные девиации Аллана стандартов имеют аналогичные зависимости, отличаясь меньшей величиной. Полученные результаты близки к паспортным значениям стандартов частоты, что указывает на правильность методики оценки девиации Аллана.

Обобщающие качество исследуемых стандартов количественные характеристики девиации Аллана приведены в таблице.

**Характеристики коэффициента аппроксимации девиации Аллана  $k_i$  испытываемых стандартов FE-5680A в интервале усреднений 1...100 с**

Номер испытываемого стандарта	$k_a, 10^{-11} \text{ 1/c}$						
	Температура внешней среды, °C				$m_{k_a}$	$\sigma_{k_a}$	$\sqrt{m_{k_a}^2 + \sigma_{k_a}^2}$
	-5	0	+10	+20			
1	3,80	5,06	5,13	4,73	4,68	0,61	4,72
2	6,79	4,15	5,2	3,99	5,04	1,29	5,20
3	3,57	3,99	4,87	4,85	4,32	0,65	4,37
4	5,76	6,95	6,42	6,14	6,32	0,50	6,34
5	7,69	11,10	8,07	8,83	8,92	1,53	9,05

Как видно, для каждого стандарта существует немонотонная зависимость  $k_a$  от температуры. Полученные значения  $k_a$  позволяют оценить величину средней девиации Аллана как находящуюся внутри интервала  $(4,37...9,05) \times 10^{-9}$ .

Полученные в результате расчетов показатели частотной стабильности (среднее смещение и величина флуктуаций частоты, в том числе девиации Аллана) показывают значения, не выходящие за пределы паспортных значений на стандарты FE-5680A. Это обстоятельство указывает на правильность методики измерения показателей стабильности рубидиевых стандартов частоты и подтверждает возможность использования многоканальных цифровых осциллографов для целей калибровки радиочастотных приборов и проведения измерений параметров сигналов, например при измерении углов прихода многоканальным фазовым или амплитудным пеленгатором [5].

**Выводы.** Работоспособность предложенной методики измерения параметров сигналов с помощью многоканального цифрового осциллографа подтверждается результатами ее экспериментального применения для случая оценки частотной нестабильности высокостабильных рубидиевых стандартов частоты и может быть рекомендована для использования измерения и других параметров сигнала или поля СВЧ.

Работа выполнена в рамках гранта РФФИ № 12-08-31315 мол-а.

#### *Литература*

1. Аллан Д. Статистические характеристики атомных стандартов частоты // ТИИЭР. – 1966. – Т. 54, № 2. – С. 132–142.
2. Рубидиевый стандарт частоты серии FE-5680A, информационный листок [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.morion.com.ru/uploaded/5680A\\_Data\\_Sheet\\_RUS.pdf](http://www.morion.com.ru/uploaded/5680A_Data_Sheet_RUS.pdf), свободный (дата обращения: 14.12.2012).
3. Одуан К. Измерение времени. Основы GPS / К. Одуан, Б. Гино. – М.: Техносфера, 2002. – 400 с.
4. Электронный термометр ЛТ-300, технические характеристики [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://termexlab.ru/products/metrologyequipment/meters/?id=187>, свободный (дата обращения: 14.12.2012).
5. Денисов В.П. Исследование антенной системы фазового пеленгатора на наземных трассах / В.П. Денисов, Н.А. Колядин // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2009. – № 1(19), ч. 1. – С. 7–14.

---

#### **Аникин Алексей Сергеевич**

Аспирант каф. радиотехнических систем ТУСУРа,  
мл. науч. сотрудник НИИ радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа  
Тел.: 8-906-957-95-83  
Эл. почта: rbk@sibmail.com

#### **Артемов Артем Викторович**

Электроник НИИ РТС  
Тел.: 8-913-863-16-17  
Эл. почта: gwplab@tusur.ru

#### **Корниенко Владимир Геннадьевич**

Науч. сотрудник НИИ РТС  
Тел.: 8-913-113-58-58  
Эл. почта: vladimir.kornienko@tusur.ru

#### **Лебедев Виталий Юрьевич**

Ст. науч. сотрудник НИИ РТС  
Тел.: 8-903-953-21-01  
Эл. почта: levi@ms.tusur.ru

Anikin A.S., Artemov A.V., Kornienko V.G., Lebedev V.Yu.

#### **Experimental techniques of the Allan deviation in high-stable atomic standards by using a digital oscilloscope**

In the paper we describe the technique and the results of experimental estimation of the Allan deviation in high-stable atomic standards in time domain using a multi-channel digital oscilloscope Lecroy Wave Surfer.

**Keywords:** Allan deviation, frequency standard, technique, oscillator instability.



УДК 621.396.96

В.А. Громов, А.С. Аникин

## Оценка мгновенного угла эллиптичности сигналов РЛС кругового обзора на закрытой наземной трассе в X-диапазоне

Выполнен анализ мгновенных значений угла эллиптичности радиосигналов наземной РЛС кругового обзора, регистрируемых в наземном приемном пункте закрытой трассы. Приведены зависимости мгновенных значений угла эллиптичности от углового (азимутального) положения антенны РЛС и времени наблюдения. Построены плотности распределений углов эллиптичности для радиосигналов, излученных по основному и боковым лепесткам диаграммы направленности РЛС, а также для переотраженных сигналов. Результаты анализа могут быть применены при разработке способов и алгоритмов обнаружения, селекции радиосигналов по углу эллиптичности наземных РЛС кругового обзора, используемых при создании современных пассивных систем радиомониторинга и радиотехнической разведки.

**Ключевые слова:** поляризация радиолокационного сигнала, радиоимпульсный сигнал, РЛС кругового обзора, угол эллиптичности.

Современные разрабатываемые пассивные системы радиомониторинга способны обеспечить получение оперативной и достоверной информации о местоположении и параметрах радиосигналов источников радиоизлучения [1–3]. Среди широкого круга проблем, возникающих при разработке и создании пассивных систем радиомониторинга, ключевой является проблема обнаружения и селекции местоположения источников радиоизлучения. Обеспечение национальной безопасности страны во многом связано с наличием эффективных пассивных радиоэлектронных систем, именно поэтому улучшение их тактико-технических характеристик является актуальной проблемой. Современные пассивные системы радиомониторинга требуют применения антенн, способных вести прием сигнала любой поляризации [4]. В этих условиях особое значение приобретает решение задачи использования информации о состоянии поляризации принимаемых электромагнитных волн при оптимальной обработке векторных сигналов с неизвестной поляризацией для обнаружения и селекции радиосигналов. В статье выполнен анализ поляризационных искажений радиолокационных сигналов наземной РЛС кругового обзора, регистрируемых в приемном наземном пункте закрытой трассы протяженностью 19 км. Результаты могут быть применены при разработке способов и алгоритмов обнаружения, селекции радиосигналов по углу эллиптичности, используемых при создании современных систем радиомониторинга и радиотехнической разведки.

**Постановка задачи.** В плоской электромагнитной волне векторы электрического  $\vec{E}$  и магнитного  $\vec{H}$  полей в каждый момент времени определенным образом ориентированы в пространстве. Кривые, описываемые с течением времени концами векторов полей в фиксированной точке пространства, могут иметь произвольный вид. Поляризация электромагнитной волны является ее пространственно-временной характеристикой и определяется видом траектории, описываемой концом вектора электрического  $\vec{E}$  или магнитного  $\vec{H}$  поля в фиксированной точке пространства [5].

Вектор электрического поля  $\vec{E}$  может быть разложен на горизонтальную и вертикальную компоненты  $E_x$  и  $E_y$  по ортогональным осям  $x$  и  $y$ , перпендикулярным направлению распространения электромагнитной волны. Для любой точки  $E_x$  и  $E_y$  меняются со временем. Например, для синусоидальной волны с частотой  $\omega$ ,  $E_x = A \sin(\omega t)$  и  $E_y = B \sin(\omega t + \delta)$ , где  $t$  – время,  $\delta$  – разность фаз,  $A$  и  $B$  – амплитуды  $E_x$  и  $E_y$  компонент. Когда компоненты  $E_x$  и  $E_y$  имеют разность фаз, равную 0, электрическое поле поляризовано линейно. Если компоненты  $E_x$  и  $E_y$  имеют одинаковые амплитуды  $A$ ,  $B$  и разность фаз, равную 90 или 270°, говорят, что волна имеет круговую поляризацию. Если вектор  $\vec{E}$  обходит поляризационный эллипс по часовой стрелке (разность фаз положительная), то волна называется правополяризованной, если против часовой стрелки (разность фаз

отрицательная) – левополяризованной [5]. В общем случае  $A \neq B$  и  $\delta \neq 0$  волна имеет эллиптическую поляризацию (рис. 1).

Неэнергетическими параметрами полностью поляризованного сигнала являются угол ориентации  $\theta$  и угол эллиптичности  $\varepsilon$ , связанные с ортогональными составляющими известными выражениями [6, 7]:

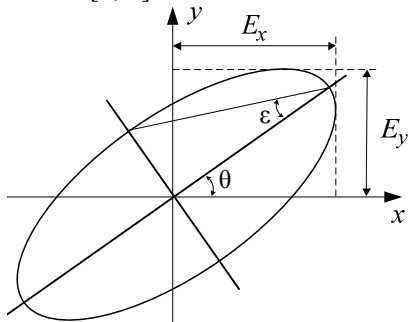


Рис. 1. Углы ориентации и эллиптичности

$$\theta = \frac{1}{2} \arctg \left( \frac{2E_x E_y \cos(\delta)}{E_x^2 - E_y^2} \right), \quad (1)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \arcsin \left( \frac{2E_x E_y \sin(\delta)}{E_x^2 + E_y^2} \right), \quad (2)$$

где  $E_x$ ,  $E_y$  и  $\delta = \varphi_x - \varphi_y$  – соответственно ортогонально поляризованные компоненты и их разность фаз в линейном (декартовом) поляризационном базисе. На рис. 1 изображен поляризационный эллипс и показаны угол ориентации и эллиптичности.

Угол эллиптичности является поляризационным инвариантом относительно системы координат [8]. Он не зависит от ориентации системы координат передатчика по отношению к приемнику. По этой причине угол эллиптичности может быть использован для описания состояния поляризации радиоволны сигнала. Известно [9], что в реальных условиях значение угла эллиптичности радиосигнала зависит от ряда факторов, например, взаимного углового положения антенн источника и приемника, переотражений от местности. Таким образом, для разработки способов и алгоритмов обработки сигналов с заданными характеристиками необходимо знать, как изменяется угол эллиптичности радиосигнала в реальных условиях. Поэтому целью статьи являются оценка и анализ мгновенных углов эллиптичности, полученных из экспериментальных данных.

**Описание эксперимента и аппаратуры.** Антенная система РЛС содержит параболическую зеркальную антенну типа Кассегрена диаметром 1,1 м, с облучателем в виде прямоугольного волновода, излучающего линейно поляризованную волну (основная поляризация, условно назовем вертикальной). Ширина диаграммы направленности (ДН) по азимуту –  $3^\circ$ . Скорость сканирования по азимуту – 1 оборот антенны за 51 с ( $10^5$  импульсов). Угловое разрешение сканирования –  $0,0036^\circ$ . РЛС излучает прямоугольный радиоимпульс длительностью – 300 нс, на несущей частоте – 9,2 ГГц, мощностью – 150 кВт, с периодом повторения – 500 мкс.

Антенная система приемника содержит две прямоугольные рупорные антенны, расположенные одна под другой; одна регистрирует сигнал вертикальной поляризации, вторая – горизонтальной (кррсовая поляризация). Ширина ДН по азимуту –  $20^\circ$ . Используется приемник с двойным переносом частот, первая промежуточная частота составляет 450 МГц, вторая – 0 МГц. Сигналы оцифровывают с частотой 92 МГц. Приемное устройство содержит квадратурный расщепитель. Для исключения превышения динамического диапазона аналого-цифрового преобразователя (АЦП) применяют устройство автоматической регулировки усиления. Ширина полосы пропускания приемника – 25 МГц. Длительность регистрируемого сигнала – 0,7 и 5,6 мкс (или 64 и 512 тактов АЦП). Сигналы с разной длительностью регистрации получают с интервалом времени между записями, поэтому значения величин для одинаковых угловых положений антенны и номеров отсчетов будут иметь различия. Результаты измерений записывались в память ЭВМ.

Эксперимент проводился летом на закрытой трассе протяженностью 19 км. Основные препятствия – лес и селения. Передающая позиция (РЛС) была расположена в открытой местности, поросшей луговой травой высотой до 0,25 м. Лес и редколесье (высотой до 27 м) относительно РЛС расположены: в направлении на приемник на удалении 400–1000 м, по обе стороны от направления на приемник в 100 м, сзади в 100–400 м. Препятствия на пути прямого распространения радиоволн представляют собой отдельные лесные массивы.

В процессе обработки результатов измерений по квадратурным составляющим восстанавливают огибающие, фазы и разность фаз сигналов. На рис. 2 приведены огибающие сигналов, зарегистрированные ортогональными по поляризации антеннами приемника для нулевого отворота антенны РЛС (далее – антенна), относительно приемника. Также показан идеальный импульс длительностью 300 нс.

Мгновенный угол эллиптичности по экспериментальным данным может быть вычислен по формуле (2) с учетом того, что

$$E_x = \sqrt{(E_{x\cos})^2 + (E_{x\sin})^2}, E_y = \sqrt{(E_{y\cos})^2 + (E_{y\sin})^2},$$

$$\sin(\delta) = \sin(\varphi_x - \varphi_y) = \sin(\arctg(E_{x\sin}/E_{x\cos}) - \arctg(E_{y\sin}/E_{y\cos})), \quad (3)$$

где  $E_{\cos}$  и  $E_{\sin}$  – квадратуры сигналов ортогональных компонент.

**Результаты обработки экспериментальных данных.** На рис. 3 приведен график мгновенных значений углов эллиптичности, вычисленных по отсчетам сигналов, изображенных на рис. 2. Экспериментальное оборудование позволяет на 1 импульс сигнала получать 30 отсчетов, т.е. позволяет получить внутреннюю структуру импульса. На рис. 3 углы эллиптичности импульса ограничены вертикальными пунктирными линиями. Вне регистрируемого импульса уровень сигнала низкий (особенно для крессовой поляризации), поэтому динамический диапазон АЦП не позволяет выполнить квантование сигнала по уровню с высокой точностью. Данное обстоятельство приводит к тому, что углы эллиптичности, вычисленные вне импульса, будут иметь низкую точность, а их распределение будет отличаться от приведенного в статье [10]. В статье углы эллиптичности, вычисленные вне импульса (когда нет полезного сигнала), названы углами эллиптичности шума. Данное понятие условно, авторы не претендуют на точность понятия и понимают, что шум не имеет поляризации.

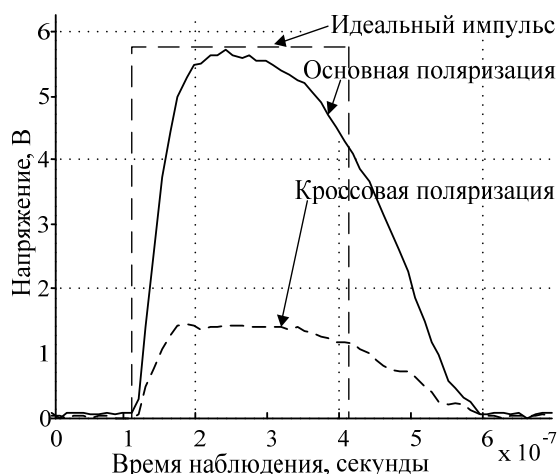


Рис. 2. Огибающие сигналов

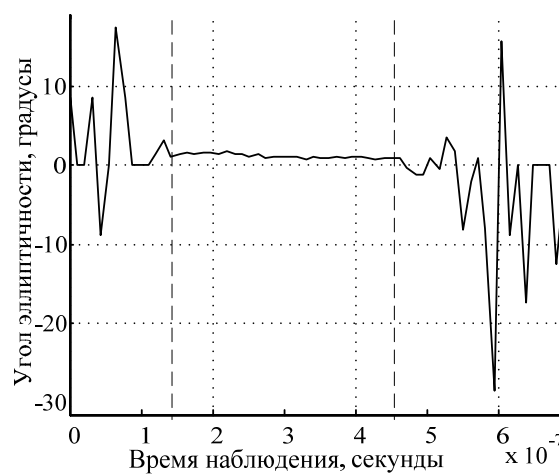


Рис. 3. Мгновенный угол эллиптичности

Трасса в эксперименте закрытая. Известно [11], что при рассеянии вперед (бистатический угол –  $180^\circ$ ) радиоволна сохраняет свою номинальную поляризацию [12]. Антенна излучает линейнополяризованную волну, поэтому значения углов эллиптичности в пределах импульса должны быть равны  $0^\circ$ . Изображенные на графике значения находятся в интервале от 1 до  $1,5^\circ$ . Данное отклонение может быть отнесено к погрешности измерений.

На рис. 4 изображен набор огибающих сигналов длительностью 0,7 мкс основной поляризации за 1 оборот антенны. На рис. 5 изображен набор огибающих сигналов длительностью 5,6 мкс основной поляризации за 1 оборот антенны. На графиках показана зависимость уровня сигнала в дБ/мВ от углового положения РЛС. На рис. 5 кроме прямого сигнала (нулевой угол отворота) можно видеть переотраженные (задержанные по времени) импульсы сигналов.

По зарегистрированным сигналам РЛС возможно построить измеренную ДН антенны для основной и крессовой поляризации, а также оценить угол эллиптичности. На рис. 6 приведены графики измеренных ДН антенны на основной и крессовой поляризации (ось значений ординат слева), в секторе углов  $\pm 10^\circ$ . ДН построены по максимальным значениям напряжения в пределах длительности импульса. Также на рис. 6 приведен график измеренных углов эллиптичности для соответствующих значений ДН (ось значений ординат справа). На графике углов эллиптичности показано, что при отвороте антенны передатчика от нулевого положения (бистатический угол –  $180^\circ$ ) угол эллиптичности отличен от  $0^\circ$  и медленно изменяет свои значения в пределах области определения. Отличие от  $0^\circ$  углов эллиптичности связано с тем, что при отвороте антенны бистатический угол

отличен от  $180^\circ$ . Таким образом, происходит фазовый набег, что приводит к изменению измеренного состояния поляризации радиоволны в точке приема [11]. Также отклонение углов эллиптичности для главного лепестка ДН объясняется тем, что при отвороте антенны в точке приема регистрируют импульс сигнала, который состоит из суммы импульсов прямого (бистатический угол –  $180$  градусов) и переотраженного.

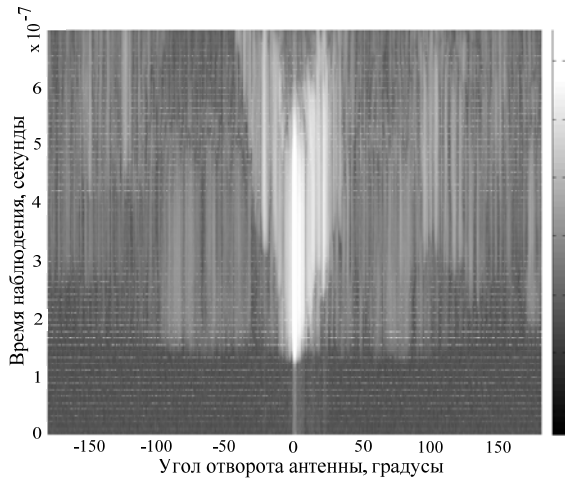


Рис. 4. Огибающие регистрируемых сигналов за 1 оборот антенны РЛС

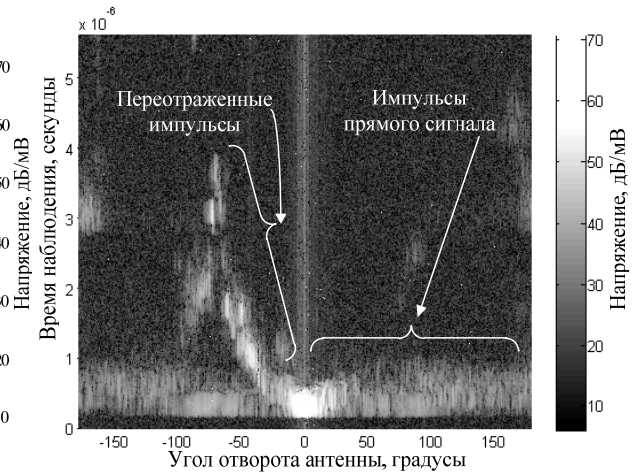


Рис. 5. Огибающие сигналов за 1 оборот антенны РЛС

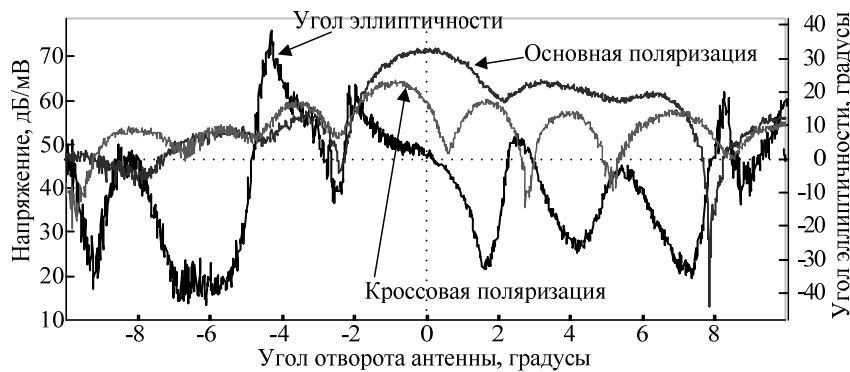


Рис. 6. ДН антенны и угол эллиптичности

На рис. 7 приведен график мгновенных углов эллиптичности сигналов РЛС, зарегистрированных за один оборот антенны (длительность одной реализации  $0,7$  мкс, показаны с  $0,1$  по  $0,7$  мкс). На рис. 8 приведен график мгновенных углов эллиптичности сигналов РЛС, зарегистрированных за один оборот антенны (длительность одной реализации  $5,6$  мкс, показаны с  $0,1$  по  $4,3$  мкс). На рис. 7 и 8 показано изменение значений углов эллиптичности в зависимости от углового положения антенны и от времени наблюдения. Значения углов эллиптичности импульса сигнала изменяются в зависимости от отворота антенны (см. рис. 6). Значения углов эллиптичности в пределах импульса сигнала не изменяются или изменяются в пределах нескольких градусов.

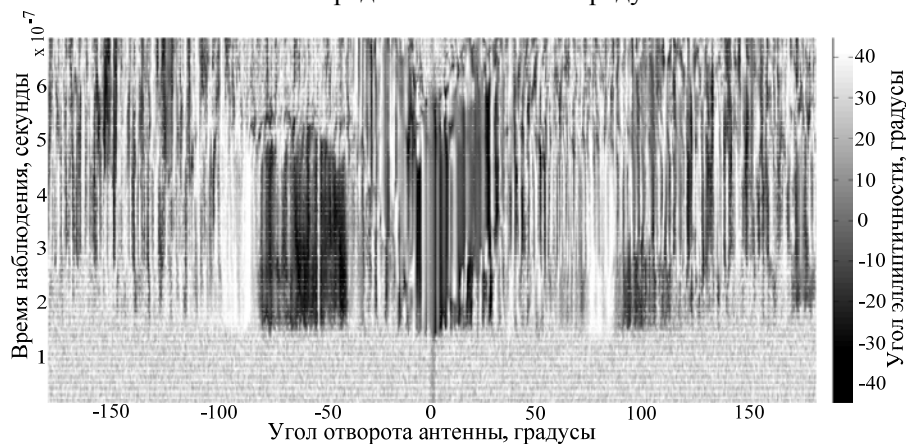


Рис. 7. Мгновенный угол эллиптичности за 1 оборот антенны

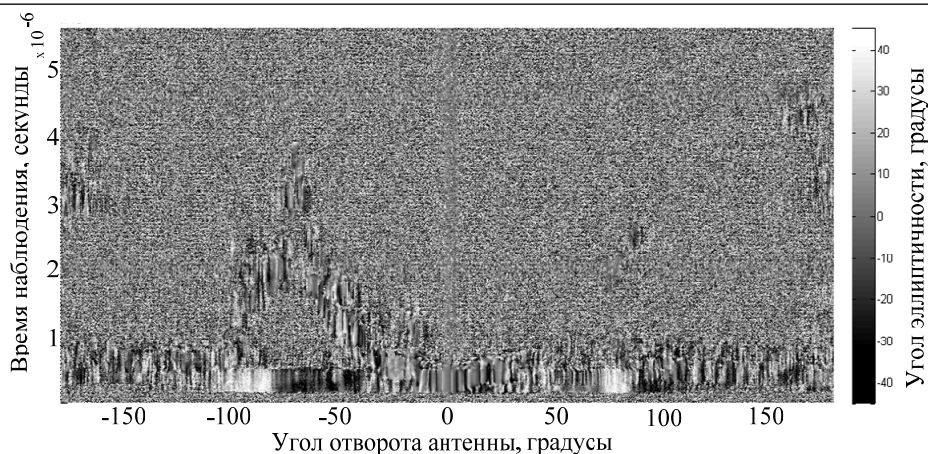


Рис. 8. Мгновенный угол эллиптичности за 1 оборот антенны

Чтобы получить наглядное представление о полученных мгновенных значениях углов эллиптичности импульсов сигнала для различных углов отворота антенны, изобразим оценки плотности распределения вероятности углов эллиптичности. На рис. 9 приведены следующие оценки плотности распределения вероятности углов эллиптичности:

1. Главный лепесток ДН. Значения углов эллиптичности выбраны по углу отворота антенны из области главного лепестка, где сектор углов и время наблюдения определялись по уровню сигнала 0,9 от максимального значения для основной поляризации. Уровень 0,9 выбран для того, чтобы исключить (уменьшить) влияние переходных процессов измерительной аппаратуры. Выборка объемом 468 значений.

2. 1-й боковой лепесток ДН. Значения углов эллиптичности выбраны по углу отворота антенны из области 1-го бокового лепестка, где сектор углов и время наблюдения определялись по уровню сигнала 0,9 от максимального значения для основной поляризации. Выборка объемом 2412 значений.

3. 2-й боковой лепесток ДН. Значения углов эллиптичности выбраны по углу отворота антенны из области 2-го бокового лепестка, где сектор углов и время наблюдения определялись по уровню сигнала 0,9 от максимального значения для основной поляризации. Выборка объемом 912 значений.

4. За 1 оборот антенны. Значения углов эллиптичности выбраны за 1 оборот антенны передатчика в пределах длительности импульса сигнала, где пределы определялись по уровню сигнала 0,9 от максимального значения для основной поляризации. Выборка объемом 25896 значений.

5. Значения углов эллиптичности сигнала вне импульсов (шумовые значения). Используются значения углов эллиптичности за 1 оборот антенны, которые вычислены до начала прихода импульса (интервал времени наблюдения от 0 до 0,14 мкс по рис. 7). Выборка объемом 25897 значений.

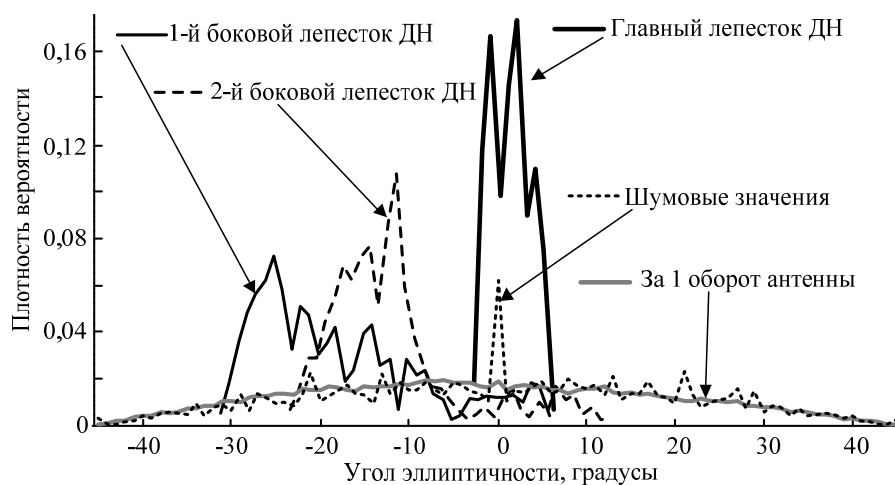


Рис. 9. Плотности распределения вероятности углов эллиптичности

Углы эллиптичности главного лепестка ДН (см. рис. 9) распределены в интервале от  $-3$  до  $6^\circ$ . Углы эллиптичности 1-го бокового лепестка распределены в интервале от  $-31$  до  $6^\circ$ . Значения по

уровню 0,5 распределения от максимума находятся в интервале от  $-29$  до  $-14^\circ$ . Углы эллиптичности 2-го бокового лепестка распределены в интервале от  $-23$  до  $12^\circ$ . Значения по уровню 0,5 распределения от максимума находятся в интервале от  $-18$  до  $-10^\circ$ . Значения углов эллиптичности сигнала вне импульсов (шумовые значения) распределены в интервале определения угла эллиптичности от  $-45$  до  $45^\circ$ . Пик в распределении обусловлен тем, что для некоторых отсчетов регистрируемого сигнала значения ортогонально поляризованных компонент равны нулю (либо для основной поляризации, либо для кроссполяризации). Это вызвано тем, что уровень компонент мал и АЦП присваивает им нулевые значения. При таких условиях из формулы (2) следует, что нулевые значения компонент приводят к нулевому значению угла эллиптичности шума. Углы эллиптичности импульсов сигнала за 1 оборот антенны распределены в интервале определения угла эллиптичности от  $-45$  до  $45^\circ$ . Интервал таких значений обусловлен:

1. Поляризационными характеристиками антенны передатчика. Известно [13], что состояние поляризации зеркальных антенн имеет периодическую зависимость по азимуту и углу места.
2. Особенности трассы распространения радиоволн.

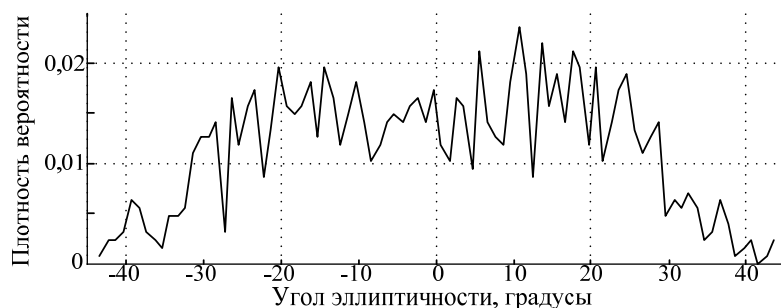


Рис. 10. Плотность распределения вероятности углов эллиптичности

На рис. 10 приведена оценка плотности распределения вероятности углов эллиптичности переотраженных импульсов сигнала. Переотраженные импульсы – импульсы, которые задержаны по времени прихода на интервал времени, больший длительности первого импульса. Наличие переотраженных импульсов сигнала обусловлено препятствиями на трассе распространения радиоволн. Для построения плотности распределения использованы значения углов эллиптичности импульсов сигнала, уровень которых в 3–5 раз выше уровня шума. Значения углов эллиптичности в пределах длительности импульсов сигнала определялись по уровню сигнала 0,9 от максимального значения переотраженного импульса для основной поляризации. Выборка объемом 501 значение. Основная область переотраженных импульсов (обозначена на рис. 5) расположена в секторе углов отворота антенны от  $-40$  до  $-100^\circ$  и времени наблюдения от 1 до 4 мкс. Углы эллиптичности переотраженных импульсов распределены в интервале определения угла эллиптичности от  $-45$  до  $45^\circ$ .

**Заключение.** Результаты исследования поляризационного параметра электромагнитного поля радиоимпульсного сигнала РЛС – угла эллиптичности, показали следующее.

1. В пределах длительности импульса сигнала углы эллиптичности имеют постоянное значение.
2. При отвороте антенны передатчика на угол  $0^\circ$  значения углов эллиптичности импульсов сигнала главного лепестка ДН равны  $0^\circ$ , что соответствует линейной поляризации излучения и номинальной поляризации антенны.
3. Значения углов эллиптичности импульсов сигнала главного лепестка ДН заключены в интервале от  $-3$  до  $6^\circ$ , что позволяет отнести их к линейной поляризации.
4. Значения углов эллиптичности импульсов сигнала для всех азимутов ДН заключены в пределах области определения от  $-45$  до  $45^\circ$ . Функция плотности распределения вероятности имеет вид параболы, ветви которой направлены вниз, с максимальными значениями в области углов эллиптичности  $0^\circ$  и минимальными значениями в области углов  $\pm 45^\circ$ .
5. Значения углов эллиптичности переотраженных импульсов сигнала также заключены в пределах области определения от  $\pm 45^\circ$ . Функция плотности распределения вероятности имеет максимумы значений в области углов эллиптичности  $11$  и  $-18^\circ$  и минимумы значений в области углов  $\pm 45^\circ$  (двухмодальное распределение).

Таким образом, обнаружение радиоимпульсного сигнала РЛС с заданными поляризационными свойствами в главном лепестке может быть основано на устойчивости значений углов эллиптичности в пределах длительности импульсного сигнала, что позволяет проводить обнаружение по  $n$  отсчетам подряда, которые имеют одинаковые значения или заключены в узком интервале значений.

Авторы выражают благодарность коллективу НИИ радиотехнических систем ТУСУРа за предоставленные экспериментальные материалы.

Статья подготовлена при выполнении проекта РФФИ № 12-08-31364.

#### Литература

1. Вознюк В.В. Космическая система радиотехнического мониторинга на основе группировки низкоорбитальных малогабаритных космических аппаратов / В.В. Вознюк, С.А. Зайцев // Известия вузов. Приборостроение. – 2005. – Т. 48, № 6. – С. 26–31.
2. Кураков В.А. Космическая система мониторинга наземных источников излучения // Материалы XIII Международной научной конференции «Решетневские чтения» (Красноярск). – 2009. – Ч. 1. – С. 150–151.
3. Mironov M.V. The multiposition passive satellite system for the terrestrial radiation sources monitoring / M.V. Mironov, E.P. Voroshilin, G.S. Sharygin // Microwave radar and wireless communications conference (Vilnius). – 2010. – P. 1–4.
4. Радзиевский В.Г. Теоретические основы радиоэлектронной разведки / В.Г. Радзиевский, А.А. Сирота. – М.: Радиотехника, 2004. – 432 с.
5. Канарейкин Д.Б. Поляризация радиолокационных сигналов / Д.Б. Канарейкин, Н.Ф. Павлов, В.А. Потехин. – М.: Сов.радио, 1966. – 440 с.
6. Kostinski A.B. On foundations of radar polarimetry / A.B. Kostinski, W-M. Boerner // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1986. – Vol. 34, № 12. – P. 1395–1404.
7. Lee J.S. Polarimetric Radar Imaging // From Basics to Applications. – Washington: CRC Press, 2009. – 422 p.
8. Поляризационные инварианты матрицы рассеяния невзаимного радиолокационного объекта / В.И. Карнышев, Л.П. Литхарт, В.А. Хлусов, Г.С. Шарыгин // Материалы докладов VIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж). – 2002. – Т. 3. – С. 1648–1654.
9. Денисов В.П. Экспериментальные исследования поляризационной структуры заднего бокового излучения сканирующей РЛС / В.П. Денисов, М.В. Крутиков, А.А. Мещеряков, М.В. Осипов // Доклады Сибирского поляризационного семинара «СибПол–2004» (Сургут). – 2004. – С. 103–110.
10. Громов В.А. Угол эллиптичности электромагнитных сигналов и его использование для неэнергетического обнаружения, оптимального по критерию Неймана–Пирсона / В.А. Громов, Г.С. Шарыгин, М.В. Миронов // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 3. – С. 15–21.
11. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
12. Gromov V.A. Forward scattering indicatrix of aircrafts and possibility of over-the-horizon surveillance / V.A. Gromov, M.V. Krutikov, G.S. Sharygin // Radar Conference (Rome). – 2009. – P. 505–508.
13. Нарбут В.Н. Поляризация излучения зеркальных антенн / В.Н. Нарбут, В.Х. Хмель. – Киев: Вища школа, 1978. – 279 с.

---

#### Громов Вячеслав Александрович

Мл. науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: 8-(382-2) 41-36-70

Эл. почта: gromov.tusur@gmail.com

#### Аникин Алексей Сергеевич

Мл. науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: 8-(382-2) 41-36-70

Эл. почта: rbk@sibmail.com

Gromov V.A., Anikin A.S.

#### The estimation of the instantaneous ellipticity angle of all-round-looking radar signals in X-band

The instantaneous ellipticity angle of all-round-looking radar signals is investigated based on the experimental data. The dependences of the ellipticity angle from the antenna radar angle and observation period are presented. The density distributions of the ellipticity angles for different antenna pattern sectors are shown.

**Keywords:** polarization of radar signal, radio-frequency pulse, all-round-looking radar, ellipticity angle.

УДК 621.396.677.31

В.Ю. Куприц, А.А. Мещеряков, Г.С. Шарыгин

## Моделирование характеристик направленности антенных решеток с элементами Вивальди на наземных трассах

Рассмотрены изменения характеристик направленности антенной решетки с элементами Вивальди в условиях работы на наземных трассах. Для сравнения рассмотрены характеристики квадратных гребенчатых рупорных антенн в тех же условиях и с такой же апертурой. Приведены расчетные и экспериментальные характеристики антенн и созданных на их основе пеленгаторов в сантиметровом диапазоне частот.

**Ключевые слова:** антенна Вивальди, антенная решетка, широкополосность, наземные трассы распространения радиоволн.

Перспективность применения антенных решеток (АР) для различных радиотехнических систем была отмечена уже в 60–70-х гг. прошлого века. В настоящее время благодаря применению современных СВЧ-материалов и использованию цифровых диаграммообразующих схем преимущества АР стали очевидны.

Для повышения эффективности работы пассивных радиолокационных систем (ПРЛС) необходимо учитывать искажения поля в раскрыве приемной антенны, связанные с условиями распространения радиоволн на наземных трассах. Изменение формы диаграммы направленности (ДН) АР, возникающие в результате искажения поля, могут существенно влиять на характеристики ПРЛС, например увеличить ошибку пеленгования. Влияние этих искажений на характеристики направленности антенной решетки рассматривается в настоящей статье. Путем моделирования оцениваются ожидаемые ошибки пеленгования источника радиоизлучения (ИРИ) равносигнальным методом [1].

В условиях реальных наземных трасс амплитудно-фазовое распределение поля в раскрыве приемной антенны имеет значительную долю случайной составляющей, связанной с наличием переотражающих объектов на трассе и их случайным расположением. Переотражающими объектами могут быть как местные предметы вблизи трассы, так и рельеф подстилающей поверхности [2].

Зависимость уровня сигнала на выходе приемной антенны от угла ее поворота на реальной трассе будем в дальнейшем называть реализацией кажущейся диаграммы направленности (КДН) приемной антенны [3], которая может существенно отличаться от ее диаграммы направленности, измеренной в безэховой камере.

Для исследования изменений КДН была разработана модель трассы с использованием методики, описанной в [4]. В предложенной модели реальные переотражатели представлены точечными элементами, имеющими диаграмму переизлучения со случайными параметрами. Схема моделирования поясняется на рис. 1.

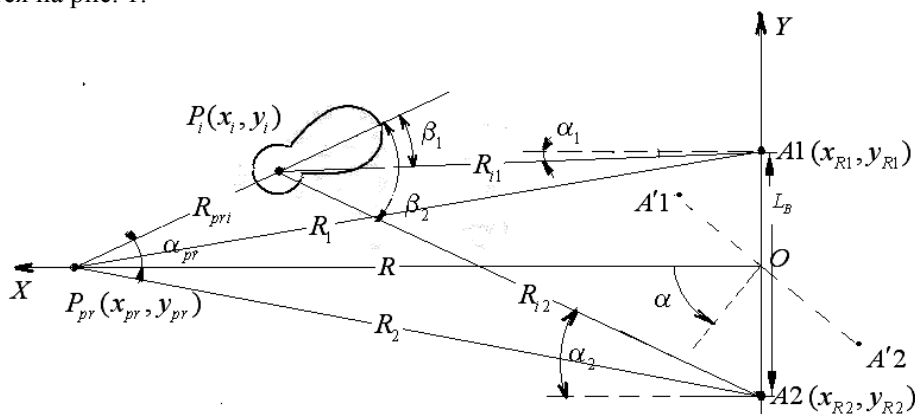


Рис. 1. Геометрия трассы в азимутальной плоскости:  $P_{pr}(x_{pr}, y_{pr})$  – передатчик;  $P_i(x_i, y_i)$  –  $i$ -й переотражатель;  $A1(x_{R1}, y_{R1})$ ,  $A2(x_{R2}, y_{R2})$  – приемные антенны



Две приемные антенны пеленгатора разнесены в азимутальной плоскости  $XOY$  на расстояние  $L_B$  – базу пеленгатора, образуемую из-за реальных размеров антенн. Центр базы расположен в начале координат, а ось  $OX$  направлена на источник. Максимумы ДН антенн имеют отклонение от оси  $OX$  на некоторый угол для реализации равносигнального амплитудного метода пеленгования.

Реализации КДН антенн получены в процессе имитации вращения базы пеленгатора относительно центра (точки  $O$ ) в секторе  $-90^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$  ( $\alpha$  – угол между перпендикуляром к базе и осью  $OX$  – направлением на источник).

В качестве приемных использовались антенны двух типов с одинаковой апертурой: АР из элементов Вивальди [5] и квадратный гребенчатый рупор [6], внешний вид которых показан на рис. 2 и 3.



Рис. 2. Внешний вид антенной решетки с элементами Вивальди

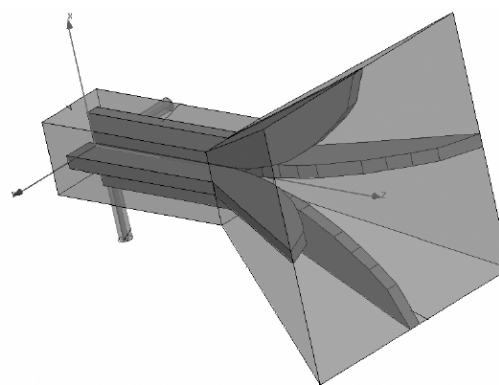


Рис. 3. Общий вид квадратной гребенчатой рупорной антенны

Моделировались два режима излучения:

– наведенный режим, когда максимум ДН антенны источника был направлен на центр базы приемной антенной системы;

– режим сканирования антенны источника от направления на центр базы пеленгатора в секторе  $-90^\circ \leq \alpha_{pr} \leq 90^\circ$ . В этом режиме направление максимума ДН передающей антенны задавалось случайно с равномерным распределением в указанном секторе и оставалось неизменным в процессе имитации измерения реализации КДН обеих антенн.

Сигнал в приемной антенне представлен суммой комплексных составляющих регулярной  $\dot{E}_p$  и рассеянных  $\dot{E}_{ci}$  компонент поля:

$$\dot{E}(\alpha) = \dot{E}_p(\alpha) + \sum_{i=1}^N \dot{E}_{ci}(\alpha), \quad (1)$$

или

$$\dot{E}(\alpha) = A_p(\alpha)e^{j\varphi_0} + \sum_{i=1}^N A_{ci}(\alpha)e^{j(\varphi_0 + \varphi_i(\alpha))}, \quad (2)$$

где  $N$  – число отражателей;  $A_p$  и  $\varphi_0$  – амплитуда и начальная фаза регулярной составляющей сигнала;  $A_{ci}$  и  $\varphi_i(\alpha)$  – случайные амплитуда и фаза сигнала от  $i$ -го отражателя.

Регулярная составляющая сигнала в антеннах А1 и А2 может быть представлена в виде [4]

$$\dot{E}_{pk}(\alpha) = A_p F_{ak}(\alpha) e^{j(\varphi_0 + \Delta\varphi_{smk}(\alpha))}, \quad (3)$$

где  $F_{ak}(\alpha)$  – ДН каждой из антенн системы в свободном пространстве;  $\Delta\varphi_{smk}(\alpha)$  – дополнительный набег фаз принятых каждой антенной сигналов за счет поворота базы пеленгатора.

Рассеянная случайная составляющая сигнала  $i$ -го отражателя в приемных антеннах А1 и А2 может быть представлена в виде

$$\dot{E}_{cik}(\alpha) = A_{ci} F_{pr}(\alpha_{pr}) S_0 F_{ni}(\beta_k) F_{ak}(\alpha_k) e^{j(\varphi_0 + \varphi_{ki}(\alpha) + \Delta\varphi_{smk}(\alpha))}, \quad (4)$$

где  $F_{ap}(\alpha_{ap})$  – ДН передающей антенны:

$$F_{ap}(\alpha_{ap}) = \frac{\sin k_p \alpha_{ap}}{k_p \alpha_{ap}}, \quad (5)$$

$$k_p = 2,81/\theta_{0,5pr}; \quad (6)$$

$F_{n1i}(\beta_1)$  и  $F_{n2i}(\beta_2)$  – диаграммы переизлучения  $i$ -го отражателя:

$$F_{n1i}(\beta_1) = \left( \frac{S_p + e^{-k_n \beta_1^2}}{1 + S_p} \right), \quad F_{n2i}(\beta_2) = \left( \frac{S_p + e^{-k_n \beta_2^2}}{1 + S_p} \right), \quad (7)$$

где  $k_n = 1,39/\theta_{0,5i}$ ;  $\theta_{0,5pr}$  – ширина ДН передающей антенны по половинной мощности;  $\theta_{0,5i}$  – ширина диаграммы переизлучения по половинной мощности;  $S_0$  – коэффициент ослабления переизлученного сигнала от  $i$ -го отражателя в максимуме диаграммы переотражения по отношению к регулярному сигналу;  $S_p$  – коэффициент (характеристика) пьедестала, отражающий уровень бокового и обратного переизлучения по отношению к максимуму главного лепестка диаграммы переизлучения.

Углы  $\beta_1$  и  $\beta_2$  определяются из геометрических соотношений (см. рис. 1), а параметры  $\theta_{0,5i}$ ,  $S_0$ ,  $S_p$  являются случайными величинами с равномерным законом распределения.

В результате моделирования в обоих режимах излучения были получены ансамбли реализаций КДН двух АР из элементов Вивальди и ансамбли КДН двух квадратных гребенчатых рупорных антенн (ГРА). При моделировании максимум ДН первой и второй АР и соответственно первой и второй ГРА имели отклонение на угол  $15^\circ$  относительно оси  $OX$  (см. рис. 1). В качестве примера на рис. 4 показан результат усреднения ансамбля по 1000 реализациям КДН в наведенном режиме излучения при частоте сигнала 10 ГГц.

Адекватность модели реальным условиям на трассе проверялась сравнением модельных и экспериментально полученных КДН антенн в летнее время года на трассе протяженностью 23,7 км на среднепересеченной местности с растительностью в виде отдельных лесных массивов и кустарников.

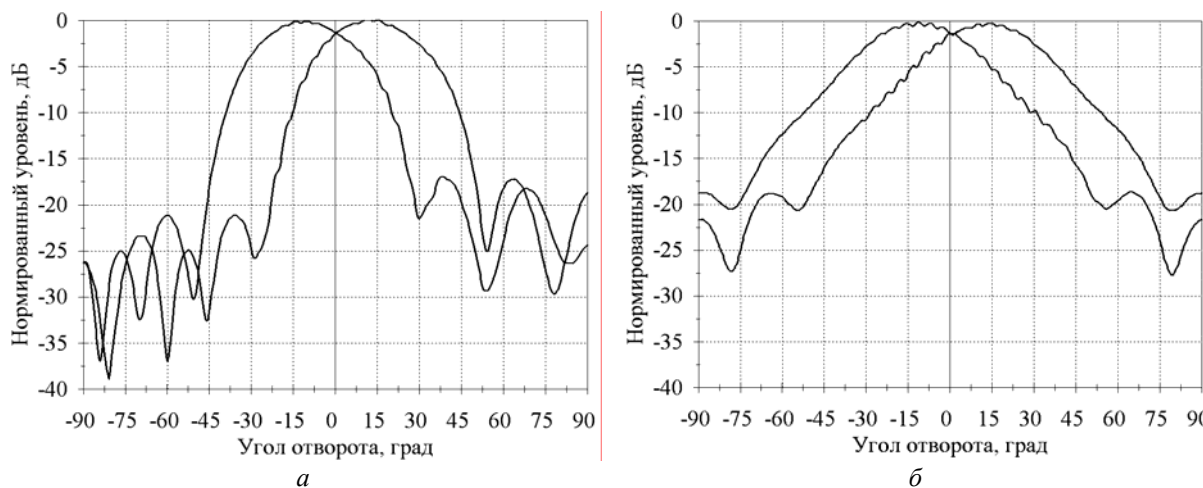


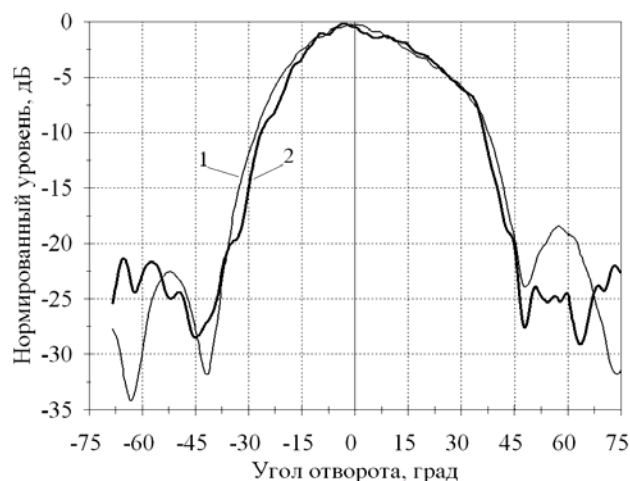
Рис. 4. Усредненные КДН приемных антенных систем с АР (а) и квадратными рупорами (б)

На рис. 5 приведен пример сравнения модельной (кривая 1) и полученной экспериментально (кривая 2) КДН АР с элементами Вивальди на частоте 10 ГГц.

Результаты моделирования влияния трассы на характеристики направленности антенных систем использовались для оценки ошибки пеленгования моноимпульсным равноточным методом пеленгования, с использованием АР на элементах Вивальди и квадратных гребенчатых рупорных антенн.

Были получены значения СКО пеленга по ансамблю КДН на разных частотах сигнала. Оценки СКО приведены в таблице.

Рис. 5. Нормированные модельная (кривая 1) и экспериментальная (кривая 2) КДН АР с элементами Вивальди



#### СКО пеленга амплитудного пеленгатора

Частота сигнала, ГГц	Тип режима работы передающей антенны	Линейный участок ПХ, град	СКО пеленга, град	
			АР с элементами Вивальди	Квадратные рупоры
10	Наведенный	30	0,86	0,88
10	Сканирующий	30	1,97	2,55
18	Наведенный	15	0,18	0,21
18	Сканирующий	15	1,07	1,66

Из таблицы видно, что в наведенном режиме СКО пеленга на различных частотах амплитудным пеленгатором с АР из элементов Вивальди и с рупорными антеннами примерно совпадают, а в сканирующем режиме излучения в случае применения элементов Вивальди ошибки на 20–30% меньше.

Представленные результаты позволяют сделать следующие выводы:

1. Ошибки пеленгования амплитудным методом зависят от формы ДН приемных антенн системы. При использовании двух разных антенных систем с одинаковой шириной ДН по половинной мощности и разной шириной ДН на «нулевом» уровне антенная система с более узкой «по нулям» ДН обеспечивает меньшую ошибку пеленгования.

2. Антенная решетка с элементами Вивальди имеет более узкую КДН на «нулевом» уровне, чем квадратная гребенчатая рупорная антенна при равной ширине КНД на уровне половинной мощности. Таким образом, применение антенных решеток с элементами Вивальди в приемной антенной системе малогабаритных широкополосных амплитудных пеленгаторов при сканирующих антеннах ИРИ позволяет снизить ошибку пеленгования за счет условий распространения радиоволн примерно на 30% по сравнению с аналогичными широкополосными амплитудными пеленгаторами с рупорными антеннами.

#### Литература

1. Ширман Я.Д. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справочник / Я.Д. Ширман, Ю.И. Лосев, Н.Н. Минервин и др.; под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с.
2. Чимитдоржиев Н.Б. Распространение и регулирование дифракционных УКВ полей / Н.Б. Чимитдоржиев, П.Н. Дагуров, Ю.Л. Ломухин. – Новосибирск: Наука, Сиб отд., 1987. – 151 с.
3. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. – М.: Сов. радио, 1970. – 382 с.
4. Островитянов Р.В. Статистическая теория радиолокации протяженных целей / Р.В. Островитянов, Ф.А. Басалов. – М.: Радио и связь, 1982. – 231 с.
5. Куприц В.Ю. Широкополосные антенные решетки с элементами Вивальди для систем радиомониторинга / В.Ю. Куприц, А.А. Мещеряков, М.В. Крутиков // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 1 (23). – С. 18–21.
6. Dehdasht-Heydari R. Quad Ridger Horn Antenna for UWB Applications / R. Dehdasht-Heydari, H.R. Hassani, A.R. Mallahzadeh // Progress In Electromagnetics Research. – 2008. – Vol. 79. – P. 23–38.

**Куприц Владимир Юрьевич**

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник НИИ радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-38-89

Эл. почта: tomskvlad@mail.ru

**Мещеряков Александр Алексеевич**

Канд. техн. наук, вед. науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-34-55

Эл. почта: gwplab@rts.tusur.ru

**Шарыгин Герман Сергеевич**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. РТС ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-38-98

Эл. почта: gssh@mail.tomsknet.ru

Kuprith V.Yu., Mescheryakov A.A., Sharygin G.S.

**Modeling of characteristics of the orientation of antenna array with Vivaldi elements on land routes**

The paper presents the changes of characteristics of the orientation of an antenna array with Vivaldi elements working on land routes. We also compared the characteristics of square edge horn antennas in the same conditions and with the same aperture. Design and experimental characteristics of antennas and the direction finders created on their basis are provided in centimetric wave band.

**Keywords:** Vivaldi antenna, antenna array, broadband, land routes of distribution of radio waves.

---

УДК 534.2

Н.П. Красненко, А.С. Раков, Д.С. Раков, Ц.Д. Сандуков

## Приземное распространение звуковых волн в пределах прямой видимости

Рассмотрен алгоритм расчета уровня звукового давления при приземном распространении звука в пределах прямой видимости. Определены компоненты ослабления звука, которые необходимо учитывать при проведении расчетов. Приведены результаты экспериментов и сравнение с теоретическими расчетами.

**Ключевые слова:** атмосфера, звук, распространение, ослабление, подстилающая поверхность, звуковое давление.

Акустические системы различного назначения широко используются в приземной атмосфере – это установки звукового оповещения и вещания, пассивные системы локации и приема (направленные микрофоны) и др. Характеристики их работы (дальность действия, слышимость, разборчивость речи) во многом определяются условиями применения. Для оценки эффективности работы акустических систем в атмосфере необходимо знать, как влияет атмосферный канал распространения на характеристики распространяющихся звуковых сигналов. Поэтому детальное изучение и понимание процессов распространения звуковых волн в приземном слое атмосферы необходимо для решения задач по увеличению эффективности работы акустических систем.

Распространение звука вблизи поверхности земли имеет свои особенности, в отличие от распространения в свободном пространстве. Это обусловлено тем, что на приземное распространение звука влияет много разных факторов, к которым относятся метеорологические условия (значения метеопараметров: скорости и направление ветра, температуры воздуха, давления, влажности, характеристик турбулентности атмосферы и поведение их вертикальных профилей), а также геометрия распространения звука (длина трассы, высоты источника и приемника над уровнем земли), характеристики трассы распространения.

Как правило, рекламные проспекты разработчиков и производителей акустических систем приводят данные по дальности их действия, учитывающие в лучшем случае только сферическую расходимость звуковой волны в свободном пространстве, хотя системы предназначены для использования в приземной атмосфере.

Отсюда следует, что основной проблемой стоящей при разработке и использовании акустических систем в приземной атмосфере, является учет влияния атмосферного канала распространения на характеристики звуковых волн.

Поэтому ниже были проведены теоретические и экспериментальные исследования по распространению звуковых волн в приземном слое атмосферы. В частности, был рассмотрен вопрос определения уровня звукового давления на различных расстояниях от звукового источника в пределах прямой видимости, где работает большинство цитируемых выше акустических систем.

**Модель приземного распространения звуковых волн в пределах прямой видимости.** Модель распространения звука в приземном слое в пределах прямой видимости основывается на том, что в заданную точку пространства от источника приходит только два луча: прямой и отраженный от поверхности Земли, причем прямой луч не имеет точки поворота (нет рефракции). Такая ситуация возможна при одновременно малых значениях скорости ветра ( $v < 1$  м/с) и абсолютного значения градиента температуры воздуха  $g < 1$  град/км или при малых длинах трасс распространения звука  $d$  порядка нескольких десятков и сотен метров. Данная модель распространения звука в приземном слое атмосферы соответствует нейтральному режиму распространения звука (рис. 1) [1].

Оценка уровня звукового давления в заданной точке пространства обычно проводится на основе расчета так называемого дополнительного ослабления звука  $L_{\text{доп}}$ , состоящего из суммы различных компонент ослабления звука в атмосфере:  $L_3$  – ослабления, обусловленного подстилающей поверхностью (приземное ослабление звука, учитывающее влияние интерференции прямой и отраженной волны);  $L_T$  – ослабления, вызванного атмосферной турбулентностью;  $L_{\text{КМ}}$  – ослабле-

ния, вызванного классическим поглощением звука за счет вязкости и теплопроводности воздуха и молекулярным поглощением звука, обусловленного релаксационными процессами в молекулах кислорода, азота и углекислого газа;  $L_{\text{сф}}$  – ослабления звуковой волны, обусловленного ее угловой расходимостью (в отсутствие рефракции – сферической).

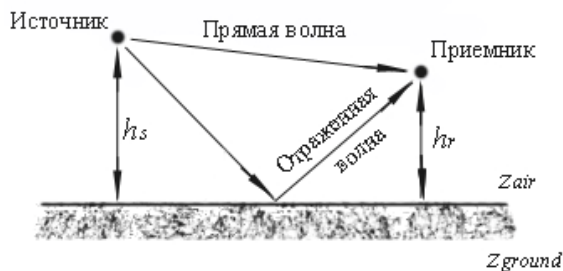


Рис. 1. Геометрия приземного распространения звука

В целом по дополнительному ослаблению звука на приземных трассах имеется достаточно много информации в литературе [1, 2, 5–7]. В то же время для определения отдельных компонент ослабления звука при известной геометрии распространения звука от источника до приемника необходимо знание как различных характеристик атмосферы, так и импедансных свойств подстилающей поверхности. Последние, в свою очередь, зависят от частоты звука и типа поверхности (снег, песок, асфальт, рыхлая почва и т.д.). Комплексный импеданс различных поверхностей Земли обычно рассчитывают по модели Делани–Безли [6], построенной для волокнистых поглощающих материалов, или её модификаций [7]. Формулы для расчета других компонент дополнительного ослабления звука: классического, молекулярного и турбулентного – можно, например, найти в [1]. При распространении звуковых волн низких частот, как правило в сотни герц и ниже, атмосферным ослаблением на расстояниях прямой видимости можно пренебречь и учитывать только ослабление за счет поверхности Земли.

**Экспериментальные исследования распространения звуковых волн в пределах прямой видимости.** Для проверки расчетов уровня звука по формуле (1) проводились экспериментальные исследования приземного распространения звука.

Экспериментальная установка [3–4] включала в себя излучающую систему в виде направленной акустической антенны с апертурой диаметром 1 м, на которую с компьютера через усилитель мощности подавался сигнал, и приемную систему в виде двух микрофонов в составе шумомеров Mediator 2238 фирмы Brüel&Kjær. Ось излучающей антенны находилась на высоте 6 м над землей. Первый приемный микрофон (шумомер) размещался в базовой точке на мачте на расстоянии 20 м от излучателя на оси диаграммы направленности антенны и служил в качестве опорного для контроля АЧХ источника. Второй – путем переноса использовался в четырех последующих измерительных точках на расстояниях 90, 180, 210, 270 м от излучателя. В каждой точке измерения проводились на 4 высотах расположения микрофона над подстилающей поверхностью: 0; 0,5; 1 и 1,5 м. В качестве исходного излучаемого сигнала моделировался белый шум в частотном диапазоне электроакустического преобразователя. Шумомеры фиксировали измерения уровня звука по третьоктавной сетке частот в диапазоне от 315 до 12500 Гц, используя третьоктавные приемные фильтры. В качестве средств метеорологического обеспечения эксперимента использовались стандартные метеорологические датчики, измерявшие скорость и направление ветра, температуру и влажность воздуха, атмосферное давление, которые затем использовались для определения величины молекулярного поглощения звука и контроля отсутствия рефракции звука. Эксперименты проводились в различные сезоны года. Подстилающая поверхность трассы распространения звуковых волн представляла собой относительно ровное поле: с редким кустарником высотой до 1 м, снежным покровом в зимнее время и травяным покровом в весенний и летний период.

Теоретически ослабление звука рассчитывалось по формуле (1) для каждой точки приема. При этом дополнительное ослабление звука определялось по формулам, приведенным в литературных источниках [1, 2, 5–6]. В качестве модели импеданса земной поверхности была использована модель Делани–Безли [6, 7], численные значения характеристик которой задавались исходя из типа под-

В итоге уровень звукового давления в заданной точке  $r$  можно записать в следующем виде:

$$R_{\text{res}}(f, r) = S(f) - L_{\text{доп}}(f, r) + D(\theta, f), \quad (1)$$

где  $R_{\text{res}}(f, r)$  – уровень звука в точке приема в дБ;  $S$  – уровень звука (амплитудно-частотная характеристика) источника (АЧХ), приведенный к 1 м, в дБ;  $L_{\text{доп}}(f, r)$  – дополнительное ослабление звука в дБ, учитывающее перечисленные выше виды ослабления звука;  $f$  – частота звуковых колебаний;  $D(\theta)$  – параметр, учитывающий характеристику направленности источника или (и) приемника звука, в дБ.

стилающей поверхности трассы распространения звука во время проведения эксперимента (травя соответствующей высоты и густоты, сухая, влажная или замерзшая почва и др.).

Экспериментально значения ослабления звукового сигнала определялись на основе разности приведенного уровня звукового сигнала в точке изучения, полученного по измерениям опорного микрофона, и измеренного значения уровня звука в точке наблюдения.

Один из примеров сравнения теоретически рассчитанной и экспериментальной частотных зависимостей уровня звука для конкретных условий проведения эксперимента приведен на рис. 2. Можно сказать, что используемая модель расчета уровня звука при приземном распространении в пределах прямой видимости дает достаточно хорошее совпадение теоретических и экспериментальных данных в области речевого диапазона частот (до 4000 Гц). Увеличивающееся различие данных на более высоких частотах можно объяснить тем фактом, что при теоретическом расчете не учитывалось влияние турбулентного ослабления звука, которое сильно проявляется при узких звуковых пучках [2] (соответственно на высоких частотах при фиксированной апертуре излучателя). Этот неучет был вызван отсутствием соответствующих измерителей характеристик турбулентности при проведении эксперимента.

При малых длинах трасс распространения сигналов ослабление звука за счет его поглощения в воздухе (классического и молекулярного) обычно мало [2] и уровень звукового давления принимаемого сигнала в основном определяется геометрией трассы распространения и влиянием подстилающей поверхности Земли. Располагая приемный микрофон на различных высотах, можно оценить степень этого влияния. На рис. 3 в качестве примера представлены результаты изменения уровня звукового давления сигнала для различных длин трасс распространения звука и высот расположения приемного микрофона.

При расположении приемного микрофона на уровне подстилающей поверхности ( $h_r = 0$  м) регистрируется только прямая проходящая звуковая волна от источника. При поднятых над поверхностью Земли микрофонах регистрируется и отраженная волна (рис. 1), приводящая к интерференции в точке приема. Данный вклад особенно сильно заметен на малых расстояниях. Также за счет влияния подстилающей поверхности с расстоянием изменяется и амплитудно-частотная характеристика излучаемого сигнала.

**Заключение.** Результаты проведенных экспериментальных исследований приземного распространения звуковых волн в пределах прямой видимости показывают достаточно хорошее совпадение значений уровня звука принимаемых сигналов с теоретическими расчетами, использующими импедансную модель Делани-Безли по учету дополнительного ослабления звука за счет подстилающей поверхности Земли. В большей степени это соответствует частотам ниже 4000 Гц. При более высоких частотах необходимо учитывать влияние и других факторов ослабления звука.

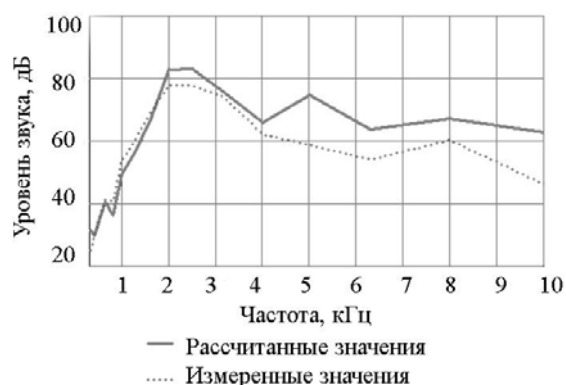


Рис. 2. Зависимость уровня звука от частоты для дальности 90 м. Вертикальные черточки характеризуют разброс экспериментальных значений. Высота источника 6 м, высота приемника 1 м. Тип подстилающей поверхности – промерзшая земля с засохшей травой

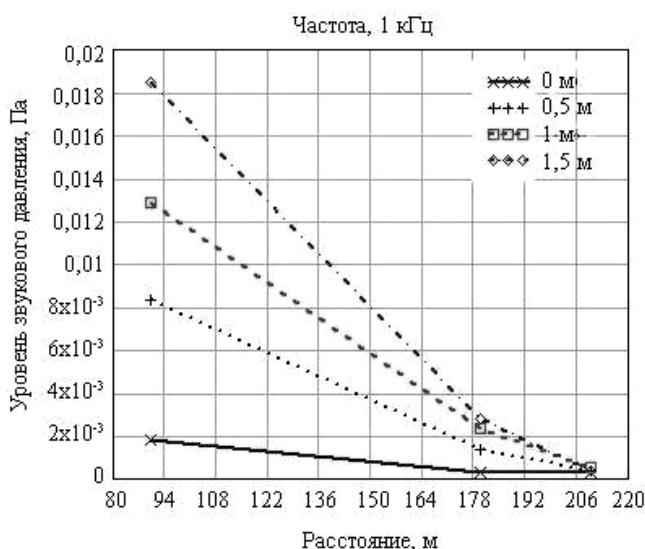


Рис. 3. Зависимость уровня принимаемого звукового сигнала частоты 1 кГц от расстояния при различных высотах расположения микрофона. Тип подстилающей поверхности – травяной покров высотой около 0,5 м

При передаче (или приеме) широкополосных звуковых сигналов необходимо учитывать влияние приземного канала распространения волн на изменения их амплитудно-частотных характеристик из-за геометрии распространения и влияния подстилающей поверхности.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 12-02-31154/мол\_а.

#### *Литература*

1. Красненко Н.П. Приземное распространение звуковых волн в атмосфере // Акустические измерения и стандартизация. Ультразвук и ультразвуковые технологии. Атмосферная акустика. Акустика океана: сб. тр. XV сессии Российского акустического общества. – М.: ГЕОС, 2004. – Т. 2. – С. 97–102.
2. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя. – Томск, 2001. – 278 с.
3. Красненко Н.П. Технические средства для исследования приземной атмосферы и распространения звуковых волн / Н.П. Красненко, А.Н. Кудрявцев, Д.С. Раков, П.Г. Стафеев // Оптика атмосферы и океана. – 2012. – Т. 25, № 2. – С. 158–164.
4. Красненко Н.П. Мощные излучающие акустические антенные решетки / Н.П. Красненко, А.С. Раков, Д.С. Раков, Ц.Д. Сандуков // Приборы и техника эксперимента. – 2012. – №3. – С. 129–130.
5. Красненко Н.П. Методика определения дальности действия направленных микрофонов с учетом канала распространения / Н.П. Красненко, Д.С. Раков // Методы и устройства передачи и обработки информации: межвуз. сб. науч. тр. / Под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. – М.: Радиотехника, 2009. – Вып. 11. – С. 154–164.
6. Delany M.E. Acoustical properties of fibrous absorbent materials / M.E. Delany, E.N. Bazley // Appl. Acoust. – 1970. – № 3. – P. 105–116.
7. Attenborough K. Predicting outdoor sound / K. Attenborough, K.M. Li, K. Horoshenkov. – London; New York: Taylor & Francis, 2007. – 441 p.

---

#### **Красненко Николай Петрович**

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа,  
вед. науч. сотрудник Института мониторинга климатических и экологических систем  
Сибирского отделения Российской академии наук (ИМКЭС СО РАН)  
Тел.: 8 (382-2) 49-24-18  
Эл. почта: krasnenko@imces.ru

#### **Раков Александр Сергеевич**

Мл. науч. сотрудник ИМКЭС СО РАН

#### **Раков Денис Сергеевич**

Канд. техн. наук, мл. науч. сотрудник ИМКЭС СО РАН  
Тел.: 8 (382-2) 49-24-18  
Эл. почта: rakov@imces.ru

#### **Сандуков Цыден Даваевич**

Мл. науч. сотрудник ИМКЭС СО РАН

Krasnenko N.P., Rakov A.S., Rakov D.S., Sandukov Ts.D.  
**Near-ground line-of-sight propagation of sound waves**

Algorithm for calculation of sound pressure level is considered for near-ground line-of-sight sound wave propagation. Components of sound attenuation that must be taken into account to perform calculations are determined. The results of experiments are presented together with their comparison with theoretical calculations.

**Keywords:** atmosphere, sound, propagation, attenuation, underlying surface, sound pressure.



УДК 621.396.67.012.12

К.А. Лайко, Ю.О. Филимонова

## Амплитудный синтез диаграмм направленности антенных решеток с минимальным уровнем первого лепестка и контролируемым спадом последующих

Предложен синтез амплитудных распределений антенных решеток методом суперпозиции, отличающийся от известных (метод парциальных диаграмм, метод интеграла Фурье, метод Дольфа – Чебышева) своей простотой. При первой итерации в качестве исходных использовались только две диаграммы направленности с равномерным амплитудным распределением и противофазными боковыми лепестками. Синтезируемая диаграмма направленности обладает заведомо меньшим уровнем первого бокового лепестка и иным законом спада. Исследован широкий класс амплитудных распределений типа косинус  $m$ -й степени с параметром  $\theta_i$  в аргументе, который позволяет управлять уровнем и законом спада боковых лепестков.

Полученные амплитудные распределения предназначены для использования в качестве исходных для синтеза диаграмм направленности антенных решеток более широкого класса.

**Ключевые слова:** синтез, метод суперпозиций, уровень боковых лепестков, диаграмма направленности.

К современным антенным решеткам (АР) предъявляют много противоречивых требований, в частности, увеличение КНД при заданных габаритных размерах [1]. Особенно этот вопрос актуален для космических систем связи, где на счету каждый килограмм массы. Одним из путей повышения КНД является увеличение коэффициента использования поверхности раскрыва (КИПР)

$$\text{КНД} = \frac{4\pi S_{\text{геом}} \nu}{\lambda^2}, \quad (1)$$

где  $S_{\text{геом}}$  – геометрический размер антенны;  $\nu$  – КИПР.

Современные излучающие системы должны обеспечивать заданную диаграмму направленности (ДН) в нужный момент времени, что связано с вопросами адаптации в меняющейся помеховой обстановке, а также сканирования луча в случае ФАР [2]. Всё это требует динамического изменения во времени амплитудного распределения. В связи с этим необходим простой синтез амплитудных распределений по требуемой форме ДН.

Данная работа посвящена синтезу амплитудного распределения методом суперпозиции. Рассмотрим синтез на примере линейной АР. Выражение для ДН имеет вид

$$f(\theta) = \sum_{n=1}^N A_n \cos \left[ \frac{kd}{2} (2n-1) \sin \theta \right], \quad (2)$$

где  $A_n$  – исходное амплитудное распределение;  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  – волновое число;  $d$  – шаг антенной решетки;  $2N$  – число излучателей в линейке;  $\theta$  – текущая угловая координата;  $n$  – текущий номер излучателя.

На первом этапе синтеза рассматриваются ДН с равномерным амплитудным распределением  $A_n = 1$ . ДН

АР для десяти излучателей с шагом  $d = \frac{\lambda}{2}$  представлена

на рис. 1 и обладает следующими характеристиками:

уровень боковых лепестков (УБЛ) –  $\xi = -13,2$  дБ; ширина луча по уровню половинной мощности –

$2\theta_{0,5} = 48,33^\circ \frac{\lambda}{L}$ ; КИПР –  $\nu = 1$ , где  $L = (2N-1)d$ .

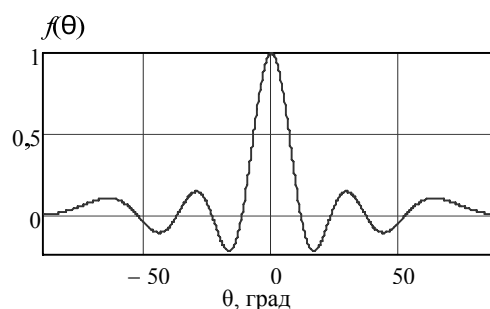


Рис. 1. ДН с равномерным амплитудным распределением

На следующем этапе берутся две подобные ДН, разнесенные в пространстве на величину  $\pm\theta_i$  ( $i$  – шаг итерации, в данном случае  $i=1$ ), сумма которых даст синтезируемую с отличающимися от исходных параметрами. Амплитудное распределение можно найти из результирующей ДН:

$$\begin{aligned} f_r(\theta) &= \sum_{n=1}^N \cos\left[\frac{kd}{2}(2n-1)(\sin\theta - \sin\theta_i)\right] + \sum_{n=1}^N \cos\left[\frac{kd}{2}(2n-1)(\sin\theta + \sin\theta_i)\right] = \\ &= \sum_{n=1}^N \cos\left[\frac{kd}{2}(2n-1)\sin\theta\right] \cos\left[\frac{kd}{2}(2n-1)\sin\theta_i\right] = \sum_{n=1}^N A_n^1 \cos\left[\frac{kd}{2}(2n-1)\sin\theta\right]. \end{aligned} \quad (3)$$

В результате выражение для нормированного амплитудного распределения имеет вид

$$A_n^1 = \frac{\cos\left[\frac{kd}{2}(2n-1)\sin\theta_i\right]}{\cos\left[\frac{kd}{2}\sin\theta_i\right]}. \quad (4)$$

За счет изменения  $\theta_i$  можно получать различные значения УБЛ синтезируемой ДН. Минимум УБЛ получается тогда, когда лепестки исходных ДН в противофазе, что соответствует  $\theta_1 = 26,1^\circ \frac{\lambda}{L}$ . Синтезируемая ДН с минимальным УБЛ представлена на рис. 2 и обладает следующими характеристиками: УБЛ –  $\xi = -23,61$  дБ; ширина ДН по уровню половинной мощности –  $2\theta_{0,5} = 61,56^\circ \frac{\lambda}{L}$ ; КИПР –  $\nu = 0,809$ .

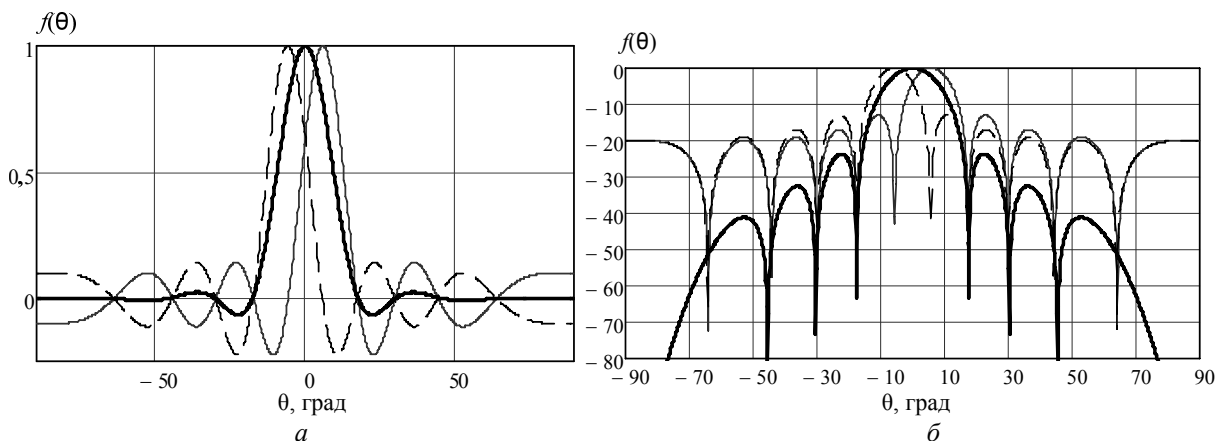


Рис. 2. Пример синтеза ДН методом суперпозиций, в качестве исходных ДН с равномерными амплитудными распределениями:  $a$  – в относительных единицах;  $b$  – в децибелах

Результирующее синтезируемое амплитудное распределение  $A_n^1$  имеет синфазный вид, так как исходные ДН были с «зеркальным» фазовым распределением  $\Phi_{n1} = \frac{kd}{2}(2n-1)\sin\theta_1$ ,  $\Phi_{n-1} = \frac{kd}{2}(2n-1)\sin(-\theta_1)$ . Выражение для нормированного амплитудного распределения принимает

вид  $A_n^1 = \frac{\cos\left[\frac{kd}{2}(2n-1)\sin\theta_1\right]}{\cos\left[\frac{kd}{2}\sin\theta_1\right]}$  и численно равно:  $A_1^1 = 1$ ,  $A_2^1 = 0,9$ ,  $A_3^1 = 0,71$ ,  $A_4^1 = 0,449$ ,  $A_5^1 = 0,143$ .

Аналогичным образом в качестве исходных берутся ДН с синтезированным амплитудным распределением  $A_n^1$ . Результирующее амплитудное распределение  $A_n^2$  подобно распределению вида косинус в квадрате. При  $m$ -й итерации выражение для нахождения результирующего нормированного амплитудного распределения примет вид

$$A_n^m = \frac{\prod_{i=1}^m \cos \left[ \frac{kd}{2} (2n-1) \sin \theta_i \right]}{\prod_{i=1}^m \cos \left[ \frac{kd}{2} \sin \theta_i \right]}, \quad (5)$$

где  $m=1; 2\dots$  – амплитудный индекс.

Амплитудное распределение (5) аналогично амплитудному распределению вида косинус  $m$ -й степени. Данный класс хорошо известен [3, 4], и его характеристики представлены в табл. 1. Параметр  $\theta_i$ , входящий в выражение амплитудного распределения (5), позволяет определить амплитуду возбуждения крайних излучателей АР, а то время как амплитудное распределение вида косинус  $m$ -й степени не позволяет этого сделать. Следовательно, при проектировании АР использование распределения вида косинус  $m$ -й степени является некорректным. Данные амплитудные распределения сведены в табл. 2 и представлены ниже. Значения в таблице приведены для оптимального параметра  $\theta_i$ , который соответствует минимальному УБЛ.

Таблица 1

**Характеристики ДН для амплитудного распределения косинус  $m$ -й степени**

Амплитудное распределение	Формула ДН без учета направленных свойств излучателей	$m$	$2\theta_{0,5}$ , град	Положение первого нуля $\theta$ , град	Огибающая БЛ ДН $F_{ог}(u)$	Уровень первого БЛ, $\xi$ , дБ	КИПР
$A(x) = \cos^m \left( \frac{\pi x}{2} \right)$ $-1 \leq x \leq 1$	Для $m=2n$ $f(U) = \frac{2m! sp(U)}{\prod_{i=1}^n ((2i)^2 - \frac{4U^2}{\pi^2})}$ , $m=2n+1$ , $f(U) = \frac{4m! \cos(U)}{\pi \prod_{i=0}^n ((2i+1)^2 - \frac{4U^2}{\pi^2})}$ , $sp(U) = \frac{\sin U}{U}$ , $U = \frac{kL}{2} \cos \theta$	0	$50,8 \frac{\lambda}{L}$	$57,4 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{1}{u}$	-13,3	1
		1	$67 \frac{\lambda}{L}$	$86 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{2,47}{u^2}$	-22,9	0,811
		2	$83 \frac{\lambda}{L}$	$114,6 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{9,87}{u^3}$	-31,4	0,667
		3	$95 \frac{\lambda}{L}$	$143,2 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{55}{u^4}$	-39,3	0,575
		4	$110,6 \frac{\lambda}{L}$	$172 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{390}{u^5}$	-46,7	0,515

Таблица 2

**Характеристики ДН для предложенного амплитудного распределения**

Амплитудное распределение $A_n$	$m$	$2\theta_{0,5}$ , град	Положение первого нуля, $\theta$ , град	Огибающая БЛ ДН $F_{ог}(u)$	Уровень первого БЛ $\xi$ , дБ	Коэффициент использования поверхности раскрыва для числа излучателей			
						10	50	100	1000
$\prod_{i=0}^m \cos \left[ \frac{kd}{2} (2n-1) \sin \theta_i \right]$ $\prod_{i=0}^m \cos \left[ \frac{kd}{2} \sin \theta_i \right]$ где $\theta_1 = 26,1^\circ \frac{\lambda}{L}$ , $\theta_2 = 25,65^\circ \frac{\lambda}{L}$ , $\theta_3 = 26,1^\circ \frac{\lambda}{L}$ , $\theta_4 = 25,25^\circ \frac{\lambda}{L}$	0	$48,33 \frac{\lambda}{L}$	$51,84 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{1}{u}$	-13,20	1			
	1	$61,56 \frac{\lambda}{L}$	$80,19 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{2}{u^{1,91}}$	-22,6	0,809	0,862	0,868	0,873
	2	$74,52 \frac{\lambda}{L}$	$108,54 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{26}{u^{3,5}}$	-31,21	0,665	0,722	0,729	0,735
	3	$87,48 \frac{\lambda}{L}$	$137,70 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{55}{u^4}$	-39,40	0,573	0,624	0,630	0,635
	4	$97,20 \frac{\lambda}{L}$	$166,50 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{390}{u^{5,2}}$	-46,54	0,515	0,560	0,566	0,571

Примечание.  $\xi$  – уровень первого БЛ с точностью  $\pm 0,5$  дБ.

На рис. 3 изображены ДН при  $m=0;4$  и соответствующем уровне БЛ. Закон спада БЛ описывается огибающей. Примерный закон огибающей приведен в табл. 2. Более точный получен для

$N_{\text{изл}} = 20$ ,  $d = 0,5\lambda$  путем аппроксимации по методу наименьших квадратов полиномом пятой степени и представлен в табл. 3.

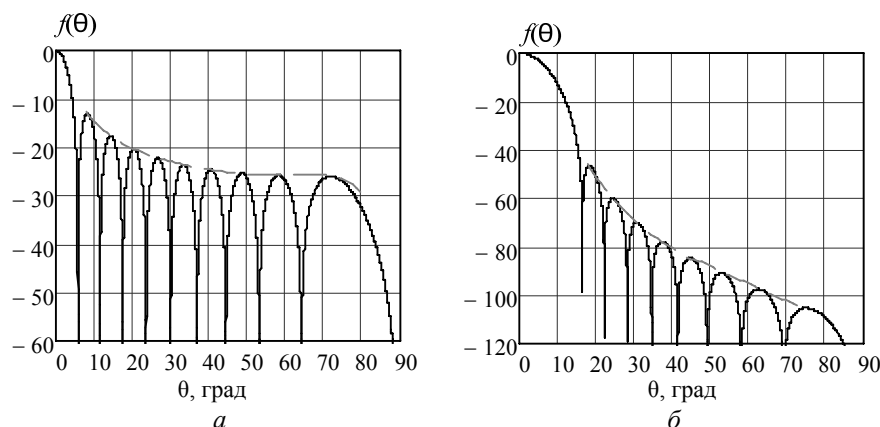


Рис. 3. ДН линейной АР без учета направленных свойств излучателей для  $2N = 20$ ,  $d = 0,5\lambda$ .  
 а –  $m = 0$ ,  $v = 1$ ,  $\xi = -13,2$  дБ; б –  $m = 4$ ,  $v = 0,543$ ,  $\xi = -46,5$  дБ

Таблица 3

Точные обгибающие ДН

$m=0$	$f(\theta) = -0,043 - 126,247\theta + 310,915\theta^2 - 424,964\theta^3 + 293,017\theta^4 - 78,416\theta^5$
$m=1$	$f(\theta) = 0,004 - 173,854\theta + 321,775\theta^2 - 349,425\theta^3 + 205,14\theta^4 - 49,196\theta^5$
$m=2$	$f(\theta) = 0,021 - 180,397\theta + 201,105\theta^2 - 102,687\theta^3 + 6,535\theta^4 + 4,744\theta^5$
$m=3$	$f(\theta) = 0,012 - 158,745\theta - 0,48\theta^2 + 264,293\theta^3 - 265,33\theta^4 + 82,157\theta^5$
$m=4$	$f(\theta) = 0,009 - 130,7\theta - 183,382\theta^2 + 554,424\theta^3 - 463,82\theta^4 + 129,641\theta^5$

Сравнительный анализ табл. 1 и 2 показывает, что при количестве излучателей  $2N = 10$  КИПР для амплитудного распределения (5) и распределения типа косинус  $m$ -й степени примерно одинаков. Далее с увеличением числа излучателей значение КИПР растет. Динамика данного процесса представлена на рис. 4. Например, для  $m=1$  и  $2N = 50$  излучателей КИПР амплитудного распределения (5)  $v = 0,862$ , что дает выигрыш 6,3% относительно распределения косинус  $m$ -й степени; для  $2N = 100$  излучателей –  $v = 0,868$ , выигрыш 7%; для  $2N = 1000$  излучателей –  $v = 0,873$ , выигрыш возрастает до 7,6%.

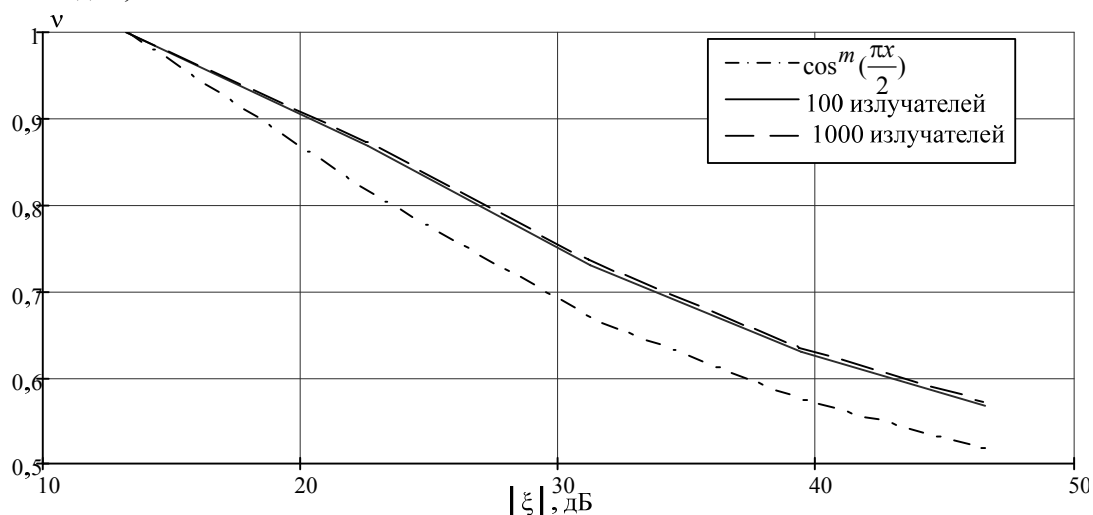


Рис. 4. Зависимость КИПР от УБЛ при различном числе излучателей

Также из таблиц видно, что с увеличением амплитудного индекса  $m$  выигрыш по КИПР увеличивается. Максимально возможный выигрыш по КИПР составляет 10,9% при  $m=4$  и количестве излучателей  $2N \rightarrow \infty$ .

Сравнительный анализ двух таблиц показал, что синтезированные амплитудные распределения обеспечивают повышение КИПР на 6–11% для дискретных структур АР в отличие от непрерывных раскрывов, где амплитуда крайних точек равна нулю. При этом рассмотренный метод синтеза достаточно прост, и полученные амплитудные распределения могут быть использованы для АР с любым количеством излучателей.

#### *Литература*

1. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ. – М.: Связь, 1977. – Ч. 2. – 288 с.
2. Зелкин Е.Г. Методы синтеза антенн // Е.Г. Зелкин, В.Г. Соколов. – М.: Сов. радио, 1980. – 296 с.
3. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Д.И. Воскресенский, В.И. Степаненко, В.С. Филиппов и др. – М.: Радиотехника, 2003. – 632 с.
4. Марков Г.Т. Антенны: учеб. для студентов радиотехнических специальностей вузов / Г.Т. Марков, Д.М. Сазонов. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.

---

#### **Лайко Константин Алексеевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. конструирования и технологии радиоэлектронных средств (КТРС) НГТУ  
Тел.: 8(383) 3-46-06-33  
Эл. почта: ktrs@ngs.ru

#### **Филимонова Юлия Олеговна**

Аспирантка каф. КТРС НГТУ  
Тел.: 8(383) 3-46-06-33  
Эл. почта: jul7788@mail.ru

Layko K.A., Filimonova Yu.O.

#### **Amplitude synthesis of radiation pattern with the lowest level of the first side lobe and controlled reduction of other side lobes for antenna arrays**

The synthesis of amplitude distribution for the Array antennas by the method of superposition which differs from other well-known methods, such as Fourier integral method, Partial diagram method or Dolph-Chebyshev method, is presented. Only two elementary radiation patterns with opposite phase Side lobes were used as the base patterns in the first iteration. Synthesized radiation pattern deliberately has lower Side lobe level and another type of the amplitude reduction.  $m$ -degree cosine amplitude distribution with parameter in argument  $\theta_i$  which allows to control the side lobe level was investigated.

Obtained amplitude distribution can be used as the basis for the synthesis of various radiation patterns for the Array antennas.

**Key words:** synthesis, method of superposition, side lobe level, radiation pattern.

УДК 621.317.089.6

М.А. Назаров, Э.В. Семенов

## Абсолютная калибровка сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик цепей

Рассмотрены вопросы линейной абсолютной калибровки системы измерения нелинейных характеристик цепей на сверхкороткоимпульсном сигнале. Линейная абсолютная калибровка выполняется только для коррекции искажений, которые вносит регистрирующее устройство при регистрации сигнала в память. Систематическая погрешность регистрирующего устройства корректируется при помощи функции, обратной передаточной регистрирующего устройства, которая может иметь полюса, начиная с определенной частоты. Для исключения полюсов рассмотрены два типа фильтров (Гаусса и фильтр типа «приподнятый косинус»). Из откликов этих фильтров выбран оптимальный и рассчитана относительная погрешность для используемого в системе измерения нелинейных характеристик цепей колоколообразного импульса длительностью 100 нс.

**Ключевые слова:** нелинейные измерения, импульсное воздействие, абсолютная калибровка, систематическая погрешность.

Разработка и создание современных средств измерения характеристик нелинейных цепей в режимах, близких к режимам их функционирования, являются важным направлением в области развития измерительной техники [1]. Ряд параметров SPICE-моделей нелинейных элементов зависит от формы тестовых сигналов, на которых эти параметры измерены. В настоящее время нами разрабатывается характеристограф [2] для измерения нелинейных вольт-амперных (ВАХ) и вольт-фарядных (ВФХ) характеристик элементов, цепей и устройств, работающих на коротких видеоимпульсах. Характеристограф впервые позволяет одновременно измерять ВАХ и ВФХ полупроводниковых элементов посредством воздействия сверхкоротким (100 нс и менее) видеоимпульсом даже в условиях продолжающихся переходных процессов в элементе.

ВАХ  $i_{IV}$  и ВФХ  $C(u)$   $p$ - $n$ -перехода определяются выражениями [2]:

$$i_{IV} = \frac{i_r(u)u'_f(u) - i_f(u)u'_r(u)}{u'_f(u) - u'_r(u)}, \quad (1)$$

$$C(u) = \frac{i_r(u) - i_f(u)}{u'_r(u) - u'_f(u)}, \quad (2)$$

где  $i_r(u)$  и  $i_f(u)$  – зависимости токов через элемент от напряжения на элементе на фронте и спаде видеоимпульса;  $u'_r(u)$  и  $u'_f(u)$  – зависимости производных по времени напряжения на элементе от напряжения на элементе на фронте и спаде видеоимпульса. Токи  $i_{IV}$  (через нелинейную проводимость) и  $i_C$  (через нелинейную емкость) протекают одновременно, и их соотношение может меняться в широких пределах ( $i_{IV} \gg i_C$  или наоборот). Поэтому погрешность косвенных измерений  $C(u)$  по (2) может оказаться больше погрешности прямых измерений  $i_r(u)$  и  $i_f(u)$ . Таким образом, должна быть обеспечена высокая точность прямых измерений указанных токов. Из этого следует необходимость калибровки регистрирующего устройства.

Кроме того, нелинейные свойства объектов проявляются по-разному в зависимости от формы тестового сигнала. По этой причине нужно точно знать форму тестового сигнала. Система разрабатывается таким образом, что тестовый сигнал с выхода цифроаналогового преобразователя (ЦАП) подается одновременно на исследуемый объект и на регистрирующее устройство. Поэтому в измерительной системе искажения тестового сигнала, которые вносит ЦАП, можно не учитывать, а форма тестового сигнала определяется регистрирующим устройством. Из вышеизложенного следует, что для более точного измерения нелинейных ВАХ и ВФХ необходимо выполнить абсолютную калибровку только регистрирующего устройства [4].

Регистрирующее устройство вносит как линейные, так и нелинейные искажения. В данной работе рассматривается коррекция только линейных искажений. Величина вносимых регистрирующим устройством линейных искажений была оценена в [5].

Целью работы является коррекция линейных искажений формы сигнала, которые вносит регистрирующее устройство, и измерение ВАХ с учетом коррекции.

**Методика коррекции линейных искажений формы сигнала.** Линейные искажения, которые вносит регистрирующее устройство (РУ) при регистрации сигнала, определяются передаточной функцией РУ (зависят от полосы пропускания РУ), которая имеет спад, начиная с определенной частоты. Спад передаточной функции РУ определяет линейные искажения. Поэтому для коррекции искажений нужно скорректировать спад передаточной функции. Алгоритм коррекции искажений показан на рис. 1, где Г – генератор тестового сигнала; РУ – регистрирующее устройство; ППФ и ОПФ – прямое и обратное преобразование Фурье, а  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  – входной сигнал и отклик регистрирующего устройства. Зарегистрированный (выходной) сигнал  $s_2(t)$  имеет спектр

$$S_2(\omega) = S_1(\omega)H(\omega), \tag{3}$$

где  $S_1(\omega)$  – спектр входного сигнала  $s_1(t)$ ;  $H(\omega)$  – передаточная функция РУ. Из равенства (3) видно что для коррекции искажений зарегистрированного сигнала нужно его спектр домножить на функцию, обратную передаточной РУ ( $1/H(\omega)$ ), которая была найдена в [5]. Далее, взяв обратное преобразование Фурье (ОПФ), получим скорректированный сигнал во временной области  $s_{\text{корр}}(t)$ .

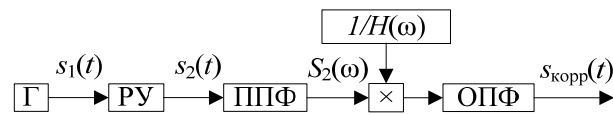


Рис. 1. Алгоритм коррекции искажений с использованием функции, обратной передаточной

Теперь оценим эффективность коррекции. Для этого необходимо определить, насколько искажается скорректированный сигнал по сравнению с входным. Входным сигналом будем считать ранее зарегистрированный сигнал  $s_2(t)$ , форма которого точно известна. Для оценки коррекции найдем относительную невязку входного и скорректированного сигналов, которая определяется выражением

$$\varepsilon(t) = [s_{\text{корр}}(t) - s_2(t)]/\max[s_2(t)], \tag{4}$$

где  $\max[s_2(t)]$  – максимальное значение сигнала  $s_2(t)$ ,  $s_{\text{корр}}(t)$  – скорректированный сигнал. Алгоритм оценки относительной погрешности показан на рис. 2. В самом алгоритме коррекции (см. рис. 1) точность коррекции определяется точностью нахождения передаточной функции, поэтому для оценки коррекции (рис. 2) были найдены две передаточные функции для двух откликов регистрирующего устройства на единичный скачок по алгоритму, описанному в [5]. Домножив спектр ранее зарегистрированного сигнала на первую передаточную функцию РУ, получим спектр отклика  $S_3(\omega)$  регистрирующего устройства на входной сигнал  $s_2(t)$ :

$$S_3(\omega) = S_2(\omega)H_1(\omega). \tag{5}$$

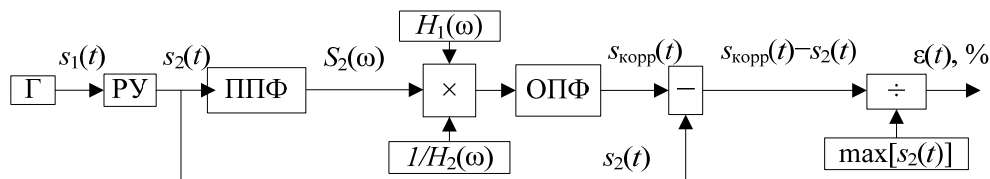


Рис. 2. Алгоритм оценки коррекции систематических искажений регистрирующего устройства

Далее, домножив спектр отклика  $S_3(\omega)$  на функцию, обратную передаточной РУ для второго измерения  $1/H_2(\omega)$ , и взяв обратное преобразование Фурье, получим скорректированный сигнал  $s_{\text{корр}}(t)$ :

$$s_{\text{корр}}(t) = F^{-1}[S_3(\omega)/H_2(\omega)]. \tag{6}$$

Далее находится относительная погрешность  $\varepsilon(t)$  по формуле (4) для колоколообразного импульса длительностью 100 нс, показанного на рис. 3. На рис. 4 изображен график относительной погрешности для этого импульса без коррекции (кривая 1) и после коррекции (кривая 2) по алгоритму на рис. 2.

Из рис. 4 видно, что с использованием коррекции систематическая погрешность уменьшается с 1,3 % (определено в [5]) до величин, не заметных на уровне шума, составляющего в данном случае не более 0,2 %. Увеличение уровня шума (случайной составляющей погрешности) – специфическая особенность коррекции с использованием обращения передаточной функции. Один из возможных

подходов борьбы с этим эффектом – домножение обращенной передаточной функции на передаточную функцию фильтра нижних частот.

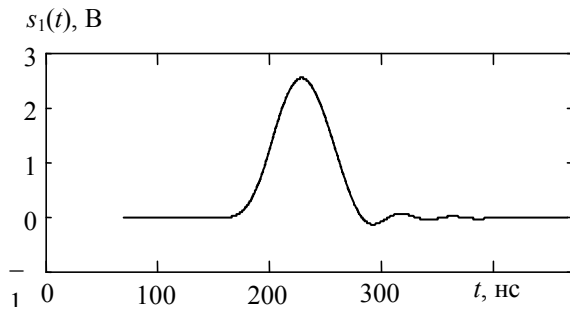


Рис. 3. Входной сигнал регистрирующего устройства

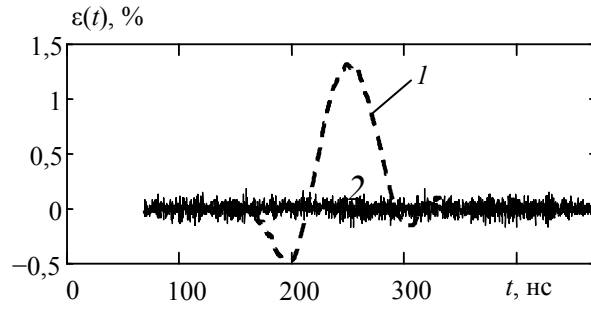


Рис. 4. Относительная погрешность регистрирующего устройства: 1 – без коррекции искажений; 2 – после коррекции искажений по алгоритму, показанному на рис. 2

Функция, обратная передаточной, начиная с определенной частоты, может иметь полюса (частоты, на которых передаточная функция имеет значение, равное нулю), которые для корректного вычисления нужно исключить. Из этих соображений следует, что необходимо применить фильтр нижних частот, который должен отфильтровывать частоты, на которых появляются полюса. Кроме того, в системе короткоимпульсных измерений во временной области важно, чтобы используемый фильтр не затягивал фронт импульсного сигнала и не создавал выбросов на переходной характеристике. Этим требованиям удовлетворяют фазолинейные фильтры. Были рассмотрены два типа таких фильтров: фильтр Гаусса и фильтр типа «приподнятый косинус».

Передаточные функции этих фильтров определяются следующими выражениями. Для фильтра Гаусса:  $H_3(\omega) = \exp(-\omega/\omega_0)$ , где  $\omega_0$  – частота среза фильтра;  $\omega$  – текущая частота. Для фильтра типа «приподнятый косинус»:

$$H_3(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{для } \omega < (1-\alpha)\omega_s/2 \\ \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega - (1-\alpha)\omega_s/2}{\alpha\omega_s}\right) & \text{для } (1-\alpha)\omega_s/2 < \omega < (1+\alpha)\omega_s/2, \\ 0 & \text{для } \omega > (1+\alpha)\omega_s/2 \end{cases}$$

где  $\omega_s$  – частота среза фильтра;  $\omega$  – текущая частота;  $\alpha$  – коэффициент «сглаженности» фильтра.

Скорректированный сигнал с использованием фильтра нижних частот определяется выражением

$$s_{\text{корр}}(t) = F^{-1}[S_2(\omega)/H(\omega)H_3(\omega)], \quad (7)$$

где  $S_2(\omega)$  – спектр отклика регистрирующего устройства на входной сигнал  $s_1(t)$ ;  $F^{-1}$  – обратное преобразование Фурье;  $H(\omega)$  – передаточная функция регистрирующего устройства;  $H_3(\omega)$  – передаточная функция фильтра нижних частот. На рис. 5 показаны формы отклика на входной сигнал без коррекции  $s(t)$  (переходная характеристика РУ) и отклика с коррекцией при помощи фильтра Гаусса –  $s_r(t)$  и фильтра типа «приподнятый косинус» –  $s_{\text{cos}}(t)$ .

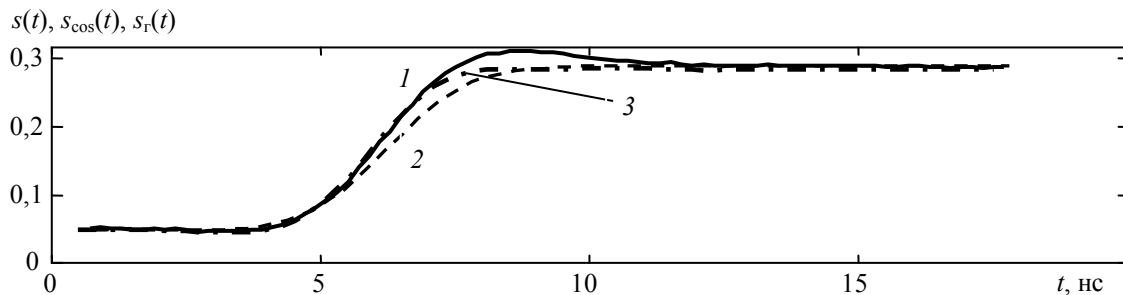


Рис. 5. Формы отклика регистрирующего устройства на единичный скачок: 1 – без коррекции –  $s(t)$ ; 2 – отклика, скорректированного при помощи фильтра Гаусса, –  $s_r(t)$ ; 3 – отклика, скорректированного при помощи фильтра типа «приподнятый косинус», –  $s_{\text{cos}}(t)$



Из рис. 5 видно, что фильтр типа «приподнятый косинус» лучше повторяет форму переднего фронта и не создает выбросов на переднем фронте. Его и будем использовать в дальнейшем.

**Оценка эффективности коррекции и определение ВАХ с учетом коррекции.** Определим эффективность коррекции, которая получается при использовании фильтра типа «приподнятый косинус». Алгоритм определения относительной погрешности  $\varepsilon(t)$  показан на рис. 6. Алгоритм схож с алгоритмом, приведенным на рис. 2, только добавлен фильтр типа «приподнятый косинус». Зарегистрированный ранее колоколообразный импульс  $s_2(t)$  длительностью 100 нс будем считать входным (см. рис. 3). Параметры фильтра типа «приподнятый косинус» были подобраны оптимально:  $\alpha = 0,91$ ;  $\omega_s = 2\pi \cdot 400 \cdot 10^6$  рад/с. Коэффициент  $\alpha$  выбирался таким образом, чтобы выброс сигнала на переходной характеристике практически отсутствовал (если уменьшить  $\alpha$ , то будет выброс и осцилляции сигнала, а если увеличить, то фронт на переходной характеристике излишне затягивается). Критерий выбора частоты среза фильтра  $\omega_s$  – максимальное отношение сигнал/шум и коррекция выброса на фронте.

На рис. 7 показан график относительной погрешности. Видно, что относительная погрешность сигнала при использовании фильтра типа «приподнятый косинус» составляет не более 0,04%.

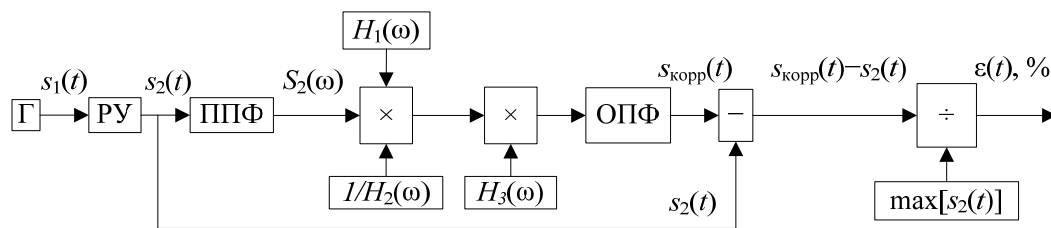


Рис. 6. Алгоритм определения относительной погрешности при использовании фильтра типа «приподнятый косинус»

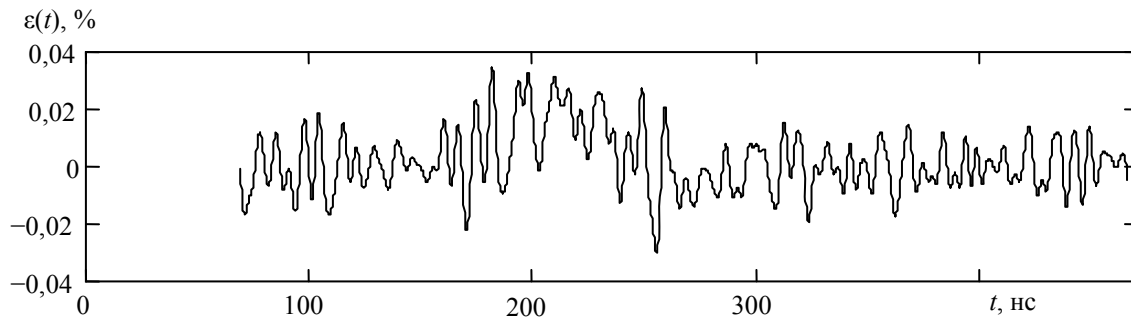


Рис. 7. График относительной погрешности  $\varepsilon(t)$  при коррекции с фильтром типа «приподнятый косинус» для колоколообразного импульса длительностью 100 нс

Алгоритм коррекции искажений, приведенный выше, был реализован на измерительной установке в среде программирования LabVIEW 2011. В качестве примера была измерена ВАХ резистора номиналом 50 Ом с учетом коррекции искажений (рис. 8).

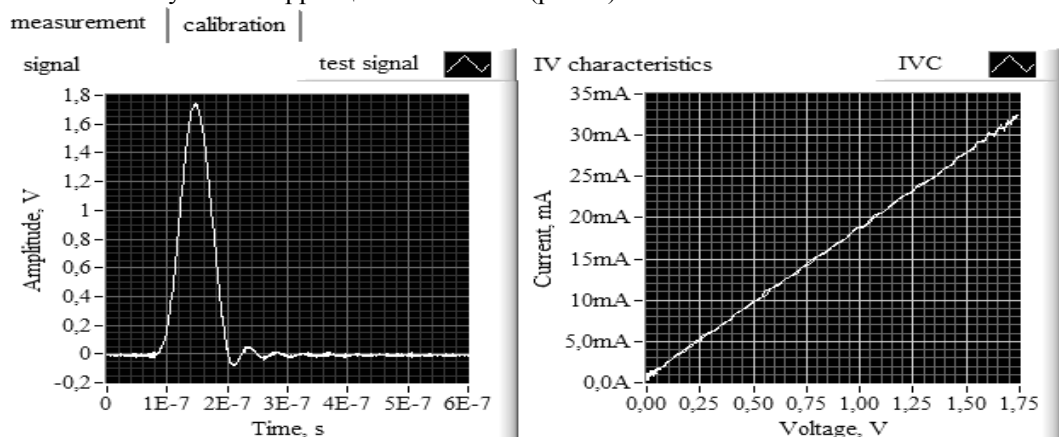


Рис. 8. ВАХ резистора номиналом 50 Ом с коррекцией линейных искажений (график справа) на колоколообразном импульсе длительностью 100 нс (график слева)

**Заключение.** В результате работы была исследована абсолютная калибровка сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик цепей, которая применялась только для регистрирующего устройства. Исследовалась калибровка при помощи функции, обратной передаточной регистрирующего устройства и влияния одного из двух типов фильтров (Гаусса и фильтра типа «приподнятый косинус»).

В ходе работы установлено, что фильтр типа «приподнятый косинус» не ухудшает крутизну переднего фронта входного сигнала и не создает выброса на переднем фронте. Линейные искажения регистрирующего устройства при его применении составили не более 0,04% для колоколообразного импульса длительностью 100 нс. Данная коррекция получилась эффективнее коррекции обычного домножения зарегистрированного сигнала на функцию, обратную передаточной (без использования фильтра случайная погрешность, определяемая шумами, составила около 0,2%). В ходе коррекции удалось более чем на порядок снизить искажения зарегистрированного сигнала колоколообразной формы длительностью 100 нс (с 1,3 до 0,04%).

Работа поддержана по договору № 02.G25.31.0091 от 25.05.2013 между ЗАО «НПФ «Микран» и Минобрнауки РФ, выполняемому в рамках Постановления Правительства РФ № 218.

#### *Литература*

1. Лошилов А.Г. Экспериментальная установка для исследования характеристик нелинейности СВЧ-цепей в режиме сверхширокополосного импульсного воздействия / А.Г. Лошилов, Э.В. Семенов, Н.Д. Малютин // Доклады ТУСУРа. – 2010. – Ч. 1, № 2 (22). – С. 161–165.
2. Семенов Э.В. Сверхкороткоимпульсный характерограф [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.edwardsemyonov.narod.ru/nonlinearity/uwb-cap.html>, свободный (дата обращения: 23.08.13).
3. Semyonov E.V. Ultra-short pulse meter of current-voltage and capacitance-voltage characteristics for Ni LabVIEW // «Microwave and Telecommunication Technology» (CriMiCo), 2012 22nd International Crimean Conference, 10–14 Sept. 2012. – Sevastopol: Veber, 2012. – P. 857–858.
4. Remley K.A. Practical applications of nonlinear measurements. – 15 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.nist.gov/pml/electromagnetics/rf\\_fields/upload/R16\\_ARFTG73\\_Remley.pdf](http://www.nist.gov/pml/electromagnetics/rf_fields/upload/R16_ARFTG73_Remley.pdf), свободный (дата обращения: 27.08.13).
5. Назаров М.А. Оценка систематической погрешности измерения формы импульсного сигнала регистрирующим устройством / М.А. Назаров, Э.В. Семенов // Научная сессия ТУСУР–2013: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: В-Спектр, 2013. – Ч. 1. – С. 324–326.

---

#### **Назаров Максим Андреевич**

Аспирант каф. радиоэлектроники и защиты информации ТУСУРа  
Тел.: 8-952-800-23-25  
Эл. почта: mnaz90@mail.ru

#### **Семенов Эдуард Валерьевич**

Д-р техн. наук, доцент каф. радиоэлектроники и защиты информации ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-33-65  
Эл. почта: edwardsemyonov@narod.ru

Nazarov M.A., Semyonov E.V.

#### **Absolute calibration of non-linear ultra-short pulse meter of current-voltage and capacitance-voltage characteristics**

The paper deals with the problems of linear absolute calibration of the system measurement of non-linear characteristics of the circuits on ultra-short pulse signal. Linear absolute calibration is performed only for the correction of distortions, which are made by the recording device when the signal is recorded in the memory. The systematic error of the recording device is corrected by using the function which inverse to the transfer function of the recording device. The transfer function may have poles, starting with a certain frequency. To eliminate the poles we have examined the influence of two types of filters (Gaussian filter and a «raised cosine» type). From the responses of these filters the best one was chosen and we calculated the relative error of measurement of non-linear characteristics of the circuits of the bell pulse duration of 100 ns.

**Keywords:** non-linear measurements, pulse impact, absolute calibration, systematic error.

УДК 621.396.677

А.С. Першин

## Методы пространственной фильтрации помех

Рассмотрена реализация адаптивной многолучевой антенны на базе гибридно-зеркальной антенны. Антенна формирует набор лучей на заданную зону обслуживания по кластерной схеме, каждый облучатель решетки участвует в формировании до семи лучей.

Каждый луч антенны работает независимо и за счет синтеза амплитудно-фазового распределения облучателей позволяет формировать провалы диаграммы направленности в направлении помех как в боковых лепестках, так и в главном.

**Ключевые слова:** гибридно-зеркальная антенна, адаптивная многолучевая антенна, кластер, алгоритм синтеза диаграммы направленности.

К настоящему времени определены основные требования к перспективным системам спутниковой связи. Это существенное расширение пропускной способности каналов связи, освоение новых частотных диапазонов, возможность гибкого управления трафиком в зависимости от нагрузки на канал связи, подразумевающая формирование многолучевых диаграмм направленности (ДН) в пределах зоны обслуживания, высокая помехоустойчивость при воздействии как преднамеренных, так и промышленных помех [1]. Существуют различные методы подавления помех для спутниковых систем (рис. 1).

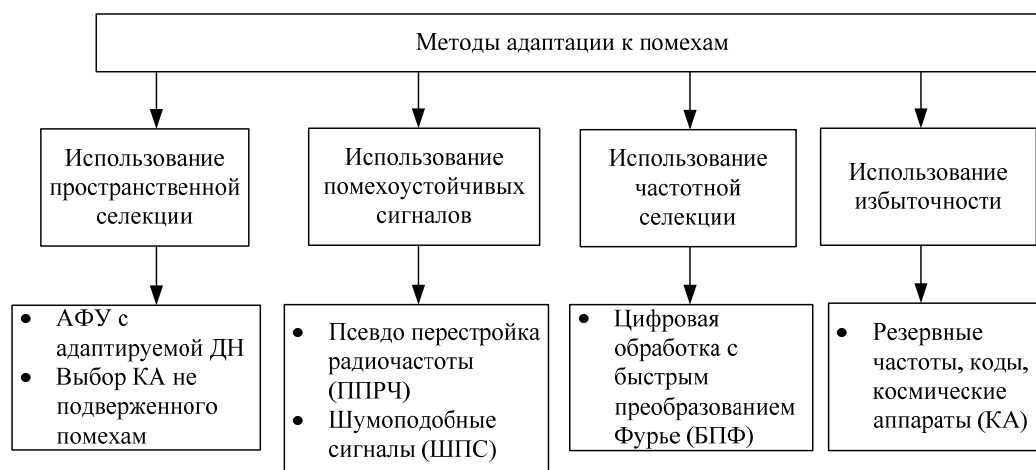


Рис. 1. Методы и средства адаптации к помехам

Очевидно, что обычные спутниковые ретрансляторы с прямой передачей не обеспечивают соответствующую помехозащищенность для обеспечения связи между небольшими терминалами в условиях радиопротиводействия. В тех случаях, когда станция радиоэлектронного подавления (РЭП) значительно мощнее станции пользователя, большая часть эквивалентной излучаемой мощности спутника «отбирается» станцией РЭП и наблюдается эффект подавления слабых сигналов сильными. Поэтому для систем космической связи целесообразно использовать ретрансляторы с обработкой сигналов на борту. В таких ретрансляторах производится полная регенерация сигналов и отсутствуют проблемы «отбора» мощности помехами.

Методы адаптации к помехам, такие как использование помехоустойчивых сигналов, использование частотной селекции и использование избыточности, функционально относятся к аппаратуре ретрансляции и позволяют достичь уровня помехозащищенности порядка 15–25 дБ в зависимости от выделенной полосы пропускания и информационной скорости в канале.

Использование адаптивных антенн с пространственной селекцией позволяет дополнительно повысить уровень помехозащищенности на 20–30 дБ путем формирования провалов в ДН в направлении на источники помех и пассивного управления боковыми лепестками приемной спутниковой

антенны. Однако необходимо учитывать, что если источник помехи расположен в зоне обслуживания, то использование пространственной селекции приводит к потере части зоны обслуживания.

Решение поставленных задач возможно либо на основе адаптивных фазированных антенных решеток (АФАР), либо на основе адаптивной многолучевой антенны (АМЛА). АФАР обладают значительными преимуществами перед другими типами антенн по скорости управления и многофункциональности работы.

К достоинствам АФАР можно также отнести:

- возможность осуществления сканирования в широком секторе рабочих углов (по сравнению с АМЛА);
- увеличение надежности антенной системы в целом, так как выход из строя одного или нескольких элементов не приводит к существенному ухудшению характеристик антенны в целом;
- для данного класса антенн существует много хорошо отработанных алгоритмов адаптации.

Однако следует отметить, что при формировании достаточно узких ДН или при реализации набора узких лучей данный тип антенн имеет чрезмерно сложную диаграммообразующую схему (ДОС). Для уменьшения количества управляемых элементов используются, как правило, решетки с матричным возбуждением (на основе матриц Батлера, Бласса). При этом данные схемы возбуждения не обладают достаточной гибкостью и пригодны лишь для формирования широко разнесенных лучей без их плавного сканирования. Схемы с пространственным возбуждением являются более предпочтительными при формировании набора узких лучей. Но они значительно сложнее по сравнению с матричными ДОС и требуют применения управляемых фазовращателей и делителей мощности.

Кроме того, использование АФАР на КА также имеет свои особенности с точки зрения обеспечения минимальных массогабаритных характеристик. Коэффициент усиления (КУ) и разрешающая способность по пространственной селекции для АФАР определяются площадью апертуры. При необходимости иметь высокое значение коэффициента усиления в условиях ограниченных зон размещения необходимо иметь возможность трансформирования антенн из транспортировочного состояния в рабочее. В АФАР с размещенными на ней элементами ДОС при трансформировании возрастают потери в фидерных трактах. При этом выигрыш в коэффициенте усиления за счет увеличения площади апертуры при ее трансформации сводится к минимуму.

Во многих случаях более перспективным является применение антенной решетки со сравнительно небольшим числом элементов, используемой в качестве облучателя фокусирующего квазиоптического элемента зеркала. Такие антенные устройства, представляющие собой совокупность зеркала или линзы и облучающей решетки, получили название гибридных антенн. Облучающая решетка обычно называется групповым облучателем. АМЛА сочетают в себе достоинства высокоэф-

фективных зеркальных антенн и антенных решеток. АМЛА позволяют формировать перестраиваемые в темпе времени многолучевые ДН и ДН специальной формы, обеспечивать пространственную фильтрацию сигналов и помех и адаптироваться к собственным отказам облучающей антенной решетки.

В качестве примера рассмотрим гибридно-зеркальную антенну, состоящую из 19 облучателей, лучи формируются по кластерной схеме. Количество лучей определяется исходя из требуемой зоны обслуживания. Каждый луч антенны формируется семеркой облучателей, при этом каждый облучатель решетки участвует в формировании от 1 до 7 лучей в зависимости от своего положения в решетке (рис. 2) [2]. Для обеспечения развязки между одновременно существующими лучами организовано частотное разделение лучей.

При возникновении помехи система изменяет амплитудно-фазовое распределение (АФР) на облучателях для формирования провала ДН в

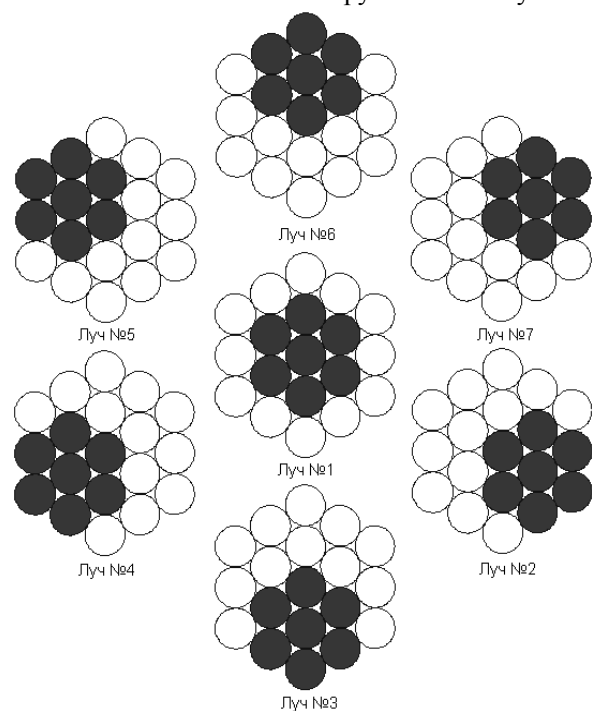


Рис. 2. Схема формирования лучей

направлении помехи. Антенна использует заранее синтезированные варианты АФР, которые занесены в память, либо использует бортовой процессор для синтеза АФР. Поскольку каждому облучателю гибридно-зеркальной антенны соответствует своя фиксированная зона обслуживания, это позволяет априорно определить направление помехи в небольшой зоне. Антенна формирует провалы ДН в пределах данной зоны до достижения требуемого значения сигнал/шум.

Для подтверждения результатов моделирования и апробации полученных результатов был создан макет адаптивной многолучевой антенны (рис. 3). Измерения радиотехнических характеристик макета антенны проводились в безэховой камере (БЭК) на сканере ближнего поля. Облучающая решетка содержит семь конических рупоров. Результаты измерений ДН антенны в неадаптивном и адаптивном режимах приведены на рис. 4.

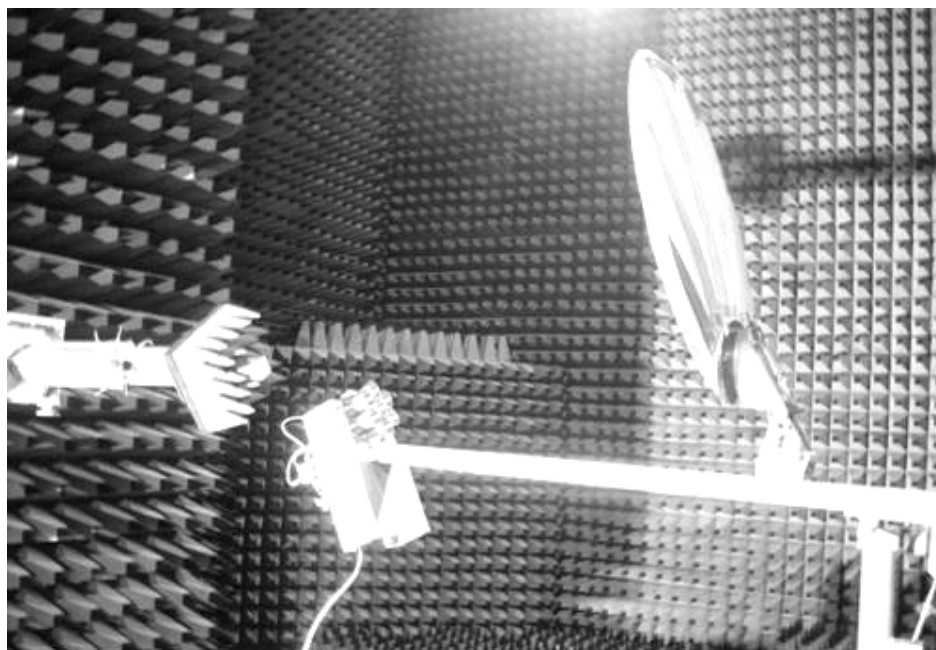


Рис. 3. Макет адаптивной многолучевой антенны на базе гибридно-зеркальной антенны

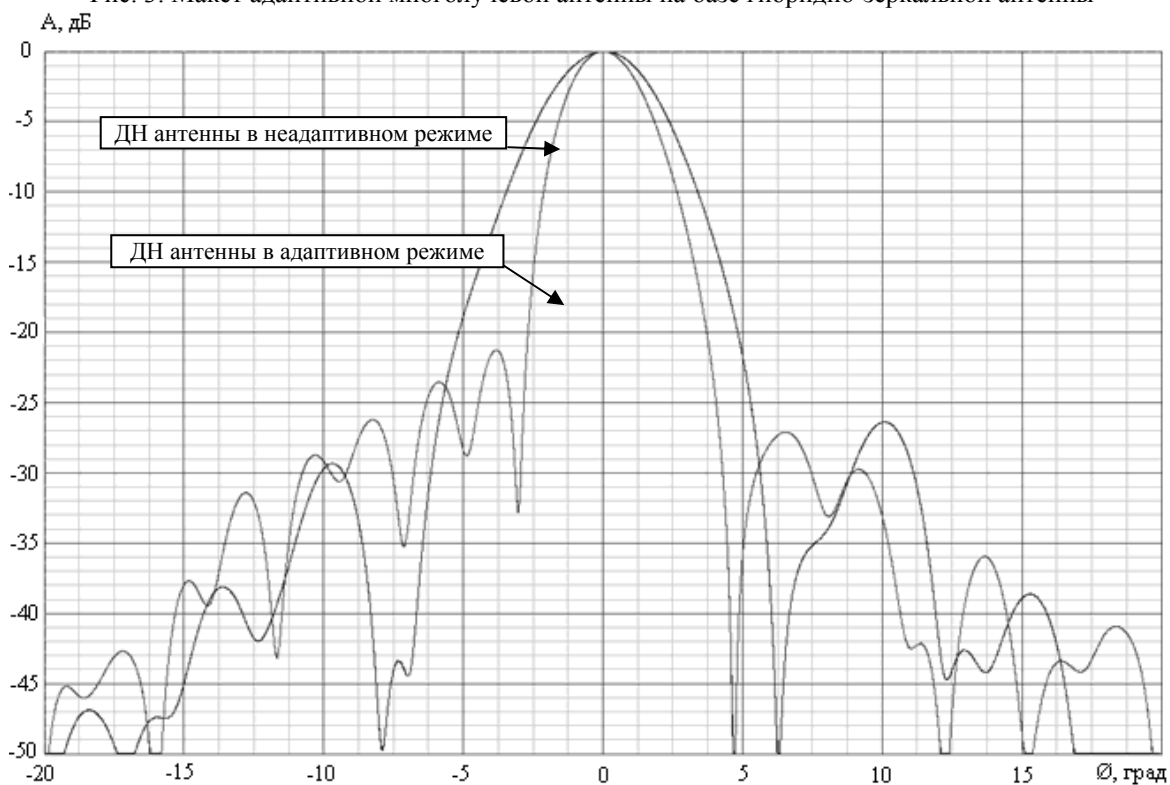


Рис. 4. Результаты измерений нормированной ДН антенны

Как видно из диаграммы макета адаптивной МЛА, решетка из 7 конических рупоров, запитанных равноамплитудно и синфазно, формирует луч шириной  $3 \times 3$ , а при запитывании одного из рупоров противофазно обеспечивает подавление помехи на 25–30 дБ. При этом сохраняется уровень сигнала для остальной части зоны обслуживания, что подтверждается результатами моделирования, измерениями макета гибридно-зеркальной антенны и соответствует предъявляемым требованиям к адаптивным антеннам.

**Заключение.** Результаты измерений показали, что антенна обеспечивает формирование провала в ДН для подавления помехи до уровня минус 32 дБ при сохранении уровня сигнала для остальной части зоны обслуживания.

Получено небольшое расхождение в результатах моделирования радиотехнических характеристик адаптивной гибридно-зеркальной антенны и результатах испытаний макета. Это объясняется неточностью моделирования антенны, при котором не учитывался реальный профиль рефлектора и ДН облучателей антенны. Также не учитывалась погрешность изготовления макета адаптивной гибридно-зеркальной антенны, которая приводит к искажению ДН антенны.

Испытания макета показали принципиальную возможность реализации адаптивной антенны с возможностью подавления помех в направлении главного и боковых лепестков ДН антенны на базе гибридно-зеркальной антенны.

#### *Литература*

1. Roederer A. 45 years of antenna r&d: highlights and some lessons learned / Antoine Roederer // Proceedings of the conference «30-th ESA Antenna Workshop on Antennas for Earth Observation, Science, Telecommunication and Navigation Space Missions», 2008 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.jampro.com/uploads/tech\\_docs\\_pdf/Workshop%20May%202008-Roederer-12apr08.pdf](http://www.jampro.com/uploads/tech_docs_pdf/Workshop%20May%202008-Roederer-12apr08.pdf), свободный (дата обращения: 16.09.2013).

2. Першин А.С. Многолучевые антенны с кластерной схемой / А.С. Першин, Ю.И. Сошенко // Решетневские чтения: матер. XV Междунар. науч. конф., посвящ. памяти генер. конструктора ракет.-космич. систем акад. М.Ф. Решетнева (10–12 нояб. 2011, г. Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2011. – Ч. 1. – С. 34–35.

---

#### **Першин Александр Сергеевич**

Аспирант каф. радиотехники Сибирского федерального университета, Красноярск

Тел.: 8-913-811-99-78

Эл. почта: pershin@iss-reshetnev.ru

Pershin A.S.

#### **The spatial noise filtering**

The article describes implementation of adaptive multibeam antenna based on the hybrid-reflector antenna. The antenna generates a set of rays on a given service area of the cluster scheme, each illuminator array involved in the formation of up to seven rays.

Each beam antenna operates independently and through the synthesis of the amplitude-phase distribution irradiators shape dips in the direction of main lobe pattern as an interference in direction of the lateral lobe, and in the main lobe.

**Keywords:** hybrid-reflector antennas, adaptive multibeam antenna cluster.

УДК 621.3.091.1

А.В. Убайчин

## Печатная антенна для измерения глубинной температуры биологических объектов аппликационным радиометрическим СВЧ-методом

Разработана и изготовлена аппликационная антенна с центральной частотой 2,23 ГГц для применения в составе радиометрической СВЧ-системы медицинского назначения. Проведены экспериментальные исследования коэффициента отражения антенны при контакте с телом человека. Исследования проведены на группе испытуемых-добровольцев со средним уровнем физического развития. По результатам измерений проведен анализ возможных ошибок в измерениях с использованием разработанной антенны.

**Ключевые слова:** печатная антенна, согласование со слоистой средой, аппликационные СВЧ-измерения, нулевой радиометр.

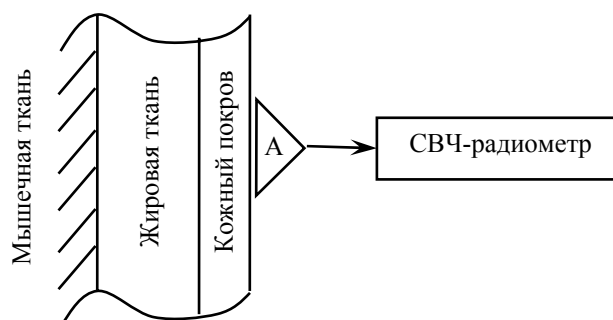
В ранней медицинской диагностике актуальны задачи определения глубинных температур биотканей. Инвазивные методы определения температуры не эффективны и приводят к большим ошибкам в измерениях. Среди неинвазивных методов применяется ИК- и СВЧ-термография [1].

ИК-исследования широко применяются в медицинской практике, но этот метод позволяет измерить только приповерхностную температуру, поэтому невозможно в полной мере судить о глубинных тепловых процессах. Глубинную интегральную температуру и распределение температуры по глубине можно измерить методом, основанным на СВЧ-термографии [2].

Наибольшее распространение получил аппликационный радиометрический СВЧ-метод [2]. В этом случае (рис. 1) антенна А входит в непосредственный контакт с телом человека, тем самым увеличивается разрешающая способность, появляется возможность учета коэффициента отражения на границе раздела антенна–среда, уменьшается воздействие внешних радиопомех, повышается точность по сравнению с дистанционным радиометрическим методом [2].

Точность результатов в аппликационной СВЧ-радиотермометрии зависит от структуры исследуемой биоткани и точности измерительного прибора-радиометра. Среди применяемых для аппликационных измерений СВЧ-радиометров, описанных в [3–7], наибольшими преимуществами обладает СВЧ-радиометр, основанный на модифицированном нулевом методе измерений, подробно описанный в [5]. Радиометр позволяет измерять глубинную температуру биологических объектов и коэффициент отражения на границе антенна–объект. Характерной особенностью аппликационного метода измерений является необходимость согласования антенны с биологической средой [8].

Рис. 1. Структура биоткани и аппликационный радиометрический СВЧ-метод определения внутренней температуры биоткани



В работе [9] проведен сравнительный анализ микроволновых антенн, предназначенных для аппликационного метода. В рассмотренной классификации волноводные антенны обладают преимуществами в части основных технических характеристик (диапазон рабочих частот, согласование со слоистой средой) по сравнению с печатными антеннами. С технологической точки зрения наиболее простыми в изготовлении являются печатные антенны.

В отечественной и зарубежной литературе [10–15] рассматриваются различные конфигурации излучающего элемента, позволяющие достигнуть требуемых параметров:

- согласование в рабочей полосе частот (модуль коэффициента отражения не более 0,5) [8];

– ширина рабочей полосы не менее 60 МГц.

Широко распространены печатные полосковые антенны с излучающим элементом в виде круга. Конструкция таких антенн предусматривает экранирование, малые размеры и простоту реализации с применением субстративной технологии изготовления печатных проводящих структур по сравнению с волноводными антеннами. Методика проектирования антенн, предназначенных для работы в дальней зоне, изложена в [16]. Краткое описание методики для расчета аппликационной антенны с круглым излучающим элементом сводится к следующему:

- применяются диэлектрические подложки с низкой диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 2 \dots 3,8$ ;
- толщина диэлектрической подложки не менее 1 мм;
- месторасположение контакта фидера на излучателе определяется величиной требуемого волнового сопротивления.

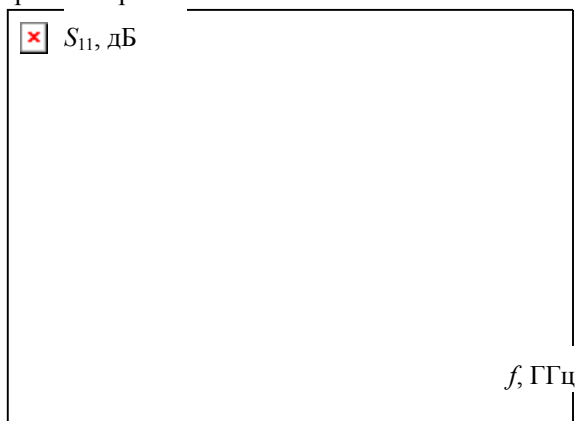
Разработана печатная антенна с круговым излучающим элементом. Расчет и моделирование антенны проводились с учетом требований к согласованию характеристического сопротивления антенно-фидерного тракта и биологической среды типа «кожный покров – жировая ткань – мышечная ткань».

Разработанные антенны (рис. 2) выполнены на СВЧ-диэлектрическом материале ФЛАН  $\varepsilon = 2,2$ , толщина подложки 1 мм, поперечные размеры  $13 \times 13$  мм, центральная частота 2,23 ГГц, ширина полосы частот 500 МГц по уровню минус 3 дБ.



Рис. 2. Разработанные макеты аппликационных антенн на фоне скалярного измерителя ослабления и КСВн P2M-3200, на котором проводились измерения

Изменения структуры биологического объекта в области аппликационных измерений (см. рис. 1) влияет на согласования антенны. На этапе проектирования разработанной антенны проведена попытка учета возможного разброса параметров биологической среды в структуре «кожный покров – жировая ткань – мышечная ткань». Часть результатов моделирования приведена на рис. 3.



Моделирование проводилось с изменением толщины диэлектрических слоев, имитирующих биологическую среду в следующих пределах: толщина кожного покрова –  $0,5 \dots 2$  мм, толщина жировой ткани  $0 \dots 20$  мм, остальное пространство в модели обладает диэлектрическими параметрами мышечной ткани.

Рис. 3. Частотные зависимости модуля  $S_{11}$  при изменении толщин компонентов слоистой структуры «кожный покров – жировая ткань – мышечная ткань» (см. рис. 1).

Проведены эксперименты по исследованию модуля коэффициента отражения разработанной антенны. Измерения проводились в группе добровольцев среднего физического развития (норма-



стеники) на определенных участках тела. Результаты измерений получены при помощи скалярного измерителя ослабления и КСВн производства ОАО «Микран» Р2М-3200 и приведены в табл. 1. Для калибровки скалярного измерителя использовался набор мер (холостой ход, короткое замыкание, согласованная нагрузка) Rosenberger PRC-3.5.

Точность восстановления температурного профиля биоткани зависит не только от эффективности алгоритмов для решения обратных задач, но и от точности результатов измерений, обусловленной техническими параметрами используемого радиометра [17].

Рассмотренная в [3] математическая модель нулевого аналогового радиометра ограничивается частным «идеальным» случаем отсутствия потерь и полным отражением мощности в СВЧ-модуляторе. На практике реализация элементов СВЧ-тракта с идеальными параметрами затруднительна. Также описанная в [3] модель не учитывает влияние потерь в антенно-фидерном тракте.

Проведенный анализ показывает, что влияние этих факторов ухудшает точность результатов измерений и при уровне модуля коэффициента отражения антенны  $R \geq 0,1$  (см. таблицу) приводит к значительным ошибкам.

**Результаты измерений модуля коэффициента отражения в частотном диапазоне 2,18...2,26 ГГц**

Участок тела	Модуль коэффициента отражения в рабочей полосе частот по корреляционному ряду испытуемых, не более								
	№1	№2	№3	№4	№5	№6	№7	№8	№9
Внутренняя сторона предплечья	0,107	0,075	0,184	0,110	0,200	0,104	0,110	0,095	0,101
Плечо (наружная сторона)	0,158	0,127	0,135	0,127	0,170	0,115	0,124	0,117	0,130
Плечо (внутренняя сторона)	0,193	0,188	0,190	0,178	0,202	0,098	0,175	0,198	0,180
Передняя поверхность живота	0,316	0,124	0,191	0,210	0,305	0,256	0,180	0,230	0,185
Боковая поверхность живота	0,101	0,03	0,120	0,130	0,280	0,090	0,129	0,189	0,123
Внутренняя поверхность бедра	0,203	0,185	0,212	0,199	0,253	0,150	0,207	0,200	0,175
Задняя поверхность голени	0,050	0,048	0,098	0,026	0,150	0,033	0,037	0,058	0,035
Шея (спереди)	0,079	0,084	0,070	0,090	0,124	0,050	0,048	0,073	0,034
Левая половина грудной клетки	0,141	0,090	0,134	0,152	0,203	0,112	0,127	0,112	0,120
Правая половина грудной клетки	0,125	0,085	0,147	0,167	0,234	0,090	0,130	0,124	0,110
Область щек	0,251	0,199	0,208	0,203	0,280	0,199	0,153	0,235	0,205
Область темени	0,177	0,162	0,180	0,170	0,180	0,165	0,179	0,150	0,139

Проведем анализ ошибок в результатах измерения шумовой температуры биоткани при помощи радиометра на основе модифицированного метода нулевых измерений, описанного в [5]. Входной блок радиометра реализуется по схеме, приведенной на рис. 4.

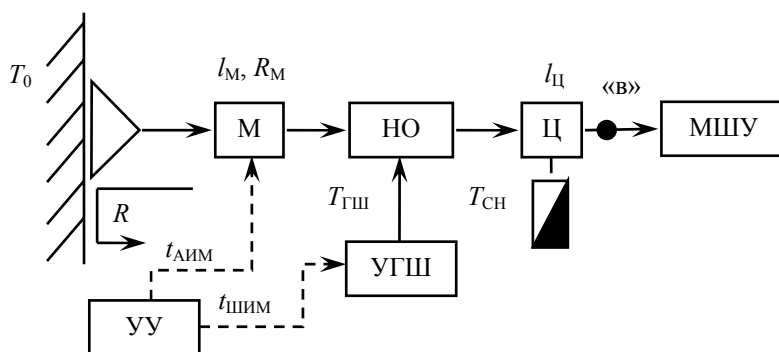


Рис. 4. Структурная схема входного СВЧ-блока радиометра: объект исследований с температурой  $T_0$ ; антенна – А; СВЧ-модулятор – М; направленный ответвитель – НО; циркулятор – Ц; малошумящий усилитель – МШУ; управляемый генератор шума – УГШ; устройство управления – УУ

На рис. 5 приведены временные диаграммы работы радиометра [18]. Управление модулятором (см. рис. 4) осуществляется сигналом амплитудно-импульсной модуляции  $t_{AIM}$ , (см. рис. 5) – в области времени логической единицы модулятор открыт, и антенна подключена на вход малошумящего усилителя, в области времени логического нуля модулятор закрыт, и на вход малошумящего усилителя поступает шумовой сигнал  $T_{СН}$  и  $T_{ГШ}$  с учетом переотражения в закрытом модуляторе [19]. Управление действием сигнала  $T_{ГШ}$  осуществляется сигналом  $t_{ШИМ}$ . Во временной области логиче-

ской единицы сигнала широтно-импульсной модуляции происходит «подшумливание» сигнала антенны (перенос сигнала  $T_{ГШ}$ ) в направлении приемника (на вход малошумящего усилителя), в моменты времени логического нуля сигнал  $T_{ГШ}$  направлен в сторону модулятора. Изменение длительности сигнала широтно-импульсной модуляции происходит до тех пор, пока не выполняется условие равенства вольт-секундных площадей [5, 20, 21].

В дальнейшем анализе коэффициент полезного действия антенны не учитывается. Антенна в совокупности с исследуемым телом характеризуется модулем коэффициента отражения по мощности  $R$ , модулятор обладает коэффициентом передачи  $l_M$  и модулем коэффициента отражения по мощности в закрытом состоянии  $R_M$ , через направленный ответвитель в канал антенны происходит перенос шумового сигнала  $T_{ГШ}$ , согласованная нагрузка циркулятора, работающего в режиме вентиля, генерирует шумовой сигнал  $T_{СН}$ .

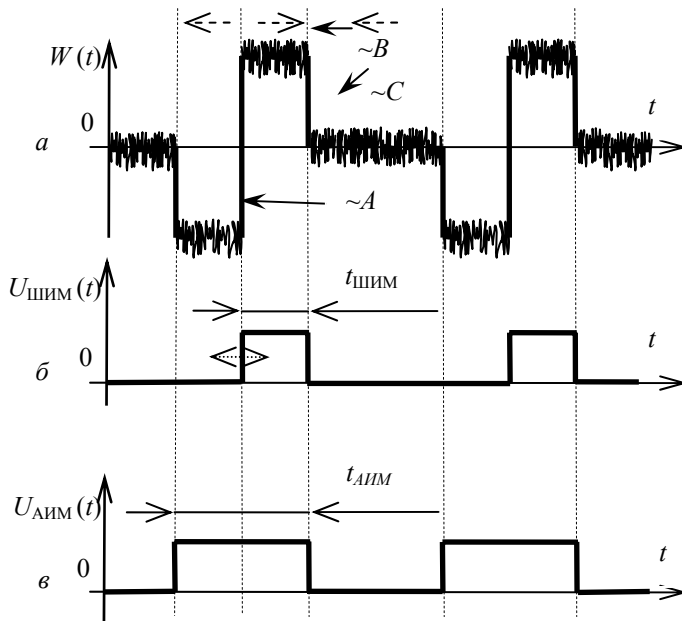


Рис. 5. Временные диаграммы работы радиометра: *a* – пропорциональность мощности шумового сигнала на входе малошумящего усилителя в точке «в» (см. рис. 4), штрихпунктирными стрелками обозначено направление сигнала  $T_{ГШ}$ ; ( $W(t)$  – мощность шумового сигнала;  $A, B, C$  – уровни шумовых сигналов в зависимости от состояния управляющих сигналов); *б* – сигнал УУ широтно-импульсной модуляции для управления направлением действия управляемого генератора шума (см. рис. 4); *в* – сигнал УУ амплитудно-импульсной модуляции для управления модулятором (см. рис. 4)

В приведенной схеме (см. рис. 4) без учета потерь и при полном отражении от закрытого модулятора реализуется случай полного устранения влияния рассогласования антенны с исследуемой средой. На практике невозможно реализовать модулятор без потерь или с полным отражением сигнала.

На диаграмме (см. рис. 5, *a*) уровни шумовых сигналов ( $A, B, C$ ) с учетом неидеальностей модулятора пропорциональны:

$$A \sim T_0 \cdot (1-R) \cdot l_M + R \cdot l_M^2 \cdot T_{ГШ} + R \cdot l_M^2 \cdot T_{СН} + (1-l_M) \cdot T_{СН},$$

$$B \sim T_0 \cdot (1-R) \cdot l_M + T_{ГШ} + R \cdot l_M^2 \cdot T_{СН} + (1-l_M) \cdot T_{СН},$$

$$C \sim R_M \cdot l_M \cdot (T_{ГШ} + T_{СН}),$$

где  $R$  – отражение от границы «объект-антенна»;  $T_{ГШ}$  – шумовая температура генератора шума, суммируемая с шумовой температурой антенны  $T_A$ ;  $T_{СН}$  – шумовая температура согласованной нагрузки (см. рис. 1, 4).

Учитывая проведенные в [7] исследования и значения уровней  $A, B, C$ , запишем выражения для связи сигнала широтно-импульсной модуляции с шумовой температурой среды

$$T_0 = \frac{(1+R) \cdot T_{СН} \cdot (l_M - 1) - (R - R_M) \cdot l_M^2 \cdot T_{СН} + R_M \cdot T_{ГШ} \cdot l_M^2}{(R-1) \cdot l_M} - \frac{t_{ШИМ}}{t_{АИМ}} \cdot \frac{T_{ГШ} \cdot (1 + R \cdot l_M^2)}{(R-1) \cdot l_M}. \quad (1)$$

В случае применения идеального модулятора ( $R_M = 1, l_M = 1$ ) выражение (1) принимает вид

$$T_0 = T_{СН} + T_{ГШ} - \frac{t_{ШИМ}}{t_{АИМ}} \cdot T_{ГШ}. \quad (2)$$

Выражение (2) согласуется с исследованиями, проведенными для идеализированных элементов в [5].

Современные СВЧ-модуляторы обладают уровнем затухания сигнала в коротковолновой части дециметрового диапазона порядка  $0,01 \dots 0,1$  и коэффициентом отражения  $0,9 \dots 0,99$ . С учетом данных о диапазоне значений модуля коэффициента отражения (см. табл. 1 – максимальное значение модуля коэффициента отражения антенны  $R_{\text{макс}} = 0,316$ ) и области значений неидеальностей входного блока (потери и отражения в модуляторе) определим возможные ошибки измерений по (1). Решая неравенство (3), полученное из (1) с учетом области значений  $0,9 \leq l_M \leq 0,99$ ,  $0,9 \leq R_M \leq 0,99$  и  $0 \leq R_{\text{макс}} \leq 0,316$

$$\Delta T \geq \frac{(1 + R_{\text{макс}}) \cdot T_{\text{СН}} \cdot (l_M - 1) - (R_{\text{макс}} - R_M) \cdot l_M^2 \cdot T_{\text{СН}} + R_M \cdot T_{\text{ГШ}} \cdot l_M^2}{(R_{\text{макс}} - 1) \cdot l_M} - \frac{t_{\text{ШИМ}} \cdot T_{\text{ГШ}} \cdot (1 + R \cdot l_M^2)}{t_{\text{АИМ}} \cdot (R_{\text{макс}} - 1) \cdot l_M}, \quad (3)$$

при динамическом диапазоне измерений 10 К на границах диапазонов  $l_M$ ,  $R_M$ ,  $R_{\text{макс}}$  ошибки превышают заданную точность измерений на порядок и более.

Точность измерения  $\Delta T = 0,05$  К обеспечивается для диапазона значений модуля коэффициента отражения антенны в пределах  $0 \leq R \leq 0,316$  при выполнении условий  $0,98 \leq l_M \leq 0,99$ ,  $0,98 \leq R_M \leq 0,99$ .

**Заключение.** Таким образом, применение разработанной антенны для исследования биотканей методом аппликационной СВЧ-теплетрии возможно в случае использования входного СВЧ-блока с параметрами коэффициента передачи и отражения модулятора, близкими к идеальным. В случае если параметры входного блока не обеспечивают заданной точности, необходимо применять антенны, которые удовлетворяют требованиям по модулю коэффициента отражения для исследуемой ткани (области тела).

Использование одной антенны также возможно в случае определения значения шумовой температуры и модуля коэффициента отражения за одно измерение, с последующей коррекцией результатов измерений.

Работа выполнена при поддержке Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы». Соглашение № 14.132.21.1432.

#### Литература

1. Кубланов В.С. Природа флуктуаций собственного электромагнитного излучения головного мозга / В.С. Кубланов, Ю.Е. Седельников, А.Л. Азин, А.М. Сысков // Биомедицинская радиоэлектроника. – 2010. – № 9. – С. 45–54.
2. Маречек С.В. Радиометрические методы исследования температурного режима приповерхностного слоя биоткани / С.В. Маречек, В.М. Поляков, Ю.Г. Тищенко // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2003. – №8. – С. 57–65.
3. Троицкий В.С. К теории контактных радиометрических измерений внутренней температуры тел // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 1981. – Т. 24, № 9. – С. 1054–1061.
4. Рахлин В.Л. Метод регулируемого подшумливания для исключения ошибок радиотермометра, вызванных рассогласованием антенны с телом // Известия вузов. Радиофизика. – 1984. – Т. 27, №9. – С. 1204–1206.
5. Патент №2485462 Российской Федерации, МПК G01R 13/00, G01R 29/08. Радиометр для измерения глубинных температур объекта (радиотермометр) / А.В. Филатов, А.Г. Лошилов, А.В. Убайчин. – Приоритет от 04.08.2011. – заявка № 2011132840/28. – Оpubл. в Бюл. №17, 2013. – С. 15.
6. Вайсблат А.В. Медицинский радиотермометр РТМ-01-РЭС // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2001. – №8. – С. 3–9.
7. А.с. 1626211 СССР. G01R 29/26. Модуляционный радиометр // В.С. Гаевский, С.В. Маречек, Ю.В. Мешков и др. – Оpubл. в Б.И. 1991. №5.
8. Троицкий В.С. К теории контактных радиометрических измерений внутренней температуры тел // Изв. высш. учеб. заведений. Радиофизика. – 1981. – Т. 24, №9. – С. 1054–1061.
9. Веснин С.Г. Сравнение микроволновых антенн-аппликаторов медицинского назначения / С.Г. Веснин, М.К. Седякин // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2012. – № 10. – С. 63–74.
10. Asimakis N.P. Non-invasive microwave radiometric system for intracranial applications: a study using the conformal L-notch microstrip patch antenna // N.P. Asimakis, I.S. Karanasiou, N.K. Uzunoglu // Progress in electromagnetics research. – 2011. – Vol. 117. – P. 83–101.

11. O'Halloran M. Rotating antenna microwave imaging system for breast cancer detection // M. O'Halloran, M.M. Glavin, E. Jones // Progress in electromagnetics research. – 2010. – Vol. 107. – P. 203–217.
12. Conceicao R.C. Comparison of planar and circular antenna configurations for breast cancer detection using microwave imaging // R.C. Conceicao, M. O'Halloran, M. Glavin, E. Jones // Progress in electromagnetics research. – 2009. – Vol. 99, №20. – P. 123–135.
13. Lin C. A novel three-fed microstrip antenna for circular polarization application // C. Lin, F.-S. Zhang, Y. Zhu, F. Zhang // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2010. – Vol. 24, № 11. – P. 1511–1520.
14. Oikonomou A. Phased array near field radiometry for brain intracranial applications // A. Oikonomou, I.S. Karanasiou, N.K. Uzunoglu // Progress in electromagnetics research. – 2010. – Vol. 109. – P. 345–360.
15. Беляев Б.А. Исследование микрополосковой жидкокристаллической антенны с электрически переключаемой поляризацией // Б.А. Беляев, А.С. Волошин, А.М. Сержантов, В.Ф. Шабанов // Изв. высш. учеб. заведений. Физика. – 2010. – Т. 53, № 9–2. – С. 158–160.
16. Панченко Б.А. Микрополосковые антенны // Б.А. Панченко, Е.И. Нефедов. – М.: Радио и связь, 1986. – 145 с.
17. Николаев А.Г. Радиотеплолокация // А.Г. Николаев, С.В. Перцов. – М.: Сов. радио, 1964. – 326 с.
18. Филатов А.В. Радиометрические системы нулевого метода измерений. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 276 с.
19. Филатов А.В. Метод авторегулирования нулевого баланса в радиометрических системах // А.В. Филатов, А.В. Убайчин, А.О. Чудинов // Нелинейный мир. – 2010. – Т. 8, № 4. – С. 220–233.
20. Филатов А.В. Двухканальный микроволновый радиометр повышенной точности / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Н.О. Жуков // Радиотехника. – 2011. – № 1. – С. 47–55.
21. Филатов А.В. Микроволновый четырехканальный нулевой радиометр L-диапазона // А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Д.Е. Параев // Приборы и техника эксперимента. – 2012. – № 1. – С. 67.

---

**Убайчин Антон Викторович**

Аспирант каф. телекоммуникаций и основ радиотехники,  
мл. науч. сотрудник СКБ «Смена» при ТУСУРе  
Тел.: +7-952-883-67-67  
Эл. почта: dualog@mail.ru

Ubaychin A.V.

**Printed Antenna for microwave applicator radiometric method for measuring internal temperature within the biological objects**

Designed and manufactured contact antenna with central frequency 2.23 GHz for use in the microwave radiometric system for medical purposes. An experimental research is done on the antenna reflection coefficient in contact with a human body. The studies were performed on a group of volunteers with an average level of physical development. From measurement data, we analysed possible measurement errors using the developed antenna.

**Keywords:** microstrip antenna, matching with a layered medium, contact microwave measurements, zero-measurement radiometer.

УДК 534.2

Н.П. Красненко, А.С. Раков, Д.С. Раков, Д.А. Шендрик

## Акустическая антенная решетка с электронным управлением лучом диаграммы направленности

Рассмотрена мощная акустическая антенная решетка с электронным управлением лучом диаграммы направленности. Приводятся её характеристики. Описан принцип работы устройства. Приведены результаты натурных испытаний.

**Ключевые слова:** антенная решетка, диаграмма направленности, управление лучом, звуковое давление, дальность действия, звуковое вещание.

Рассмотренные в предыдущих работах разработанные мощные акустические антенные решетки для звуковой связи в атмосфере [1,2] имеют один существенный недостаток. А именно то, что направлять данные устройства на цель наведения приходится за счет поворота антенной решетки в ручном режиме. Для ликвидации этого недостатка был предложен вариант электронного управления лучом диаграммы направленности. В качестве опытного макета для реализации данной идеи была использована модель излучающей системы АИ-40, которая состоит из 40 электроакустических излучателей с индивидуальными усилителями. В качестве системы управления было написано специальное программное обеспечение для ПК, а также использованы следующие электронные модули: отладочная плата AD5380 Evaluation Board и отладочная плата Altera Cyclone II FPGA Starter Development Kit.

### Общие сведения об управлении лучом диаграммы направленности антенной решетки.

Принцип работы фазированной антенной решетки с электронным управлением лучом сводится к тому, что луч, формируемый парой элементов, может быть отклонен на угол  $\alpha$  от перпендикуляра к базе при условии, что фаза колебаний в одном элементе по отношению к другому будет равна [3]

$$\phi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} \sin(\alpha), \quad (1)$$

где  $\Delta l$  – расстояние между двумя элементами;  $\lambda$  – длина волны.

Существует три основных способа формирования отклонения луча диаграммы направленности: с частотным качанием луча, с применением фазовращателей и применением линии задержки.

В первом случае фаза между элементами формируется за счет изменения частоты на  $\Delta f$ . Величина угла отклонения задается в следующем виде:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{L \lambda \Delta f}{\Delta l \lambda_l f_0}\right), \quad (2)$$

где  $L$  – длина участка линии между излучающими элементами;  $\lambda_l$  – длина волны колебаний в линии.

Во втором случае применяются фазовращатели, которые формируют необходимый сдвиг фаз  $\Delta\phi$  на каждом элементе антенной решетки. Соответственно угол отклонения равен

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\Delta\phi\lambda}{2\pi\Delta l}\right). \quad (3)$$

В третьем случае применяется линия с переменной величиной задержки сигнала во времени. Так, угол отклонения луча диаграммы направленности вычисляется как

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{ct_d}{\Delta l}\right), \quad (4)$$

где  $t_d$  – разность в задержке сигналов, возбуждающих соседние элементы.

**Принцип работы разработанного макета акустической антенной решетки.** В разработанном макете акустической антенной решетки с электронным управлением лучом диаграммы направленности был использован метод с применением линии задержки. В данном случае для отклонения луча по азимуту решетка излучателей, исходя из своей конструкции, разбивалась на вертикальные группы излучателей. Потом вносилась задержка в сигнал, формируемый генератором, который по-

дается на крайнюю левую линию излучателей, равную  $0 \times D$ , на следующую  $1 \times D$  и так с шагом  $D$  до крайней правой линии (рис. 1).

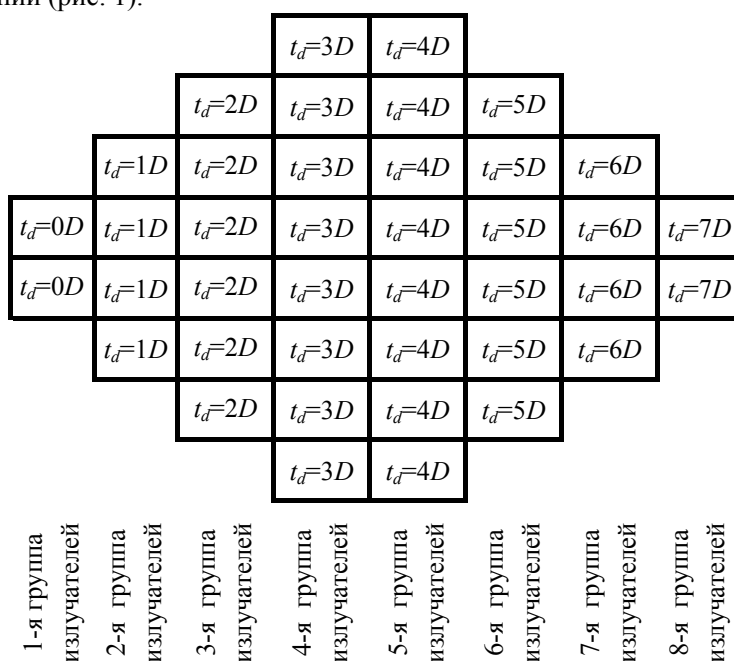


Рис. 1. Схема разбиения антенной решетки на группы излучателей

На рис. 2 представлена блок-схема осуществления управления лучом диаграммы направленности.

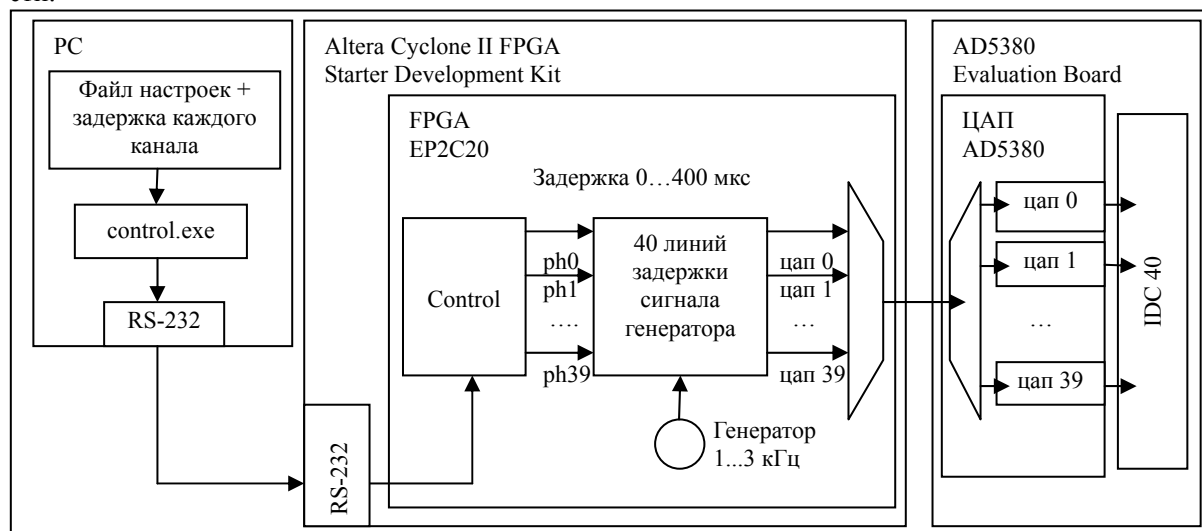


Рис. 2. Структурная схема управления лучом диаграммы направленности

Система, предназначенная для формирования сорока (40) независимых сигналов в полосе  $1...3$  кГц, состоит из отладочной платы AD5380 Evaluation Board [4], отладочной платы Altera Cyclone II FPGA Starter Development Kit [5] и компьютера управления. Управление работой системы производится с компьютера через порт RS-232 (Serial Port). Генерация сигнала, задержка сигнала во времени и управление ЦАП осуществляются в микросхеме ПЛИС Altera Cyclone II EP2C20. Преобразование 14-битных цифровых данных в аналоговую форму происходит в микросхеме ЦАП AD5380. Для проверки акустической решетки в качестве источника сигнала используется генератор гармонического колебания с частотой  $1...3$  кГц на основе алгоритма Direct Digital Synthesis (DDS). Линия задержки сигнала генератора реализована на основе регистра сдвига с изменяемой длиной, что позволяет изменять вносимую задержку в диапазоне  $0...400$  мкс. Все сорок (40) цифровых потоков с линий задержки объединяются в один, так как микросхема AD5380 использует мультиплек-

сированную 14-битную шину данных для загрузки значений всех сорока (40) каналов ЦАП. Аналоговые сигналы с сорока (40) каналов ЦАП выдаются на разъем IDC40, что позволяет использовать стандартный 40-проводный шлейф от жесткого диска типа IDE/ATA.

**Результаты испытаний.** Испытания разработанного макета мощной акустической антенной решетки проводились на полигоне ГУСУРа (п. Аникино). Блок-схема эксперимента приведена на рис. 3. В качестве дополнительного оборудования при приеме сигналов использовался шумомер 1-го класса точности фирмы Brüel&Kjær марки Mediator 2238.

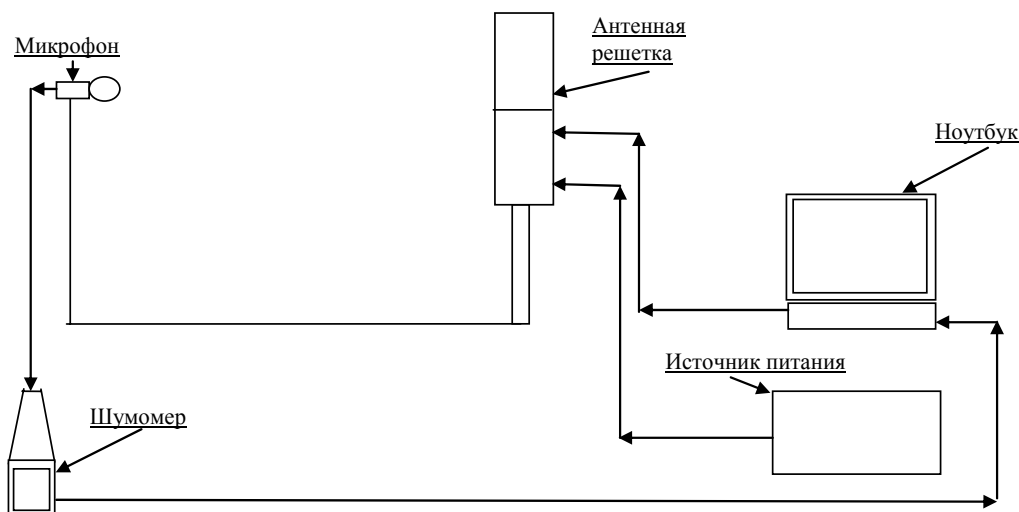


Рис. 3. Блок-схема проведения эксперимента

Антенная решетка устанавливалась на возвышенной площадке, так что ось антенной решетки была на высоте 6 м над уровнем Земли. Микрофон располагался в дальней зоне на расстоянии 20 м от антенной решетки и также на высоте 6 м. Данное расположение микрофона и антенной решетки позволяло исключить максимальное влияние подстилающей поверхности на распространяющуюся звуковую волну. Эксперимент проводился при отсутствии ветра, а также при минимальном фоновом окружающем шуме. С помощью программного обеспечения задавались необходимые сведения об угле поворота луча диаграммы направленности, а также данные о рабочей частоте, после этого эта информация подавалась с ноутбука на отладочную плату Altera Cyclone II FPGA Starter Development Kit и далее через отладочную плату AD5380 Evaluation Board сигнал подавался на антенную решетку. Для построения экспериментальной диаграммы направленности, антенная решетка поворачивалась дискретно в секторе от минус 90 до 90° с шагом 5°. С помощью микрофона и шумомера для каждого угла поворота антенной решетки фиксировалось значение уровня звукового давления. Эксперимент проводился для диапазона частот от 1500 до 3000 Гц. Причем на каждой из частот излучения акустического сигнала использовалось несколько значений угла поворота луча диаграммы направленности. Все измеренные значения звукового давления заносились в журнал проведения эксперимента и после обрабатывались на компьютере.

Полученные экспериментальные данные после их оцифровки сравнивались с теоретическими расчётами, выполненными в среде Matlab. В качестве примера на рис. 4 и 5 показаны результаты экспериментальных исследований и теоретических расчетов для двух частот и разных углах поворота луча диаграммы направленности. Как видно из приведенных ниже графиков, способ осуществления поворота луча диаграммы направленности, осуществленный с помощью линии задержки, дал хорошее согласование теоретических и экспериментальных данных.

Из рис. 5 видно то, что у решетки появляется вторичный главный максимум. Это объясняется тем, что используемые единичные излучающие элементы имеют собственную диаграмму направленности, а согласно [6] формирование вторичного главного максимума возможно, когда сектор сканирования превышает удвоенную ширину диаграммы направленности единичного элемента. Также следует отметить, что на частоте 2,2 кГц дает значительный вклад в формирование диаграммы направленности межэлементное расстояние в антенной решетке, равное 85 мм.

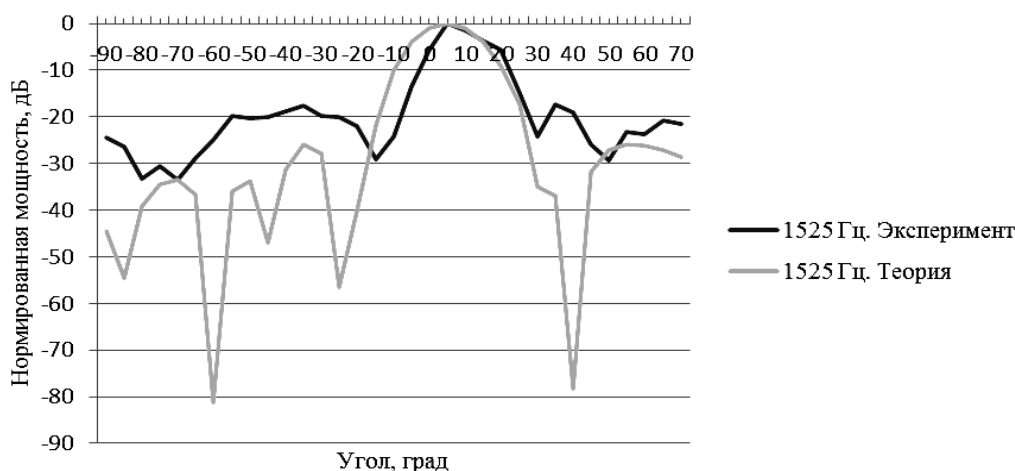


Рис. 4. Сравнение теоретических и экспериментальных исследований угла поворота луча диаграммы направленности для частоты 1525 Гц и угла поворота  $13^\circ$

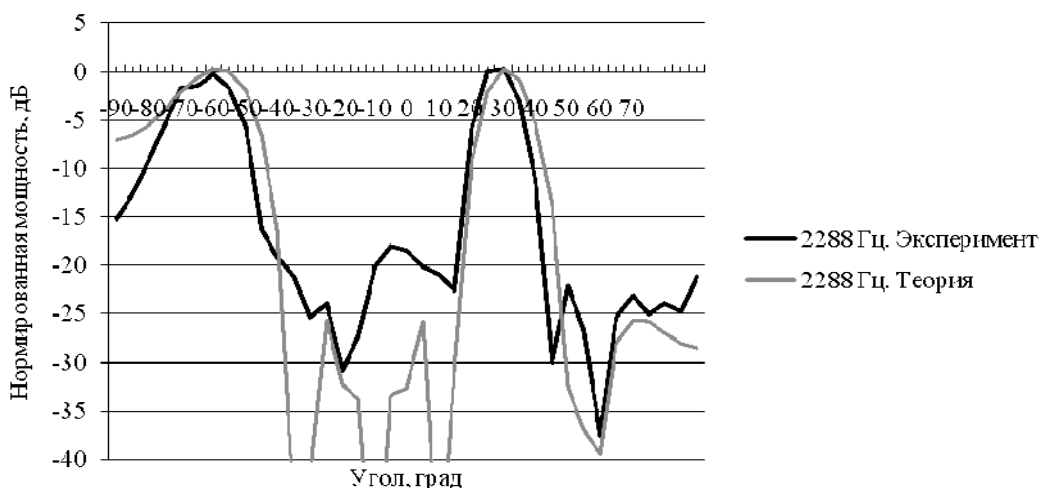


Рис. 5. Сравнение теоретических и экспериментальных исследований угла поворота луча диаграммы направленности для частоты 2288 Гц и угла поворота  $32^\circ$

**Заключение.** В статье был рассмотрен способ управления лучом диаграммы направленности фазированной акустической антенной решеткой, осуществленный с помощью создания линий задержки сигнала. Показана принципиальная возможность электронного сканирования лучом в акустической антенной решетке, что позволяет увеличить эффективность их использования и расширить область применения. Результаты экспериментальных исследований показали хорошую согласованность с теоретическими данными.

#### Литература

1. Технические средства для исследования приземной атмосферы и распространения звуковых волн / Н.П. Красненко, А.Н. Кудрявцев, Д.С. Раков, П.Г. Стафеев // *Оптика атмосферы и океана*. – 2012. – Т. 25, № 2. – С. 158–164.
2. Мощные излучающие акустические антенные решетки / Н.П. Красненко, А.С. Раков, Д.С. Раков, Ц.Д. Сандуков // *Приборы и техника эксперимента*. – 2012. – №3. – С. 129–130.
3. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) / В.В. Васин, О.В. Власов, В.В. Григорин-Рябов и др. – М.: Советское радио, 1970. – 680 с.
4. Cyclone II FPGA Starter Development Kit URL [электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.altera.com/products/devkits/altera/kit-cyc2-2C20N.html>, свободный (дата обращения: 28.09.2013).
5. AD5380 Evaluation Board [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/ru/evaluation/eval-ad5380/eb.html>, свободный (дата обращения: 28.09.2013).



6. Ерохин Г.А. Антенно-фидерные устройства / Г.А. Ерохин, Г.Н. Кочержевский, Н.Д. Козырев. – М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.

---

**Красненко Николай Петрович**

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа,  
вед. науч. сотрудник Института мониторинга климатических и экологических систем  
Сибирского отделения Российской академии наук (ИМКЭС СО РАН)  
Тел.: 8 (382-2) 49-24-18  
Эл. почта: krasnenko@imces.ru

**Раков Александр Сергеевич**

Мл. науч. сотрудник ИМКЭС СО РАН  
Моб. тел.: 952-888-57-78  
Эл. почта: dipol@ngs.ru

**Раков Денис Сергеевич**

Канд. техн. наук, мл. науч. сотрудник ИМКЭС СО РАН  
Тел.: 8 (382-2) 49-24-18  
Эл. почта: rakov@imces.ru

**Шендрик Данил Александрович**

Аспирант ИМКЭС СО РАН  
Моб. тел.: 903-951-16-08  
Эл. почта: sda@iprium.ru

Krasnenko N.P., Rakov A.S., Rakov D.S., Shendrik D.A.

**An acoustic phased array with digital beamforming**

A powerful acoustic phased array with digital beamforming is discussed. The characteristics of the system are shown. The principle of operation is described. The results of the field test are given.

**Keywords:** antenna array, pattern, beam steering, sound pressure, range, sound broadcasting.

---

УДК 621.314.26

И.А. Баховцев

## Анализ выходных характеристик однофазного инвертора напряжения с гистерезисным управлением

Получены аналитические соотношения, описывающие компоненты и коэффициент гармоник выходных напряжения и тока, а также число коммутаций однофазного инвертора напряжения с традиционным гистерезисным управлением. Правильность формул подтверждена компьютерным экспериментом. Предложен новый коэффициент, позволяющий комплексно оценивать характеристики преобразователя с гистерезисным управлением.

**Ключевые слова:** однофазный инвертор напряжения, гистерезисное управление, выходные характеристики, число коммутаций, комплексный коэффициент гармоник тока.

В управлении автономными инверторами напряжения (АИН) наряду с другими способами широкое распространение получило гистерезисное управление (ГУ). Стремление усовершенствовать его классический вариант, устранив присущие ему некоторые недостатки, привело к разработке в последние десять-пятнадцать лет целого ряда новых гистерезисных способов (векторных, с многоуровневыми компараторами и т.д.) [1, 2]. Многообразие способов ГУ предполагает их сравнительный анализ по тем или иным показателям. Однако публикации ограничиваются, как правило, их описанием, реализацией, иногда спектром тока и зависимостью числа коммутаций от времени. Этого явно недостаточно для принятия решения в пользу того или иного способа. Здесь требуется набор интегральных показателей, позволяющих оценить влияние способа на входные, выходные и внутренние характеристики преобразователя. Настоящая статья является некоторой попыткой восполнить указанный пробел в части анализа выходных характеристик инвертора напряжения.

Так как основа одна и та же, то, очевидно, разнообразные способы ГУ будут иметь общие свойства. Поэтому целесообразно сначала провести анализ простейшего варианта – гистерезисного управления однофазным полумостовым АИН, а затем полученные закономерности и соотношения попробовать распространить на другие его модификации и варианты использования. В частности, результаты такого анализа будут справедливы для трехфазного АИН с соединением нагрузки в звезду с нулевым проводом, а также (с учетом увеличенной амплитуды импульсов напряжения) для однофазного мостового инвертора.

При анализе были сделаны следующие допущения: источник питания – идеальная ЭДС, ключи идеальные, коммутация ключей мгновенная, АИН работает в линейной зоне регулирования выходного напряжения и тока, нагрузка носит активно-индуктивный характер.

Анализ проводился с использованием программы имитационного моделирования PSIM.

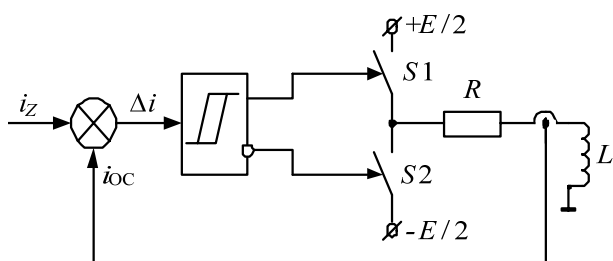


Рис. 1. Гистерезисное управление однофазным полумостовым инвертором

**Выходное напряжение.** К показателям выходного напряжения (тока) инвертора относятся действующее значение, зависимость амплитуды 1-й гармоники от глубины модуляции (регулирующая характеристика), действующее значение высших составляющих, коэффициент гармоник. В однофазном АИН с ГУ, упрощенная схема которого представлена на рис. 1, на выходе с помощью ключей  $S1$  и  $S2$  формируется импульсное биполярное напряжение. Независимо от способа управления (типа модуляции) действующее значение такой кривой равно амплитуде импульсов:

$$U = E/2, \quad (1)$$

где  $E$  – напряжение источника питания.

Важным показателем выходного напряжения является регулировочная характеристика (РХ). Однако здесь появляется параметр системы управления (СУ) – глубина модуляции  $M$ . Возникает вопрос: как определить (или задать)  $M$  для гистерезисного управления?

У АИН существует предельное значение амплитуды первой гармоники выходного фазного напряжения, соответствующее границе линейной области регулирования. Например, для однофазного полумостового АИН с синусоидальной ШИМ имеет место следующее соотношение:

$$U_{(1)\max} = E/2. \quad (2)$$

Этой величине соответствует глубина модуляции  $M=1,0$ . Такой порог существует у АИН и при гистерезисном управлении. Как показало компьютерное моделирование, он соответствует выражению (2). С точки зрения управления инвертором как источником напряжения такая величина тоже должна соответствовать  $M = 1,0$ . Предельная величина напряжения определяет и предельное значение тока в линейной зоне регулирования, которое в то же время зависит и от модуля нагрузки  $Z_H$ :

$$I_{(1)\max} = \frac{U_{(1)\max}}{Z_H} = \frac{E}{2Z_H}. \quad (3)$$

Глубина модуляции как параметр задания напряжения может стать одновременно и параметром задания выходного тока, если последний выражать в долях от его конкретного максимального значения  $I_{(1)\max}$ . Поэтому в настоящей статье под глубиной модуляции как параметром СУ, задающим выходной ток, понимается отношение амплитуды текущего синусоидального сигнала задания к амплитуде его максимального значения или, что то же самое, отношение заданной амплитуды первой гармоники выходного тока (напряжения) к ее максимальному значению  $I_{(1)\max}$  ( $U_{(1)\max}$ ):

$$M = I_z / I_{z\max} = I_{(1)m} / I_{(1)\max} = U_{(1)m} / U_{(1)\max}. \quad (4)$$

Следовательно, для однофазного АИН с ГУ регулировочная характеристика по напряжению будет выражаться известным соотношением:

$$U_{(1)m} = MU_{(1)\max} = ME/2,$$

т.е. таким же, что и у однофазного АИН с программной синусоидальной ШИМ (СШИМ).

Поскольку упомянутые выше составляющие выходного напряжения однофазного АИН как с ГУ, так и с СШИМ одинаковы, то будут одинаковы и другие его составляющие и коэффициент гармоник. Выражения для них взяты из [3] и приведены в табл. 1. Напряжения представлены в относительных величинах по отношению к ЭДС источника питания  $E$ .

Таблица 1

Показатели выходного напряжения				
$U^*$	$U_{(1)m}^*$	$U_{(1)}^*$	$U_B^*$	$K_\Gamma$
$\frac{1}{2}$	$\frac{M}{2}$	$\frac{M}{2\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{1-M^2}{4}-\frac{M^2}{8}}$	$\sqrt{\frac{2}{M^2}-1}$

**Выходной ток.** В соответствии с выражением (4) токовая регулировочная характеристика будет иметь вид

$$I_{(1)m} = MI_{(1)\max} = \frac{ME}{2Z_H}. \quad (5)$$

Оценим действующее значение кривой выходного тока. Особенностью гистерезисного управления является то, что мгновенное значение выходного тока, изменяясь в соответствии с сигналом задания, в то же время поддерживается в заданных границах гистерезисного канала. Если выделить пульсации (высшие гармоники) тока, то они будут иметь вид, представленный на рис. 2, а ( $I_\Delta$ ). Пульсации меняются в диапазоне от нуля до  $2H$ , где  $H$  – величина отклонения пульсаций от заданного значения тока (на рисунке величина  $H = 1$  А).

Для проведения дальнейших выкладок сделаем дополнительные допущения:

- величина ширины гистерезиса постоянна и равна  $2H$ ;
- величина  $H$  мала и, следовательно:
  - на периоде выходного напряжения число пульсаций тока велико и является (для упрощения вывода) целым числом;
  - кривая пульсации тока во времени меняется по кусочно-линейному закону.

Таким образом, пульсации тока представляют собой треугольники одинаковой амплитуды. Такая однозначность формы позволяет определить действующее значение высших составляющих выходного тока АИН. Воспользуемся следующей формулой:

$$I_B = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{ВЫХ}}} \int_0^{T_{\text{ВЫХ}}} i_B^2(t) dt},$$

где  $T_{\text{ВЫХ}}$  – период выходного напряжения АИН.

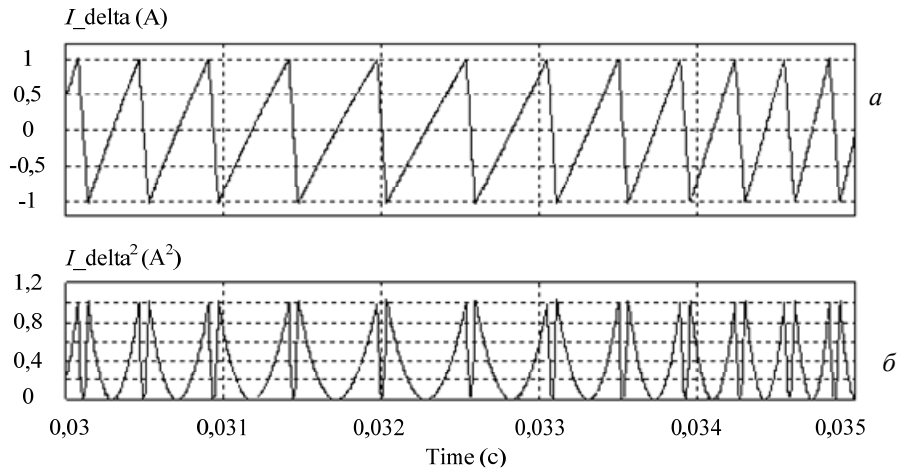


Рис. 2. Пульсации выходного тока

Как видно из рис. 2, *a*, наклоны пил неодинаковы, но они не меняются на межкоммутационном интервале. На рис. 2, *б* показана форма кривой квадрата тока треугольных пульсаций ( $i_{\text{delta}}^2$ ). Нетрудно видеть, что на межкоммутационном интервале в этой кривой имеет место квадратичная зависимость. Тогда интеграл под корнем в последнем выражении можно представить как сумму площадей фигур, которые на  $i$ -м интервале ограничены параболой и осью абсцисс. Пусть начало координат находится в середине межкоммутационного интервала. Тогда можно записать:

$$I_B = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{ВЫХ}}} \sum_{i=1}^P S_i} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{ВЫХ}}} \sum_{i=1}^P 2 \int_0^{\tau_i/2} i_i^2(t) dt}, \quad (6)$$

где  $P$  – число пульсаций на периоде выходного тока;  $\tau_i$  – длительность  $i$ -го межкоммутационного интервала;  $S_i$  – площадь  $i$ -й фигуры;  $i_i$  – форма кривой пульсации на  $i$ -м интервале.

На половине  $i$ -го межкоммутационного интервала, например на нарастающем участке, можно выразить законы изменения тока пульсации и его квадрата:

$$i_i(t) = \frac{2H}{\tau_i} t, \quad i_i^2(t) = \frac{4H^2}{\tau_i^2} t^2. \quad (7)$$

Подставив выражение для квадрата тока из (7) в (6) и выполнив преобразования, получим соотношение

$$I_B = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{ВЫХ}}} \sum_{i=1}^P \frac{H^2 \tau_i}{3}} = \dots = \frac{H}{\sqrt{3}}. \quad (8)$$

Коэффициент гармоник тока, как известно, равен отношению действующих значений высших и первой гармоник. В соответствии с формулами (5) и (8) выражение для него будет иметь вид

$$K_{\text{ГТ}} = \frac{I_B}{I_{(1)}} = \frac{H}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{MI_{(1)\text{max}}}. \quad (9)$$

Действующее значение всей кривой тока будет определяться следующим соотношением:

$$I = \sqrt{I_{(1)}^2 + I_B^2} = \sqrt{\frac{M}{\sqrt{2}} I_{(1)\text{max}}^2 + \frac{H^2}{3}}. \quad (10)$$

Величину отклонения пульсаций от заданного тока  $H$  удобно выразить в относительных единицах – в долях от максимального тока:

$$H = H^* I_{(1)\text{max}}. \quad (11)$$

Подставив соотношение (11) в (8)–(10), получим выражения в общем виде. Выведенные формулы, характеризующие выходной ток однофазного АИН с гистерезисным управлением, приведены в табл. 2. Токи представлены в относительных единицах: базовая величина –  $I_{(1)\max}$ .

Таблица 2

Показатели выходного тока				
$I^*$	$I_{(1)m}^*$	$I_{(1)}^*$	$I_B^*$	$K_{ГТ}$
$\sqrt{\frac{M^2}{2} + \frac{H^{*2}}{3}}$	$M$	$\frac{M}{\sqrt{2}}$	$\frac{H^*}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}H^*}{\sqrt{3}M}$

**Число коммутаций.** Оценим аналитически этот параметр, обозначив его, по аналогии с программными способами,  $K_{кф}$  [4]. Чтобы упростить вывод, определим  $K_{кф}$  сначала для  $M = 0$ . При этом, как показало моделирование, пульсации имеют форму одинаковых равнобедренных треугольников. Допущение о линейности кривой пульсаций тока соответствует чисто индуктивному току. На основании этого и с учетом того, что на полупериоде пульсаций  $T_{п0}/2$  ток достигает величины  $2H$ , довольно просто можно получить период и частоту пульсаций:

$$T_{п0} = \frac{8HL}{E}, \quad f_{п0} = \frac{E}{8HL}.$$

Индекс «0» в последних двух формулах означает, что результат получен для  $M = 0$ . С учетом двух коммутаций на периоде  $T_{п0}$  получим число коммутаций на периоде выходной частоты  $T_{вых}$ :

$$K_{кф0} = \frac{2T_{вых}}{T_{п0}} = \frac{T_{вых}E}{4HL}. \quad (12)$$

Подставив в (12) соотношения (11) и (3), умножив знаменатель и числитель на  $\pi$ , после преобразования получим окончательное выражение:

$$K_{кф0} = \frac{\pi}{\sin\varphi \cdot H^*}. \quad (13)$$

Данное выражение было проверено путем моделирования и показало хорошее совпадение. Также на модели АИН с ГУ были сняты зависимости  $K_{кф}$  от  $M$  при разной ширине канала гистерезиса, которые приведены на рис. 3 сплошными линиями. Из графиков видно, что данные зависимости меняются по закону косинуса. Кроме того, анализ численных значений показал, что при  $M = 1$  значение  $K_{кф}$  становится в два раза меньше, чем при  $M = 0$ . Для косинуса величина 0,5 соответствует углу в  $60^\circ$ . Отсюда получаем следующее (полуэмпирическое) соотношение:

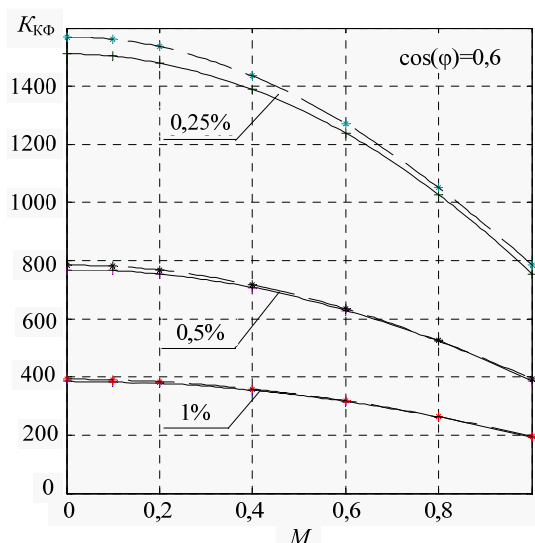
$$K_{кф} = K_{кф0} \cdot \cos\frac{M\pi}{3} = \frac{\pi}{H^* \sin\varphi} \cos\frac{M\pi}{3}. \quad (14)$$

Графики, вычисленные по выражению (14) и показанные на рис. 3 в виде пунктирных линий, хорошо совпадают с экспериментальными кривыми.

Как видно из полученных выше формул,  $K_{ГТ}$  прямо, а  $K_{кф}$  обратно пропорциональны величине  $H$ . В этих зависимостях нашел отражение тот известный факт, что, улучшая качество тока, мы проигрываем в числе коммутаций и наоборот. По аналогии с [4] введем приведенный коэффициент гармоник тока по числу коммутаций. Данный коэффициент позволяет оценить для гистерезисного управления и качество выходного тока АИН, и затраты на него (число коммутаций):

$$K_{ГТ\_к} = K_{ГТ} K_{кф} = \frac{\sqrt{2}\pi}{\sqrt{3}M \sin\varphi} \cos\frac{M\pi}{3}. \quad (15)$$

Чтобы освободиться от параметра нагрузки, введем комплексный коэффициент гармоник тока по числу коммутаций и синусу углу нагрузки:

Рис. 3. Число коммутаций на периоде в зависимости от  $M$  и  $H$

$$K_{ГТ\_к\_ф} = K_{ГТ} K_{кф} \sin \varphi = \frac{\sqrt{2}\pi}{\sqrt{3}M} \cos \frac{M\pi}{3}. \quad (16)$$

Данный коэффициент зависит только от параметра управления и в интегрированном виде отражает основные свойства традиционного ГУ применительно к однофазному АИН.

Очевидно, что для каждого гистерезисного способа можно получить (аналитически или экспериментально) аналогичный комплексный коэффициент, который и целесообразно использовать для полноценного и при этом простого сравнения способов ГУ по качеству выходной энергии АИН.

Результаты проведенного анализа, как было сказано выше, можно использовать при анализе трехфазного инвертора напряжения, причем как с традиционным, так и с векторными способами гистерезисного управления, что может быть темой дальнейших исследований.

**Заключение.** Проанализированы выходные характеристики однофазного полумостового АИН с гистерезисным управлением. При этом получено следующее:

- аналитические выражения для компонентов и коэффициентов гармоник выходных напряжений и тока, а также выражения для частоты и числа коммутаций;
- показано, что анализируемые характеристики выходного напряжения однофазного АИН с синусоидальной ШИМ и с гистерезисным управлением одинаковы;
- предложено для упрощения процедуры сравнения способов гистерезисного управления по качеству выходной энергии использовать приведенные коэффициенты гармоник тока по числу коммутаций и параметру нагрузки.

#### *Литература*

1. Kazmierkowski M.P. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey / M.P. Kazmierkowski, L. Malesani // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1998. – Vol. 45, №5. – P. 691–703.
2. Analysis of different current techniques for grid connected inverter system. / N.M. Kumar, V.V. Reddy, B.R. Narendra, B.C. Babu // International Journal of Emerging trends in Engineering and Development. – 2012. – Vol. 5, is. 2. – P. 678–699.
3. Баховцев И.А. Анализ способов управления инверторов напряжения с синусоидальной ШИМ // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП-98): Тр. IV Междунар. науч.-техн. конф.: в 16 т. – Т. 7. Силовая электроника. – Новосибирск: НГТУ, 1998. – С. 64–68.
4. Баховцев И.А. Анализ качества преобразования энергии в АИН с ШИМ / И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев // Силовые тиристорные преобразователи: межвуз. сб. науч. тр. – Новосибирск: НЭТИ, 1987. – С. 3–12.

#### **Баховцев Игорь Анатольевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. электроники и электротехники  
Новосибирского государственного технического университета  
Тел.: 8 (383) 3-46-08-66  
Эл. почта: igor\_55@ngs.ru

Bakhovtsev I.A.

#### **Output characteristics analysis of hysteresis control one-phase voltage source inverter**

In this paper we have derived the analytical relations which describe components, output voltage and current THD and commutation numbers of one-phase VSI with conventional hysteresis control. The validity of the formulas has been verified by means of simulations. The new factor that provides to estimate the characteristics of hysteresis control converter is proposed.

**Keywords:** one-phase voltage source inverter, hysteresis control, output characteristics, commutation number, complex current THD.

УДК 621.386.41

М.Г. Рубанович, Н.В. Александров, В.З. Манусов, В.А. Хрусталеv

## Электрмагнитное моделирование плёночного резистора

Работа посвящена моделированию плёночного резистора в электрмагнитном рассмотрении. Моделируются распределённые параметры не только в длину, но и в ширину резистивной плёнки. Учитывается распределение ёмкости и индуктивности в поперечном сечении плёночного резистора. Рассчитанные на входе резистора токи при заданном приложенном напряжении позволяют определить входной импеданс резистора в полосе частот до 4,5 ГГц.

**Ключевые слова:** плёночный резистор, ёмкость, индуктивность, согласование, моделирование.

Плёночный резистор на значительной мощности должен иметь значительные размеры не только в длину, но и в ширину. Использование бериллиевой керамики, на которую напыляется резистивная плёнка, позволяет отводить 200 Вт при размерах керамики  $20 \times 20 \times 4$  мм<sup>3</sup>. Размеры резистивной плёнки  $6 \times 17$  мм<sup>2</sup>, толщина плёнки 5–6 мкм. Не учитывать ширину 6 мм резистивной плёнки нельзя, так как это приведёт к значительной ошибке в расчёте электрических параметров. В представленной работе моделируется плёночный резистор как в ширину, так и в длину.

**Расчёт индуктивных, ёмкостных и резистивных параметров плёночного резистора.** Для моделирования плёночный резистор разбит на поперечные и продольные полосы. Полосы в свою очередь разбиты на десять блоков. Целью моделирования является определение индуктивностей по блокам в поперечных и продольных полосах, а также распределения сопротивлений и ёмкостей по блокам, на которые поделен плёночный резистор.

Каждый блок содержит плёнку с размером  $1,7 \times 0,6$  мм<sup>2</sup>, диэлектрик и медное основание. Рисунок 1, а схематично представляет плёночный резистор, поделённый на блоки. На рис. 1, б приведена электрическая схема одного блока.

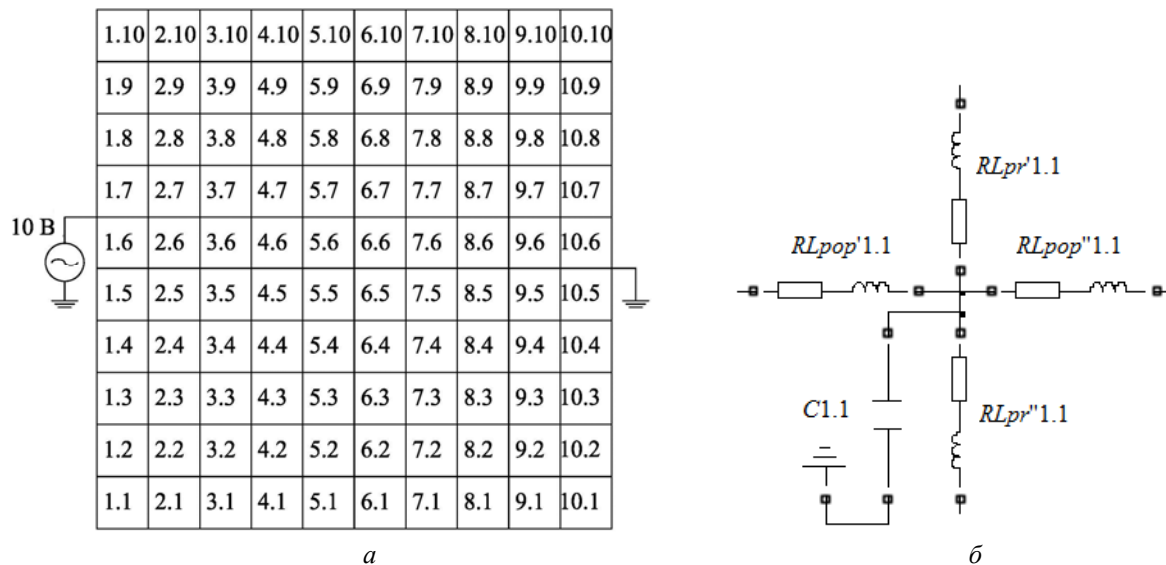


Рис. 1. Плёночный резистор, поделённый на блоки (а), и электрическая схема для блока 1.1 (б)

Индуктивные параметры, собственная индуктивность блока и взаимная индуктивность блоков с остальными блоками определялись по методике [1]. Используя результаты вычислений, получим индуктивность каждого блока в поперечном и продольном направлении в зависимости от значения собственной индуктивности блоков и взаимных индуктивностей между блоками, изображенных на рис. 1, а, при расчёте поперечных и продольных индуктивностей. Определим индуктивности каждого блока в поперечном и продольном сечениях.

Приложенному внешнему напряжению  $U$  согласно закону Кирхгофа соответствует протекание токов  $I$  по соответствующим полосам, которые связаны между собой матричным соотношением

$$\mathbf{U} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{I}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{U}$  – вектор-столбец размера  $m$  приложенных к блокам напряжений;  $\mathbf{I}$  – вектор-столбец размера  $m$  протекающих по соответствующим  $q$ -м блокам токов  $I_q$ ;  $\mathbf{Z}$  – матрица размера  $m \times m$ , составленная из собственных индуктивных сопротивлений блоков и взаимноиндуктивных сопротивлений блоков между собой.

Если вынести из матрицы  $\mathbf{Z}$  угловую частоту  $\omega$ , учитывая, что ко всем элементарным блокам поперечной полосы приложено одинаковое напряжение  $U$ , то приходим к уравнению

$$\omega \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{I} = U \cdot \mathbf{1}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{1}$  – единичный вектор-столбец размерности  $m$ ;  $\mathbf{L}$  – матрица размера  $m \times m$ , составленная из собственных индуктивностей блоков поперечной полосы микрополосковой линии и взаимноиндуктивности блоков с остальными блоками в поперечной полосе. Можно отметить, что матрица собственных и взаимных индуктивностей  $\mathbf{L}$  теплицевого типа.

Уравнение (2) решается относительно вектор-столбца токов  $\mathbf{I}$

$$\mathbf{I} = \frac{U}{\omega} \mathbf{L}^{-1} \cdot \mathbf{1}. \quad (3)$$

Умножив матрицу  $\mathbf{L}^{-1}$  на единичный вектор-столбец  $\mathbf{1}$  и сложив элементы каждой строки, получим, например для строки  $q$

$$I_q = \frac{U}{\omega} \sum_{p=1}^m L_{pq}^{-1}. \quad (4)$$

Для  $q$ -го блока в поперечной полосе справедливо равенство, определяющее его импеданс:

$$Z_q = \omega \cdot L_q = \frac{U}{I}. \quad (5)$$

Тогда

$$L_q = \frac{U}{I \cdot \omega} = \frac{1}{\sum_{p=1}^m L_{pq}^{-1}}. \quad (6)$$

Чтобы определить приведённую индуктивность каждого блока, необходимо составить квадратную матрицу  $\mathbf{L}$  из собственных индуктивностей блоков и взаимных индуктивностей между блоками, обратить матрицу, суммировать элементы каждой строки обращённой матрицы, а обратная величина просуммированных элементов каждой строки равна её приведённой индуктивности.

Собственная индуктивность блока и взаимные индуктивности между блоками вычислялись для индуктивности длиной один сантиметр [2]. Индуктивность блока по стороне 17 мм называется продольной индуктивностью. Она приведена в табл. 1. Индуктивность на один сантиметр. В табл. 2 приведены индуктивности для блоков длиной 1,7 мм.

Таблица 1

**Распределение индуктивности плёночного резистора в продольном направлении для резистора размером  $6 \times 17 \text{ мм}^2$  по стороне 17 мм, ширина блока 0,6 мм, длина 10 мм (в нГн)**

$m$	$L_{1,1}$	$L_{1,2}$	$L_{1,3}$	$L_{1,4}$	$L_{1,5}$	$L_{1,6}$	$L_{1,7}$	$L_{1,8}$	$L_{1,9}$	$L_{1,10}$
10	16,95	45,26	47,49	49,65	51,04	51,04	49,65	47,49	45,26	16,95

Таблица 2

**Распределение индуктивности плёночного резистора в продольном направлении для резистора размером  $6 \times 17 \text{ мм}^2$  по стороне 17 мм, ширина блока 0,6 мм, длина 1,7 мм (в нГн)**

$m$	$L_{1,1}$	$L_{1,2}$	$L_{1,3}$	$L_{1,4}$	$L_{1,5}$	$L_{1,6}$	$L_{1,7}$	$L_{1,8}$	$L_{1,9}$	$L_{1,10}$
10	2,882	7,694	8,073	8,441	8,677	8,677	8,441	8,073	7,694	2,882

Индуктивность блока по стороне 0,6 мм называется поперечной индуктивностью. В табл. 3 приведены индуктивности для блоков длиной 0,6 мм.

Таблица 3

**Распределение индуктивности плёночного резистора в поперечном направлении для резистора размером  $6 \times 17 \text{ мм}^2$  по стороне 6 мм, ширина блока 1,7 мм, длина 0,6 мм (в нГн)**

$m$	$L_{1,1}$	$L_{2,1}$	$L_{3,1}$	$L_{4,1}$	$L_{5,1}$	$L_{6,1}$	$L_{7,1}$	$L_{8,1}$	$L_{9,1}$	$L_{10,1}$
10	0,629	1,385	1,401	1,417	1,432	1,432	1,417	1,401	1,385	0,629



На рис. 1, б продольная индуктивность обозначена символами  $L_{pr}'$  или  $L_{pr}''$ . Продольная индуктивность поделена на две равные части:  $L_{pr}'_{1,2} = L_{pr}''_{1,2} = L_{1,2}/2$ . Одна индуктивность выше точки подключения ёмкости, вторая ниже. Поперечная индуктивность обозначена символами  $L_{pop}'$  или  $L_{pop}''$ . Поперечная индуктивность поделена на две равные части:  $L_{pop}'_{2,1} = L_{pop}''_{2,1} = L_{2,1}/2$ . Одна индуктивность правой точки подключения ёмкости, вторая левой. В табл. 2 приведены значения продольных индуктивностей для первого столбца. Для остальных столбцов, на которые поделен плёночный резистор (см. рис. 1, а), значения продольных индуктивностей каждого блока повторяются. В табл. 3 приведены значения поперечных индуктивностей для первой строки. Для остальных строк значения поперечных индуктивностей каждого блока повторяются.

Распределение ёмкости по блокам вычислялось методом конечных элементов [3]. В крайних блоках учтена ёмкость сверху резистивной плёнки, ёмкость торцов плёнки и ёмкость снизу плёнки. Во внутренних блоках учтена ёмкость снизу плёнки и ёмкость сверху плёнки. В табл. 4 приведена ёмкость продольных полосок шириной 0,6 мм, длиной 1 м. Размерность величин в пФ/м.

Таблица 4

Распределение ёмкости плёночного резистора в поперечном сечении для резистора размером  $6 \times 4 \text{ мм}^2$ , длиной 1 м, с диэлектриком под резистивной плёнкой с  $\epsilon_r = 6,6$  (в пФ/м)

$m$	$C_{1,1}$	$C_{1,2}$	$C_{1,3}$	$C_{1,4}$	$C_{1,5}$	$C_{1,6}$	$C_{1,7}$	$C_{1,8}$	$C_{1,9}$	$C_{1,10}$
10	29,16	13,62	11,60	10,78	10,45	10,45	10,78	11,60	13,62	29,16

В табл. 5 приведены величины ёмкости блоков с размерами поверхности плёнки  $0,6 \times 1,7 \text{ мм}^2$ . Размерность величин, указанных в таблице,  $10^{-15} \text{ Ф}$ .

Таблица 5

Распределение ёмкости плёночного резистора в поперечном сечении по блокам размером  $0,6 \times 1,7 \times 4 \text{ мм}^3$  с диэлектриком под резистивной плёнкой с  $\epsilon_r = 6,6$  (в  $10^{-15} \text{ Ф}$ )

$m$	$C_{1,1}$	$C_{1,2}$	$C_{1,3}$	$C_{1,4}$	$C_{1,5}$	$C_{1,6}$	$C_{1,7}$	$C_{1,8}$	$C_{1,9}$	$C_{1,10}$
10	49,28	23,66	19,91	18,46	17,91	17,91	18,46	19,91	23,66	49,28

В табл. 5 приведено распределение ёмкости для первого столбца. Для остальных столбцов при разбиении резистора на блоки (см. рис. 1, а) ёмкость повторяется.

Общее сопротивление плёночного резистора 50 Ом. Один блок по размерам равен одной десятой длины и одной десятой ширины. Так как  $R_s$  (поверхностное сопротивление – Ом/□) остаётся исходным, а сопротивление равно [4]

$$R = R_s \cdot \frac{a}{b}, \tag{7}$$

где  $a$  – длина резистора;  $b$  – ширина резистора, то продольное сопротивление одного блока равно 50 Ом.

Определим поперечное сопротивление одного блока. Из уравнения (7) поверхностное сопротивление плёночного резистора равно

$$R_s = R \frac{b}{a} = \frac{50 \cdot 6}{17} = 17,6.$$

Поперечное сопротивление блока равно

$$R_{pop} = R_s \frac{0,1 \cdot b}{0,1 \cdot a} = \frac{17,6 \cdot 0,6}{1,7} = 6,21.$$

На рис. 2 продольное сопротивление  $R_{pr}$  поделено на два одинаковых:  $R_{pr}'$  и  $R_{pr}''$  по 25 Ом каждое, поперечное сопротивление  $R_{pop}$  поделено на два одинаковых:  $R_{pop}'$  и  $R_{pop}''$  по 3,105 Ом каждое.

**Метод решения.** Для расчета режимов работы электрической схемы используется метод узловых напряжений, для которого в качестве независимых переменных могут быть выбраны задающие токи узлов схемы (токи инъекций) и напряжение в одном из узлов, который принимается как базисный узел.

В матричной форме уравнение может быть представлено в следующем виде:

$$\mathbf{Y} \cdot \mathbf{U} + \mathbf{Y}_0 U_0 = \mathbf{J}, \tag{8}$$

где  $\mathbf{Y}$  – матрица узловых проводимостей;  $\mathbf{U}$  – вектор-столбец напряжений узлов;  $\mathbf{Y}_0$  – матрица проводимостей ветвей, связывающих другие узлы с базисным узлом;  $U_0$  – напряжение базисного узла, представляемое как скаляр.

Матрица узловых проводимостей  $\mathbf{Y}$  получена на основе суммы проводимостей ветвей, примыкающих к данному узлу:

$$Y_{ii} = \sum_{j \in \omega_i} \frac{1}{Z_j}, \quad (9)$$

где  $Y_{ii}$  – диагональные элементы матрицы  $\mathbf{Y}$ ;  $Z_j$  – сопротивление  $j$ -й ветви;  $\omega_i$  – множество номеров узлов, связанных с  $i$ -м узлом.

Недиагональные элементы равны проводимостям ветвей, соответствующих инцидентий (совпадений) соответствующего узла и ветви

$$Y_{ij} = -\frac{1}{Z_{ij}}. \quad (10)$$

Матрица  $\mathbf{Y}$  может быть также получена через матрицу инцидентий первого рода  $\mathbf{M}$ , которая представляет собой матрицу инцидентий узлов и ветвей, где в качестве строк выбираются узлы, а в качестве столбцов – ветви. При этом если узел соединяется с началом ветви, ставится «1», а если с концом – «-1». Если инцидентий нет, то «0».

Тогда

$$\mathbf{Y} = \mathbf{M} \cdot \mathbf{Z}_b^{-1} \mathbf{M}^T, \quad (11)$$

где  $\mathbf{Z}_b$  – обращенная диагональная матрица сопротивлений ветвей.

Если токи узлов независимы от узловых напряжений, приходим к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), а в случае зависимости токов узлов от напряжений приходим к системе нелинейных алгебраических уравнений (СНАУ). Решение уравнения (8) относительно узловых напряжений имеет вид

$$\mathbf{U} = \mathbf{Y}^{-1}(\mathbf{J} - \mathbf{Y}_0 U_0) = \mathbf{Z}(\mathbf{J} - \mathbf{Y}_0 U_0), \quad (12)$$

где  $\mathbf{Z}$  – матрица узловых сопротивлений для обращенной формы узловых напряжений.

Численное решение системы уравнений (8) осуществляется обычно методом исключения Гаусса или с помощью итерационной процедуры. В рассматриваемой сети основные параметры имеют комплексную форму и дают результат в форме вещественной и мнимой составляющих [5].

Численный расчет токов и напряжений производится в программном пакете Matlab 2010b, с использованием библиотеки SimPowerSystems (SPS), находящейся в прикладной программе Simulink. При расчете используется решатель с одношаговым явным методом Рунге–Кутты 4-го и 5-го порядка. Используемый метод расчета состояний модели схемы – ode45[6].

**Моделирование плёночного резистора.** В результате расчёта на компьютере для модели плёночного мощного резистора сопротивлением 50 Ом получены характеристики, показанные на рис. 2, 3.

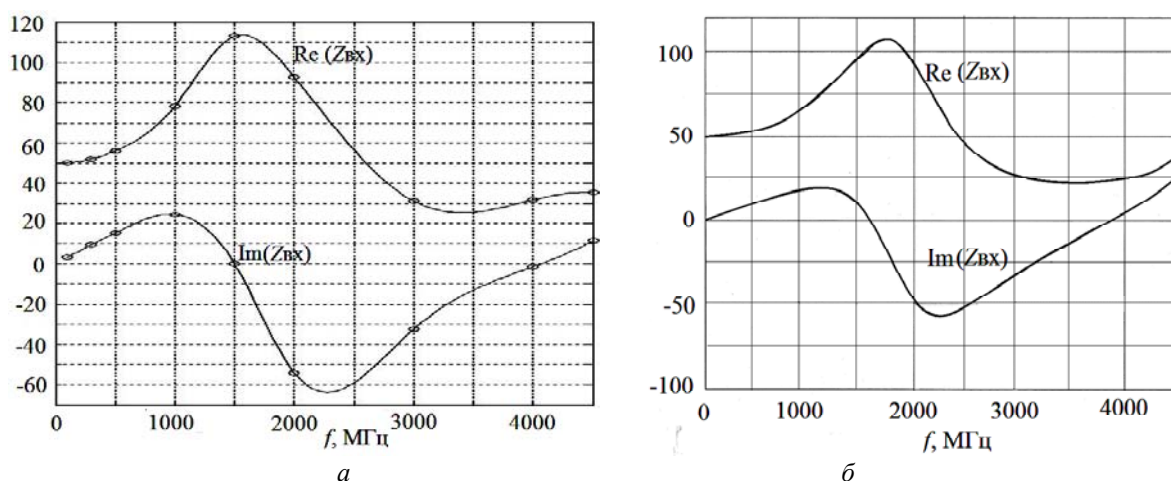


Рис. 2. Результаты численного расчёта мнимой и действительной части входного сопротивления плёночного резистора на электромагнитной модели (а) и результаты электродинамического расчёта мнимой и действительной части входного сопротивления плёночного резистора в среде Microwave Office, версия 9 (б)

Численный расчёт по электромагнитной модели проводился на определённых частотах – 100 Гц, 10 кГц, 1, 50, 100, 300, 500, 1000, 1500, 2000, 3000, 4000, 4500 МГц. На рис. 2, а и рис. 3, а

эти частотные точки выделены круглыми метками. Если сравнить рис. 2, а и рис. 2, б, видим, что они очень близки как по характеру кривых, так и по величинам в отдельных частотных точках. То же самое можно сказать о рис. 3, а и рис. 3, б.

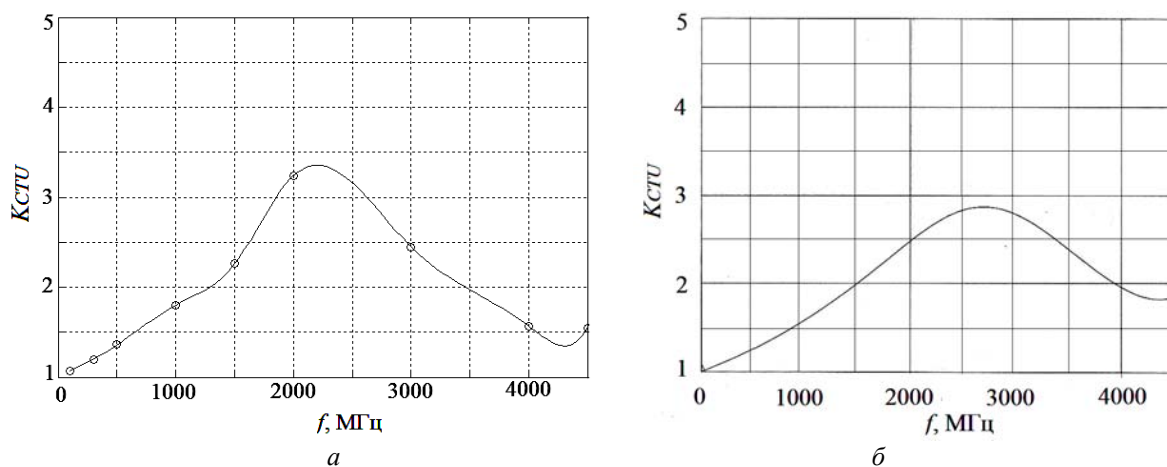


Рис. 3. Коэффициент стоячей волны ( $K_{CTV}$ ) по входу плёночного резистора при расчёте электромагнитной модели (а) и  $K_{CTV}$  по входу плёночного резистора при электродинамическом расчёте в среде Microwave Office, версия 9 (б)

**Выводы.** Результаты расчёта по электромагнитной модели с высокой точностью совпадают с результатами расчёта в среде Microwave Office, т.е. электромагнитный метод расчёта позволяет адекватно моделировать частотные свойства плёночных резисторов большой мощности. При этом рассмотренный электромагнитный метод применим для расчета нескольких последовательно или параллельно соединенных плёночных резисторов, а также элементов согласующее-корректирующих цепей и соединительных отрезков линий передачи, у которых учитываются их частотные зависимости. Предложенный электромагнитный метод требует меньше вычислительных ресурсов и позволяет эффективно проводить оптимизацию параметров СВЧ-устройств, содержащих пленочные резисторы.

#### Литература

1. Цейтлин Л.А. Индуктивности проводов и контуров. – М.: Госэнергоиздат, 1950. – 224 с.
2. Матричный метод расчёта индуктивных параметров эквивалентной схемы плёночного резистора / М.Г. Рубанович, В.П. Разинкин, Ю.В. Востряков и др. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2008. – Вып. 3. – С. 70–77.
3. Определение распределения ёмкости на микрополосковой линии методом конечных элементов / К.Я. Аубакиров, Д.В. Вагин, М.Г. Рубанович, А.А. Столярченко // АПЭП – 2012: матер. междунар. науч.-техн. конф. – Новосибирск: НГТУ, 2012. – Т. 2. – С. 114–116.
4. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др. / Под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.
5. Идельчик В.И. Электрические системы и сети: учеб. для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 592 с.
6. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 288 с.

#### Рубанович Михаил Григорьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. общей физики  
Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)  
Тел.: 8 (383) 3-46-08-34  
Эл. почта: mihail-nstu@mail.ru

**Александров Николай Васильевич**

Аспирант каф. систем электроснабжения предприятий НГТУ

Тел.: 8(383) 3-46-15-51

Эл. почта: alexandrov-88@mail.ru

**Манусов Вадим Зиновьевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. систем электроснабжения предприятий НГТУ

Тел.: 8(383) 3-46-15-51

Эл. почта: manusov36@mail.ru

**Хрусталеv Владимир Александрович**

Д-р техн. наук, профессор каф. электронных приборов,

декан факультета радиотехники и электроники НГТУ

Тел.: 8 (383-2) 41-37-09

Эл. почта: VA\_Khrustalev@ngs.ru

Rubanovich M.G., Aleksandrov N.V., Manusov V. Z., Khrustalyov V. A.

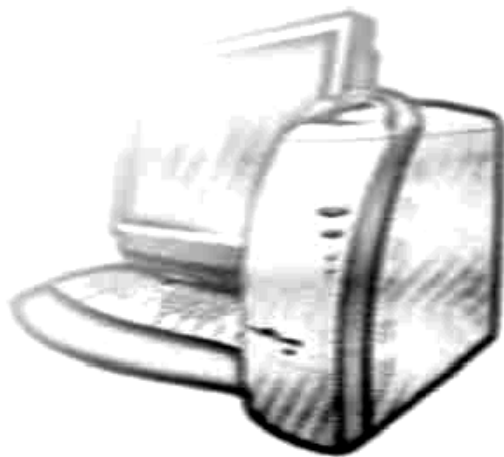
**Electromagnetic simulation of film resistor**

The paper deals with electromagnetic modeling of a film resistor. The distributed parameters are modeled in the length as well as in the width of the resistive film. The allocation of capacitance and inductance in the cross-section of the film resistor is considered. The calculated currents at the resistor input under applied voltage allow to determine the input resistor impedance in the frequency range up to 4,5 GHz.

**Keywords:** film resistor, capacitance, inductance, coordination, simulation.

---

**УПРАВЛЕНИЕ,  
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА  
И ИНФОРМАТИКА**



УДК 004.089

А.Г. Сабанов

## Концепция моделирования процессов аутентификации

Предложена концепция моделирования процесса аутентификации. Концепция основана на рассмотрении основных процедур аутентификации, имеющих различную продолжительность во времени. Процесс аутентификации рассматривается в условиях потока заявок на авторизацию различной интенсивности.

**Ключевые слова:** концепция, безопасность, надежность, моделирование, процесс, аутентификация.

Системы аутентификации относятся к разряду интеллектуальных систем, составными частями которых, как правило, являются мощная серверная (аппаратная и программная) и клиентская части. Для анализа рисков и исследования надежности выполнения основных процедур аутентификации требуется создание математических моделей [1, 2]. При моделировании необходимо учитывать участие в процедурах и процессах подготовки и проведения аутентификации пользователей информационной системы (ИС). Аутентификация – это достаточно сложный процесс, состоящий из двух подпроцессов: подтверждения подлинности предъявленного пользователем идентификатора и проверки принадлежности пользователю аутентификатора, с помощью которого производится первый процесс.

Как показано в [3], процесс аутентификации можно рассматривать как цепь последовательных процедур: однократной (регистрация нового пользователя), длительной по времени (хранение) и часто повторяющихся (предъявление аутентификатора, протоколы обмена «клиент–сервер», валидация, принятие решения «свой-чужой», авторизация). При моделировании также надо учитывать то, что при значительном числе зарегистрированных пользователей (например, более пятисот) системы аутентификации должны подчиняться законам систем массового обслуживания. Это требует предусматривать возможность исследования поведения моделей в условиях случайного потока заявок на аутентификацию, который зависит от времени. Так, в корпоративных системах пик запросов на аутентификацию приходится на начало работы, а в информационных системах общего пользования (ИСОП) пиковые нагрузки в общем случае носят случайный характер.

Вопросы оценки безопасности и надежности аутентификации пользователей и применяемых при этом средств аутентификации активно обсуждаются специалистами, однако общепринятый научный подход к исследованию этого весьма сложного процесса пока не выработан. Целью данной статьи является разработка концепции моделирования для исследования безопасности и надежности аутентификации.

**Моделирование процедур аутентификации.** Для моделирования процесса аутентификации сначала следует разделить его на однородные по функциональным и вероятностно-статистическим характеристикам блоки. Основанием служит то, что разные блоки имеют существенно отличающиеся характеристики по времени. Например, процедура регистрации производится единожды и может быть относительно краткой по времени. Хранение аутентификационных данных и электронных удостоверений (ЭУ) – длительная процедура, к которой могут быть применены вероятностные и статистические методы. Остальные процедуры (проверка подлинности, валидация, принятие решения) тесно связаны с временем выполнения процедур и многократно повторяются – как минимум раз в день. В итоге получаем следующие блоки:

- 1) процедура регистрации не связана со временем (стационарный процесс);
- 2) процедура хранения связана со временем. Для моделирования применимо пуассоновское распределение;
- 3) протоколы обмена производятся за доли секунды, иногда за секунды; в этой процедуре необходимо строго учитывать отказы (имеются в виду отказы аппаратного и программного компонентов, случайные, неслучайные ошибки пользователей, атаки). Для моделирования возможно применение экспоненциального распределения;
- 4) в процедуре валидации (также производится за доли секунды) вероятность отказа для корпоративных закрытых систем мала, для ИСОП – велика;

5) процесс принятия решения (положительный или отрицательный результат прохождения процедуры аутентификации) – фактически ответ «да или нет» для пропуска (или отказа в проходе) к следующей процедуре (проверке соответствия учетной записи и идентификатора определенной роли доступа для последующей авторизации пользователя). Производится за доли секунды. Необходимо учитывать вероятность отказа и опасного отказа – принятие положительного решения для злоумышленника под видом легального пользователя.

Заметим, что вслед за процедурой хранения секрета и ЭУ следует процедура предъявления ЭУ для отработки протокола аутентификации. Способ предъявления аутентификатора полностью зависит от протокола аутентификации и его настроек. Например, для аутентификации клиента SSL/TLS и серверов в протоколе IPSec этот процесс происходит в автоматическом режиме. Следовательно, без потери общности задачи можно объединить блоки «хранение» и «протоколы» в один блок (рис. 1).



Рис. 1. Модель основных процессов удаленной аутентификации

При определении характеристик надежности и безопасности системы удаленной аутентификации будем иметь в виду прежде всего функциональную надежность и функциональную безопасность. Под функциональной надежностью понимаем способность системы выполнять предусмотренные функциональные задачи с приемлемым уровнем безошибочности в реальных условиях эксплуатации. Функциональную безопасность определим как способность системы выполнять предусмотренные функциональные задачи с заданным уровнем доступности, целостности и конфиденциальности. Для данных допущений на основе анализа блочной структуры системы аутентификации сформируем вероятностную модель типовой системы аутентификации для оценки ее стационарных характеристик.

Без потери общности решения попробуем дополнительно сократить число блоков по принципу однократности/многократности. Примем следующие допущения:

- определим процесс регистрации нового пользователя ИСОП в терминах теории надежности как процесс однократного срабатывания;
- объединим блоки хранения секретов и протоколы аутентификации в один блок «Подтверждение подлинности». Примем, что данный объединенный в один блок многократный процесс хранения и предъявления аутентификатора может быть представлен как пуассоновский (стационарный, ординарный, отсутствие последствий). Заметим, что данный процесс можно отнести к хорошо исследованному классу марковских процессов;
- блок валидации можно объединить с блоком принятия решения, поскольку данные процедуры связаны в цепочку последовательных действий, а результат последней процедуры явно зависит от результата предыдущей.

Сформулируем критерии отказа и опасного отказа для рассматриваемых модулей. Так, для модуля регистрации отказом будем считать отсутствие регистрации для легального пользователя, а опасным отказом – регистрацию злоумышленника под именем легального пользователя. Отказы в модулях подтверждения подлинности предъявленных претендентом идентификационных данных и отказ в модуле принятия решения об авторизации претендента относятся к штатной работе модулей, т.е. не сказываются на вероятностной модели работы всей системы в целом. Опасным отказом работы модуля принятия решения будем понимать положительный итог прохождения процедуры аутентификации для злоумышленника под видом легального пользователя.

В качестве критериев функциональных отказов для рассматриваемой системы можно принять ошибки в работе системы, не приводящие к остановке выполнения основных заданных функций работы системы. Другими словами, ошибки и сбои не должны превышать определенного порога, начиная с которого система удаленной аутентификации может перестать выполнять заданный набор функций.

Сумма вероятностей выходов из каждого состояния есть полная группа событий:

$$\sum_{i=1}^n P_i = 1,$$

где  $n$  – число состояний системы.

**Стационарный поток заявок на аутентификацию.** При количестве пользователей ИС больше определенного количества (например, 300) система аутентификации может рассматриваться как система массового обслуживания с интенсивностью входящего пуассоновского потока заявок  $\lambda$ . Если обозначить интенсивность обработки заявок системой аутентификации  $\mu$ , то одним из определяющих работу системы параметров будет  $\rho = \lambda/\mu$ . Если  $\rho < 1$ , т.е. процесс может считаться стационарным (например, корпоративная ненагруженная система), процедуры перехода системы из одного состояния в другое можно моделировать с помощью цепочек Маркова [4, 5].

Обозначим состояния системы следующим образом (рис. 2):

1 – претендент на регистрацию послал запрос на сервер центра регистрации (ЦР) с целью зарегистрироваться в ИС;

2 – данные от претендента и сервера аутентификации имеются для проверки подлинности пользователя;

3 – имеются данные для проверки валидности ЭУ пользователя;

4 – на сервере имеются все данные для начала процесса авторизации;

$p_{ij}$  – вероятность перехода системы из состояния  $i$  в состояние  $j$ .

Например,  $p_{12}$  – вероятность перехода из состояния «1» в состояние «2»,  $p_{34}$  – вероятность перехода системы из состояния готовности к процедуре валидации в состоянии готовности к авторизации пользователя.

Вектор вероятностей  $P$  можно определить из соотношения

$$\begin{pmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \\ P_5 \\ P_6 \end{pmatrix} = (P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6) \cdot \begin{pmatrix} 0 & p_{12} & 0 & 0 & p_{15} & p_{16} \\ 0 & 0 & p_{23} & 0 & p_{25} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{34} & 0 & p_{36} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

откуда можно найти выражения для стационарных вероятностей  $P_i$  того, что система находится в состоянии  $i$  ( $i = 1, \dots, 6$ ):

$$\begin{aligned} P_2 &= P_1 \cdot p_{12}; \\ P_3 &= P_2 \cdot p_{23}; \\ P_4 &= P_3 \cdot p_{34}; \\ P_5 &= P_1 \cdot p_{15} + P_2 \cdot p_{25}; \\ P_6 &= P_1 \cdot p_{16} + P_3 \cdot p_{36}. \end{aligned}$$

Выражения для вероятностей  $P_i$  ( $i = 2, \dots, 6$ ) можно выразить через  $P_1$ :

$$\begin{aligned} P_2 &= P_1 \cdot p_{12}; \\ P_3 &= P_1 \cdot p_{12} \cdot p_{23}; \\ P_4 &= P_1 \cdot p_{12} \cdot p_{23} \cdot p_{34}; \\ P_5 &= P_1 \cdot (p_{15} + p_{12} \cdot p_{25}); \\ P_6 &= P_1 \cdot (p_{16} + p_{12} \cdot p_{23} \cdot p_{36}). \end{aligned}$$

Из условия нормировки  $\sum_{i=1}^6 p_i = 1$  получаем:

$$P_1 \cdot (p_{12} + p_{12} p_{23} p_{34} + p_{15} + p_{12} p_{25} + p_{16} + p_{12} p_{23} p_{36}) = 1,$$

откуда

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{1}{p_{12} \cdot (1 + p_{12} + p_{23} p_{34} + p_{25} + p_{12} p_{23} p_{16}) + p_{15}} = \frac{1}{A}; \\ P_2 &= \frac{P_1 p_{12}}{A}; \quad P_3 = \frac{P_1 p_{12} p_{23}}{A}; \quad P_4 = \frac{P_1 p_{12} p_{23} p_{34}}{A}; \quad P_5 = \frac{P_1 (p_{15} + p_{12} p_{25})}{A}; \quad P_6 = \frac{P_1 (p_{16} + p_{12} p_{23} p_{36})}{A}. \end{aligned}$$

Величина вероятностей переходов  $p_{12}$ ,  $p_{23}$  и  $p_{34}$  может изменяться в диапазоне  $0,8 < p_{ij} < 1$ , величина вероятностей  $p_{15}$ ,  $p_{25}$ , как правило, лежит в диапазоне  $p_{j5} < 0,1$  для  $j = 1, 2$ ; а вероятности  $p_{16}$  и  $p_{36}$  как минимум на два порядка меньше.

Каждый выделенный блок (см. рис. 1) можно расписать более подробно для моделирования основных процедур. Покажем это на примерах регистрации и простейшего протокола аутентификации.

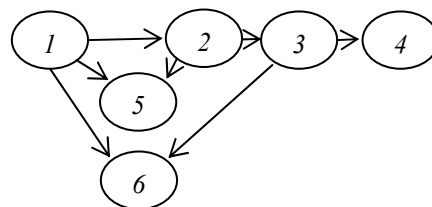


Рис. 2. Простейшая укрупненная модель процесса аутентификации



**Моделирование процедуры регистрации.** Процедуру регистрации нового пользователя в системе аутентификации упрощенно можно представить в виде следующих состояний:

1. Претендент на регистрацию послал запрос на сервер ЦР с целью зарегистрироваться в ИС.
2. Идентификаторы претендента пришли на сервер вместе с запросом на регистрацию. С сервера ЦР высылается запрос на подтверждение наличия и совпадения полученных от претендента идентификаторов в базах, содержащих идентификационные данные граждан.
3. Получены ответы на запрос сервера. Если данные совпали, ЦР создает учетную запись претендента, который стал новым легальным пользователем ИС.
4. Центр регистрации создал или зарегистрировал аутентификатор нового легального пользователя в соответствии с его учетной записью.
5. ЦР выдал пользователю электронное удостоверение (например, в виде сертификата ключа проверки подписи) и аутентификатор в случае, когда аутентификатор был создан ЦР.

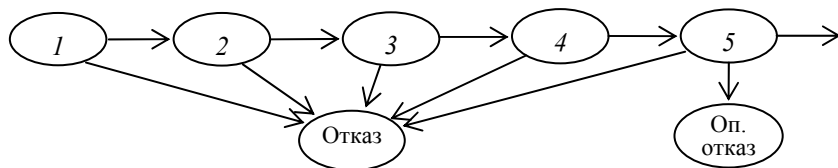


Рис. 3. Направленный граф состояний системы регистрации

В приведенных обозначениях состояний системы процесс регистрации можно представить в виде направленного графа [4–6], где состояния системы обозначены цифрами 1–5 (рис. 3).

Определим вероятность работы системы до возникновения первого функционального отказа:

$$P_{\text{Ф.о.}} = 1 - P_1 + P_1(1 - P_2) + P_1P_2(1 - P_3) + P_1P_2P_3(1 - P_4) + P_1P_2P_3P_4(1 - P_5),$$

где  $P_1$  – вероятность перехода системы из состояния «1» в состояние «2» (это соответствует отсутствию отказов «клиентской» части у претендента при формировании запроса: при личной явке в ЦР «отказом» может служить отсутствие паспорта или СНИЛС, неурочное время работы, отсутствие персонала в ЦР и т.д.);  $P_i$  – вероятность перехода из состояния « $i$ » в состояние « $i + 1$ »,  $i = 2, 3, 4$ .

Определим вероятность функционального опасного отказа:

$$P_{\text{Ф.оп.}} = P_1P_2P_3P_4(1 - P_5).$$

Для определения безопасности и надежности процедуры регистрации особенно важно определить параметры вероятности наступления опасного отказа, т.е. регистрации злоумышленника под именем легального пользователя системы.

**Моделирование протоколов аутентификации.** Для примера рассмотрим один из наиболее используемых в настоящее время протоколов аутентификации – простейший сетевой протокол аутентификации с применением логина пользователя в качестве его электронного удостоверения (*Id* пользователя) и пароля (password) в качестве секрета. Схема взаимодействия клиент–сервер приведена на рис. 4.

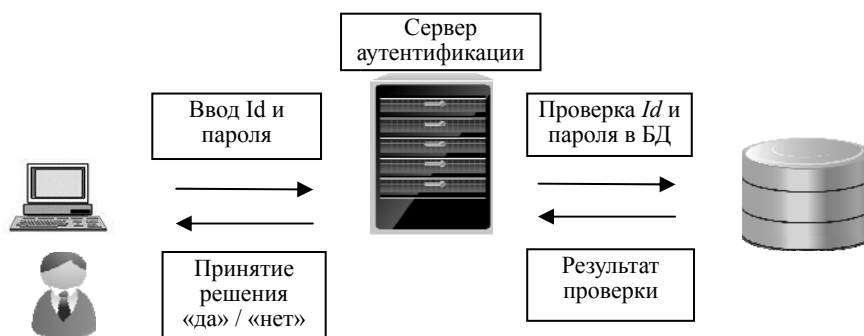


Рис. 4. Упрощенная схема протокола парольной аутентификации

Составим схему работы протокола, обозначив состояния системы:

1. Претендент на доступ к системе ввел логин и пароль.
2. Сервер аутентификации принял аутентификационные данные (АД) от претендента и переслал их для проверки соответствия в базу данных учетных записей (БДУЗ).
3. Присланные претендентом АД данные совпали с записями в БДУЗ.
4. Присланные претендентом АД не совпали с записями в БДУЗ.
5. Сервер аутентификации принял положительное решение о прохождении претендентом процедуры аутентификации.

6. Сервер аутентификации принял отрицательное решение о прохождении претендентом процедуры аутентификации.

Состояния системы «претендент – сервер аутентификации» могут быть представлены в виде направленного графа (рис. 5). По такому же принципу можно построить модели для наиболее часто используемых на практике протоколов аутентификации (Radius, Kerberos, SAML и т.д.).

Реальные значения параметров вероятности  $P_i$  лежат в пределах 0,8–1. Для систем аутентификации это означает, что ошибки при вводе аутентификационных данных (в случае парольной защиты), сбои программного и аппаратного обеспечения могут приводить как к отказам или задержкам по времени, так и к опасным отказам с незначительной вероятностью.

**Заключение.** Предложенные выше модели для проведения оценок безопасности и надежности аутентификации представляют научный и практический интерес. Появление и развитие подобных моделей позволит проводить исследования безопасности и определение характеристик надежности аутентификации при проектировании и эксплуатации систем аутентификации. В развитие данной работы планируется исследование адекватности предложенных моделей и применение полученных соотношений к решению ряда практических задач.

#### Литература

1. Сабанов А.Г. Аутентификация при электронном обмене документами // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2(24). – С. 263–266.
2. Сабанов А.Г. Об оценке рисков удаленной аутентификации как процесса //Электросвязь. – 2012. – № 4. – С. 27-32.
3. Сабанов А.Г. Методы исследования надежности удаленной аутентификации //Электросвязь. – 2013. – № 4. – С. 20–24.
4. Шубинский И.Б. Основы анализа сложных систем: учеб. пособие. – Л.: Министерство обороны СССР, 1986. – 256 с.
5. Шубинский И.Б. Функциональная надежность информационных систем. Методы анализа. – Ульяновск: Печатный двор, 2012. – 296 с.
6. Кемени Дж. Кибернетическое моделирование. Некоторые приложения / Дж. Кемени, Дж. Снелл; пер. с англ. Б.Г. Миркина; под ред. И.Б. Гутчина. – М.: Советское радио, 1972. – 192 с.

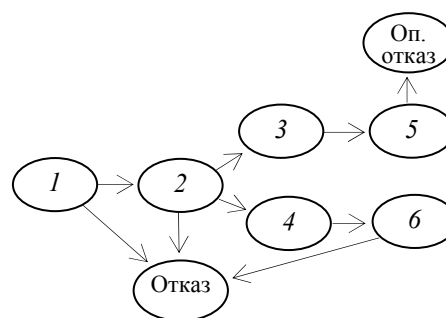


Рис. 5. Граф состояний системы парольной аутентификации

#### Сабанов Алексей Геннадьевич

Канд. техн. наук, зам. генерального директора ЗАО «Аладдин Р.Д.»,  
доцент МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва  
Тел.: 8-985-924-52-09  
Эл. почта: asabanov@mail.ru; a.sabanov@aladdin-rd.ru

Sabanov A.G.

#### Authentication Process Modeling Strategy

A strategy of authentication process modeling is suggested. The strategy is based on the consideration of major authentication procedures that differ in duration. The authentication process is examined in authorization request flows of varying intensity.

**Keywords:** strategy, security, dependability, modeling, process, authentication.

УДК 681.3.068

В.А. Силич, М.П. Силич, С.В. Аксёнов

## Алгоритм построения нечеткой системы логического вывода Мамдани, основанный на анализе плотности обучающих примеров

Предложен алгоритм автоматического нахождения конфигурации нечеткой системы логического вывода типа Мамдани для решения задач аппроксимации, с помощью выделения оптимального числа нечетких кластеров гиперэллипсоидной формы в пространстве обучающих примеров и определения на их основе параметров функций принадлежности для входных переменных и результата вывода. Предложен вариант автоматического нахождения типов функций принадлежности для описания нечетких величин. Оценка эффективности алгоритма произведена при решении задачи восстановления сложной поверхности.

**Ключевые слова:** нечеткая система логического вывода Мамдани, нечеткая кластеризация, генетический алгоритм.

В настоящий момент вычисления, использующие достоинства нечетких систем, показали себя достаточно мощным и эффективным средством для решения многих задач контроля и управления в сложных программных и аппаратных комплексах [1]. Однако недостаток создания таких систем заключается в том, что набор правил вывода постулируется человеком-экспертом. Построение окончательной модели требует зачастую агрегации знаний специалистов многих областей и многократного тестирования системы. Экспертам, помимо правил, необходимо определиться с типами и параметрами функций принадлежности (ФП) нечетких множеств, заданных на совокупности входных и выходных параметров, а это требует достаточно длительного и утомительного процесса подбора указанных величин.

Существуют подходы по автоматическому и автоматизированному построению нечетких моделей. При их использовании либо пользователь, либо система задает количество термов для каждого из факторов, влияющих на результат вывода, и программная система равномерно разбивает отрезок оси каждого параметра между имеющимися в выборке максимальным и минимальным значениями. Одной из возможностей для автоматического нахождения параметров функций принадлежности нечеткой системы является использование алгоритмов как локальной, так и глобальной оптимизации. В обоих случаях, если не используется равномерное разбиение факторов, генерируется некоторое количество случайных нечетких множеств, описываемых заданными пользователем ФП, и настройке подвергаются аргументы последних. Недостатком подхода является то, что, несмотря на низкую погрешность при выполнении нечеткого вывода при условии успешного обучения модели, функции принадлежности и система правил не всегда будут отражать те правила вывода и те термножества, которые человек считает интуитивно понятными для создаваемой системы [2]. В этом случае нечеткая система работает как многослойный персептрон для решения задачи аппроксимации данных, а способность к логическому объяснению полученного результата вывода будет в значительной степени утрачена. Для устранения этого недостатка необходимо разработать алгоритм, позволяющий с помощью предобработки данных выделить оптимальное количество правил вывода для решения задачи аппроксимации, определить типы ФП для каждого из термножеств, использующихся в системе вывода, и произвести настройку параметров ФП системы.

**Постановка задачи.** Пусть имеется выборка данных, состоящая из входных векторов  $\mathbf{D} = \mathbf{d}_i = \{d_{ij}\}$ ,  $i = 1 \dots M$ ,  $j = 1 \dots N$ , и массива выходных значений  $\mathbf{O} = \mathbf{o}_i$ , где  $M$  – количество обучающих векторов,  $N$  – размерность входного вектора. Необходимо получить безызбыточную структуру нечеткой системы типа Мамдани, работающую как аппроксимационная модель, позволяющая получить выход  $\mathbf{r}_i$  при активации тестовым вектором  $\mathbf{d}_i$ , такой что  $|\mathbf{r}_i - \mathbf{o}_i| < \varepsilon$ .

Спроецируем все входные вектора на каждую ось. Предположим, что области оси для каждого из входных параметров и выхода с наибольшей концентрацией примеров соответствуют нечетким множествам, заданным для каждого из анализируемых параметров. Области пространства, на кото-

рых наблюдается концентрация векторов обучающих примеров  $\{d_i, o_i\}$ , позволяют судить о взаимосвязи входных аргументов и выходного, их корреляции, т.е. о существовании правила вывода, связывающего в единое терм-множество входных аргументов, попадающих в границы кластера, и терм-множества результата. Таким образом, задача построения системы нечеткого вывода заключается в поиске регионов концентрации обучающих примеров и выявлении взаимосвязи между терм-множествами входных и выходной переменных. Поиск этих областей концентрации векторов  $\{d_i, o_i\}$  производится с помощью алгоритмов кластеризации. Для каждого кластера, обнаруженного в результате процедуры кластеризации, его центр будет соответствовать центрам (L-R)-ФП терм-множеств переменных, описывающих эту группу точек. Для нахождения степени принадлежности переменной к терм-множеству необходимо использовать меру, определяющую близость вектора к центру кластера или близость этого вектора к нескольким группам точек, а также «насыщенность» кластера обучающими векторами. Другим шагом алгоритма является нахождение оптимального типа ФП для каждого обнаруженного терм-множества и корректировка параметров ФП, позволяющая функционировать всем нечетким правилам как единое целое.

**Нечеткая кластеризация данных.** Обилие алгоритмов кластеризации естественным образом ставит вопрос, какой алгоритм выделения кластеров лучше всего использовать. Методы четкой кластеризации, например самоорганизующиеся карты Кохонена, метод K-средних или DBSCAN [3], разделяют пространство на непересекающиеся области и их форма (в случае первых двух – это гиперсферы, последний алгоритм позволяет получить кластер произвольной формы) не очень хорошо подходит для выделения нечетких множеств и связанных с ними правил вывода. Для решения задачи лучше подходят алгоритмы, основанные на выделении областей гиперэллипсоидной формы, использующие метрику Махаланобиса [2] для оценки расстояния между векторами кластера и его центром:

$$\text{Dist}_k = (\mathbf{x}_i - \mathbf{c}_k) \cdot (\det(\mathbf{A}_k))^{\frac{1}{K}} \cdot \mathbf{A}_k^{-1} \cdot (\mathbf{x}_i - \mathbf{c}_k)^T,$$

где  $\mathbf{A}_k$  – матрица ковариации для  $k$ -го кластера;  $\mathbf{c}_k$  – вектор значений центра кластера;  $\mathbf{x}_i$  – вектор обучающей выборки, получающийся добавлением к строке матрицы  $\mathbf{D}$  соответствующего ей значения выхода из  $\mathbf{O}$ , т.е.  $\mathbf{x}_i$  – вектор входов модели и её желаемый выход;  $K$  – количество кластеров;  $k = 1 \dots K, i = 1 \dots M$ .

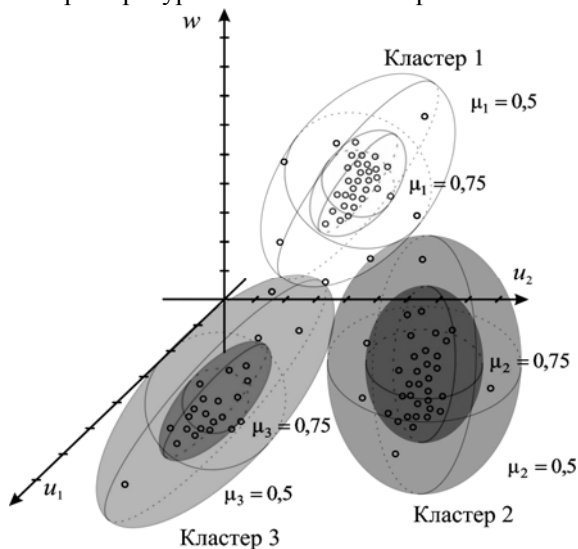
Для получения множества пересекающихся кластеров необходимо использовать методы, основанные на оценивании степени принадлежности каждого анализируемого вектора к каждому кластеру. Этим требованиям наиболее полно удовлетворяет алгоритм нечеткой кластеризации Густафсона–Кесселя [4]. Использование нечетких гиперэллипсов по сравнению с гиперсферами выглядит более естественно, т.к. в большей степени отражает взаимозависимость между компонентами входа  $d_i$  и выходным значением  $o_i$ . Одним из входных параметров алгоритма нечеткой кластеризации является выбор пользователем желаемого числа кластеров  $K$ . Практически достаточно сложно определить количество связанных областей визуально по выборке. Поскольку каждая найденная область отвечает за применение одного из правил вывода, необходимо точно определить количество кластеров. К сожалению, алгоритм нечеткой кластеризации очень чувствителен как к числу кластеров, так и к начальным установкам центров кластеров и инициализации матрицы нечетких значений, отражающей степени принадлежности каждой точки к каждому кластеру [3]. Зачастую требуется выполнить достаточно большое число рестартов алгоритма, чтобы получить удовлетворительное решение. Другой проблемой, связанной с принадлежностью векторов к разным кластерам (но с разной степенью), т.е. взаимным перекрытием кластеров, являются достаточно невысокие показатели индексов компактности и отделимости кластеров для полученных решений.

Для получения удовлетворительного решения необходимо приблизить начальные значения центров нечетких кластеров и значения нечеткой матрицы к желаемым значениям. Такое приближение можно получить с помощью самоорганизующейся карты Кохонена, выполняющей кластеризацию данных, качество результатов которой оценивается одним из методов анализа компактности/отделимости.

В качестве одной из мер оценки качества кластеризации алгоритмом Кохонена предложено использовать индекс Силуэта [5]. В этом случае для определения первоначального приближения пользователь устанавливает три значения для алгоритма Кохонена: минимальное количество кластеров NCMIN, максимальное количество кластеров NCMAH и число рестартов NRESTARTS. Для каждого

числа кластеров  $NC$  в диапазоне от  $NCMIN$  до  $NCMAX$  генерируется  $NRESTARTS$  решений, т.е. всего анализируются  $(NCMAX - NCMIN + 1) * NRESTARTS$  решений, для каждого из которых вычисляется индекс Силуэта. Решение из этого набора, обладающее наибольшим значением индекса, принимается за начальное приближение нечеткой кластеризации.

Теперь значения центров нечетких кластеров алгоритма Густаффсона–Кесселя устанавливаются равными центрам кластеров, найденным с помощью карты Кохонена, т.е. центры помещены в регионы наибольшей концентрации примеров, и значения в нечеткой матрице устанавливаются исходя из принадлежности вектора к тому или иному четкому кластеру по следующему правилу: значение элемента нечеткой матрицы является случайной величиной в диапазоне  $(0,75; 1)$ , если вектор принадлежит соответствующему четкому кластеру или равно случайному значению на интервале  $(0; 0,25)$  в противном случае. При запуске алгоритма нечеткой кластеризации происходит коррекция значений в нечеткой матрице и значений центров. Достоинство предлагаемого решения заключается также и в его производительности, т.к. классический алгоритм Густаффсона–Кесселя значительно отбирает ресурсы из-за ёмких матричных вычислений.



На рис. 1 показан пример кластеризации нечеткими гиперэллипсами, заметим, что даже точки, не попавшие в регионы максимальной концентрации векторов, обладают вектором принадлежности к каждому из кластеров и окончательная форма каждого кластера учитывает распределение разрозненных векторов. Здесь  $u_1, u_2$  – являются компонентами вектора  $\mathbf{d}_i$ , а  $w$  – компонента  $\mathbf{o}_i$  (выходное значение).

Рис. 1. Пример кластеризации Густаффсона–Кесселя с указанием областей со степенями принадлежности  $\mu = 0,75$  – «внутренние» гиперэллипсы и  $\mu = 0,5$  – «внешние» гиперэллипсы

Более темными гиперэллипсами изображены области пространства, включающие векторы со степенью принадлежности к выбранному кластеру  $\mu > 0,75$ , более светлые «внешние» гиперэллипсы – ограничивают векторы с  $\mu > 0,5$ . Заметим, что для построения ФП для переменных в каждом кластере используются также и точки, принадлежащие в большей степени к другому кластеру, однако обладающие положительным значением (пусть даже очень небольшим) степени принадлежности к кластеру, для которого определяются ФП.

**Генерация правил вывода по полученным нечетким кластерам.** Спроецировав все точки кластера  $k$  на ось одного из входных параметров или выходного значения, получится набор значений  $\{y_i, \alpha_i\}$ ,  $i = 1 \dots R$ , где  $y_i$  – значение входного или выходного параметра, в зависимости от того, для какой переменной строится ФП, т.е.  $y_i = u_j$  или  $w$ ,  $\alpha_i$  – степень принадлежности к кластеру  $k$ ;  $R$  – количество точек, попавших в кластер  $K$ . Эти значения  $\{y_i, \alpha_i\}$  подходят к описанию дискретного нечеткого множества и теперь по этим значениям необходимо восстановить вид ФП. На рис. 2 показана идея формирования ФП для переменных, попавших в кластер 1 из рис. 1.

Пусть имеются две входные переменные  $u_1$  и  $u_2$  и выход  $w$ ,  $\mathbf{A}_1, \mathbf{B}_1, \mathbf{C}_1$  – терм-множества, полученные для кластера 1, переменных  $u_1, u_2, w$  соответственно. Тогда правило вывода, получаемое из данного кластера, записывается:

1) Если  $u_1 = \mathbf{A}_1$  и  $u_2 = \mathbf{B}_1$  то  $w = \mathbf{C}_1$ .

То есть если определить терм-множества нечетких переменных, попадающих во второй и третий кластер из рис. 1, то получается дополнительно два правила

2) Если  $u_1 = \mathbf{A}_2$  и  $u_2 = \mathbf{B}_2$ , то  $w = \mathbf{C}_2$ .

3) Если  $u_1 = \mathbf{A}_3$  и  $u_2 = \mathbf{B}_3$ , то  $w = \mathbf{C}_3$ .

Итоговая система вывода будет иметь вид, показанный на рис. 3.

Рис. 2. Пример получения ФП входных и выходной переменной путем анализа степени принадлежности вектора к кластеру 1 из рис. 1

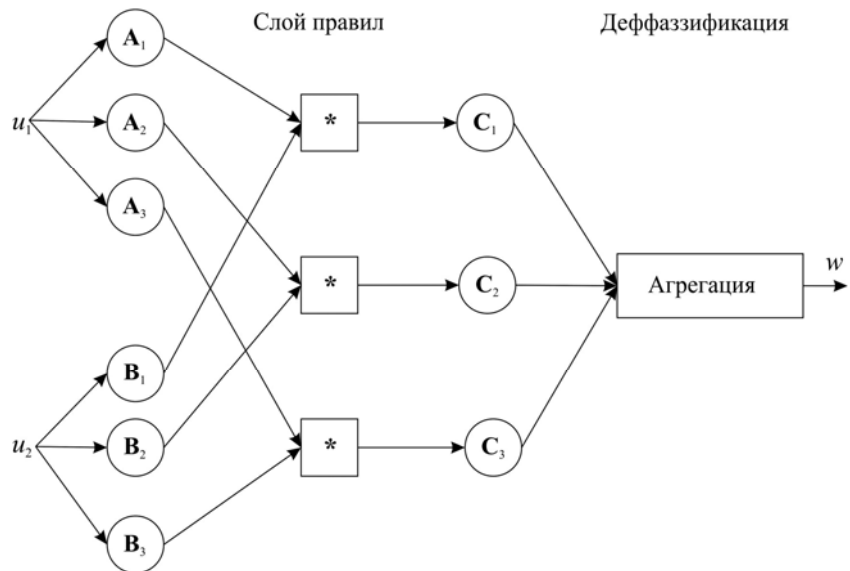
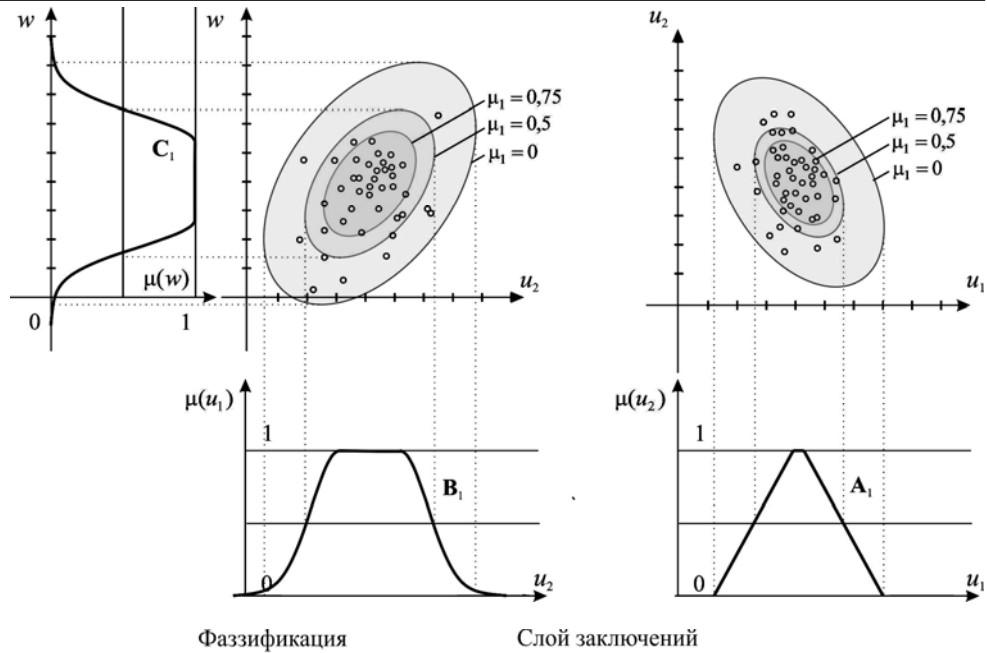


Рис. 3. Нечеткая система вывода Мамдани для трех кластеров

**Определение типов и параметров функций принадлежности. Настройка нечеткой системы.** Пусть есть набор  $(L-R)$ -функций  $F$ , определенных пользователем для данной задачи. К стандартному набору можно отнести треугольную, трапециевидную, гауссову и колоколообразную ФП, но предлагаемый алгоритм не накладывает ограничений на вид ФП. Один из аргументов ФП-центр – известен (это значение компоненты центра нечеткого кластера, для которой строится ФП), необходимо найти остальные параметры, выражающие степень группировки точек у центра и пологость функции. Задачи подобного типа, связанные с анализом групп разнородных объектов и определением их характеристик, достаточно эффективно решаются с использованием генетического алгоритма [5]. В качестве фитнес-функции берется функция минимизации среднеквадратичной ошибки между значениями полученной ФП и нечетким значением принадлежности вектора, содержащего анализируемую компоненту к нечеткому кластеру  $a_i$ .

Хромосома представляет собой набор значений всех параметров ФП за исключением центра. На рис. 4 показан вид хромосомы для ФП  $f(c, p_1, p_2, \dots, p_G)$ , где  $c$  – центр ФП;  $p_i$  – оставшиеся аргументы ФП (пологость, ширина центра и т.д.);  $G$  – количество параметров ФП за исключением центра.

$p_1$	$p_2$	$\dots$	$\dots$	$p_G$
-------	-------	---------	---------	-------

Рис. 4. Вид хромосомы ФП  $f(c, p_1, p_2, \dots, p_G)$ , использующейся для детектирования типа ФП

Для нахождения оптимального решения генерируются несколько популяций для каждой из заданных пользователем типов ФП (колоколообразная, гауссова и т.д.) и запускается параллельно не-

сколько генетических алгоритмов для каждого типа ФП. Среди всех полученных решений (для всех типов ФП) выбирается наилучшее решение, обладающее минимальным фитнесом, – эта ФП будет использоваться в искомой нечеткой системе.

Однако полученные таким образом ФП представляют собой только начальное приближение (хотя и довольно близкое к оптимальному), т.к. они были рассчитаны независимо друг от друга. Требуется дополнительная настройка параметров  $p_j$  на первоначальной выборке  $= \{d_{ij}, o_i\}$ . Коллективная настройка параметров выполняется генетическим алгоритмом и для поиска решения было предложено взять хромосому, кодирующую все параметры всех ФП, использующихся в нечеткой системе за исключением центров ФП. Вид хромосомы для настройки всей системы представлен на рис. 5, где  $\mu_1(d_1) = f(c_1, p_{11}, p_{21}, \dots, p_{G1})$ ,  $\mu_2(d_1) = f(c_1, p_{11}, p_{21}, \dots, p_{G1}), \dots, \mu_T(o) = f(c_{1H}, p_{1H}, p_{2H}, \dots, p_{GH})$ ;  $T$  – количество правил вывода;  $H$  – число ФП для всей системы вывода.

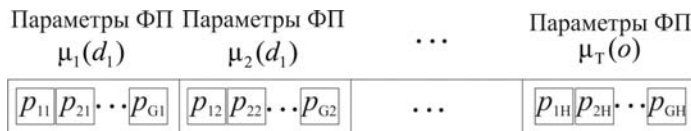


Рис. 5. Вид хромосомы, использующейся для настройки нечеткой системы

Создается значительный объем популяции, в которой представлены различные ФП с разными параметрами, и запускается процедура естественного отбора. Значение фитнес-функции представляет собой среднеквадратичную ошибку реального выхода системы от значений  $o_i$  на тестовом наборе из  $\{d_{ij}, o_i\}$ .

#### Алгоритм

*Шаг 1. Начальное приближение.* Кластеризация входного набора данных алгоритмом Кохонена. Выполняется несколько раз, число рестартов задается пользователем.

*Шаг 2. Выделение лучшей четкой кластеризации.* Оценка качества полученных кластеризаций с помощью индекса Силуэта. Нахождение кластеризации, обладающей наибольшим значением индекса Силуэта, эта кластеризация объявляется лучшей.

*Шаг 3. Установка начальных значений для алгоритма нечеткой кластеризации.* Инициализация алгоритма Густаффсона–Кесселя центрами, обнаруженными лучшей кластеризацией алгоритмом Кохонена. Инициализация матрицы нечетких значений по следующему правилу: значение элемента матрицы равно случайному значению в диапазоне  $\{0,75; 1\}$ , если вектор попадает в четкий кластер или берется случайно из диапазона  $\{0; 0,25\}$ , если вектор не попадает в четкий кластер.

*Шаг 4. Нечеткая кластеризация Густаффсона–Кесселя.* Корректировка значений нечеткой матрицы, матриц ковариации и центров нечетких кластеров.

*Шаг 5. Формирование базы правил системы логического вывода.* Каждый кластер описывает одно правило вывода. ФП терм-множеств, используемых в правиле для каждой входной и выходной переменных, получают следующим образом. Из векторов, попавших в кластер со степенью принадлежности больше 0, берутся значения компоненты, для которой строится ФП. Формируется матрица, состоящая из элементов  $(x_k, \mu(x_k))$ , где  $x_k$  – значение компоненты вектора, а  $\mu(x_k)$  – значение степени принадлежности вектора к данному кластеру,  $k$  – индекс компоненты вектора. Матрица используется в качестве обучающей выборки, используемой для поиска оптимального типа ФП для данного терм-множества. Формируется набор хромосом для разных типов ФП и запускается алгоритм поиска оптимального типа по критерию минимизации среднеквадратичной ошибки. Для значения центра ФП берется значение компоненты  $k$  для центра нечеткого кластера, для которого определяется эта ФП. Значения остальных параметров ФП устанавливаются случайным образом. Степень варьирования этих параметров зависит от влияния последних на вид ФП. ФП, обладающая минимальной ошибкой на обучающем наборе, берется за исходную.

*Шаг 6. Настройка функций принадлежности для входных и выходных переменных системы нечеткого вывода.* Совместная работа правил вывод требует дополнительной корректировки, т.е. такие параметры, как отклонение, ширина центра и т.д. в окончательном варианте могут незначительно измениться. На предыдущем шаге был детектирован тип ФП для каждого терм-множества. Центры ФП рассчитаны алгоритмом нечеткой кластеризации. Теперь для настройки всей нечеткой системы генерируется популяция хромосом с закодированными параметрами всех обнаруженных ФП. Генетический алгоритм работает в целях минимизации среднеквадратичной ошибки модели: значение реального выхода модели сравнивается с идеальным в первоначальной выборке. Алгоритм

останавливается при достижении предельного числа итераций либо при получении удовлетворительной ошибки.

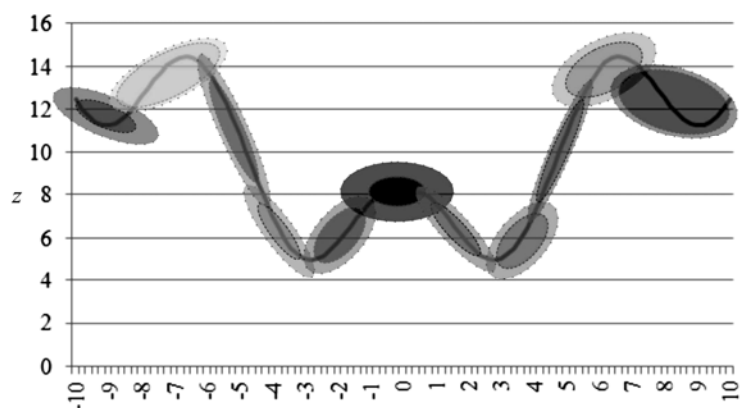
**Эксперимент.** Для оценки эффективности предлагаемого алгоритма была использована задача по восстановлению поверхности, заданной уравнением  $z = f(x, y) = \sqrt{x^2 + y^2} + 3\cos(\sqrt{x^2 + y^2}) + 5$  в диапазонах  $x = \{-10; 10\}$  и  $y = \{-10; 10\}$ . Входными значениями для алгоритма являлись значения 1000 точек, расположенных на поверхности  $f(x, y)$ , требовалось построить систему нечеткого вида типа Мамдани, позволяющую производить аппроксимацию функции по предложенному алгоритму и оценить ошибку аппроксимации модели.

Для эксперимента были заданы следующие условия: число кластеров  $NC$  для определения их оптимального числа в алгоритме Кохонена изменялось в диапазоне от 5 до 50. Поиск кластеризации при каждом заданном числе кластеров выполнялся 20 раз, т.е. производился анализ  $(50-5+1) \times 20$  конкурирующих кластеризаций, для каждой из которых вычислялся индекс Силуэта [5]. Решение, обладающее максимальным значением индекса, выбиралось в качестве итогового результата. В качестве ФП для терм-множеств переменных  $x, y, z$  использовались гауссова, трапециевидная и колоколообразная ФП. Генетический алгоритм для настройки всей модели запускался со следующими параметрами:

- начальная популяция – 1000 хромосом,
- количество потомков – 3000 хромосом,
- кроссовер – одноточечный,
- процент мутации – 0,05.

Тестирование производилось на аппаратной базе CPU Intel Core 2DUO T8100 2x2.1 GHz, среднее время моделирования (тестировалось пять раз) алгоритма составило около 17 мин. В результате алгоритм детектировал 34 нечетких кластера. На рис. 6 показаны проекция поверхности при значении  $x = 0$  и  $y = \{10; 10\}$  и распределение нечетких кластеров вдоль заданной функции.

Рис. 6. Проекция поверхности при  $x = 0$  и  $y = \{10; 10\}$  и нечеткие кластеры, обнаруженные в результате нечеткой кластеризации. Более темные со степенями принадлежности – «внутренние» эллипсы указывают области точек с границей  $\mu = 0,75$  и более светлые – «внешние» эллипсы с  $\mu = 0,5$



На рис. 7 показаны идеальная поверхность и полученная в результате восстановления по сгенерированной базе правил.

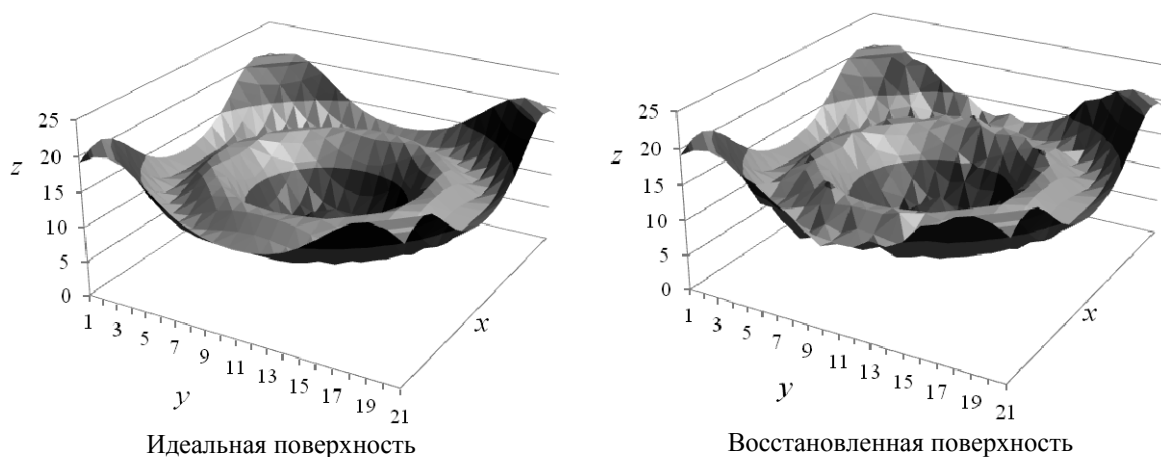


Рис. 7. Исходная и восстановленная поверхности



Средняя квадратичная ошибка модели при тесте из 1000 точек, случайным образом взятых с идеальной поверхности, составила 7,4%.

**Заключение.** В работе был предложен метод автоматического поиска структуры и параметров нечеткой системы логического вывода Мамдани с помощью анализа плотности распределения примеров обучающей выборки. Алгоритм позволяет выявлять нечеткие правила, которые выводятся из примеров с помощью нечеткой кластеризации Густаффсона–Кесселя, позволяющей детектировать кластеры гиперэллипсоидной формы. Оценка качества кластеризации с помощью индекса Ситуэта позволяет найти необходимое число сконцентрированных групп точек. Найденные кластеры представляют собой самые общие случаи для данных, что позволяет их использовать для поиска ФП, а взаимозависимость компонент векторов внутри кластеров формирует само правило вывода. Использование генетического алгоритма для исследования пространства возможных ФП входных параметров и выхода заканчивает формирование нечеткой системы. Результаты экспериментов подтверждают возможность использования предлагаемого алгоритма при анализе реальных наборов данных.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Министерства образования и науки в рамках Госзадания «Наука» № 8.8113.2013 и гранта РФФИ № 13-07-00397а.

#### *Литература*

1. Борисов В.В. Нечеткие модели и сети/ В.В. Борисов, В.В. Круглов, А.С. Федулов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 284 с.
2. Fuzzy Cluster Analysis / Ф. Хоппнер, Ф. Клавоунн, Р. Крузе, Т. Рунклер. – New York: John Wiley&Sons, 2000. – 288 p.
3. Han J. Data mining: Concepts and Techniques/ J. Han, M. Kamber, J. Pei. – Waltham, MA, USA: Morgan Kaufmann, 2012. – 703 p.
4. Larose D.T. Discovering Knowledge in Data. – New York: John Wiley&Sons, 2005. – 217 p.
5. Рутковская Д. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы / Д. Рутковская, М. Пилиньский, Л. Рутковский. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 383 с.

---

#### **Силич Виктор Алексеевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. оптимизации систем управления НИ ТПУ

Тел.: +7-913-825-7862

Эл. почта: vas@tpu.ru

#### **Силич Мария Петровна**

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 70-15-91

Эл. почта: smp@muma.tusur.ru

#### **Аксёнов Сергей Владимирович**

Канд. техн. наук, доцент каф. оптимизации систем управления НИ ТПУ

Тел.: 8 (382-2) 42-04-59

Эл. почта: axonovsw@tpu.ru

Silich V.A., Silich M.P., Axonov S.V.

#### **A Mamdani-type fuzzy system construction algorithm based on training vectors density analysis**

The article presents an algorithm for automatic Mamdani-type fuzzy inference system configuration for approximation task. The constructed inference systems uses the optimal fuzzy hyperellipse-shaped clusters search and allows to clarify the inference steps. The construction is based on fuzzy Gusstaffson-Kessel clustering procedure and detects a set of clusters for all training vectors. The clustering results und later genetic algorithm processing allow to find the set of inference rules, types of fuzzy sets and all membership functions factors. The analysis of efficiency of proposed algorithm was performed with the complex surface recovery task.

**Keywords:** Mamdani-type fuzzy inference system, fuzzy clustering, genetic algorithm.

УДК 004.451.46:005

Ю.П. Ехлаков, В.Ф. Тарасенко, О.И. Жуковский, П.В. Сенченко, Ю.Б. Гриценко

## Цветные сети Петри в моделировании социально-экономических систем

Сети Петри как средство моделирования динамических систем позволяют визуально фиксировать текущее состояние моделируемых систем. Предложены алгоритмы анализа цветных сетей Петри, основанные на сохраняющем язык сети преобразовании цветных сетей в классические. Предложенные алгоритмы применены для построения конкретных вариантов управляющих структур. Рассмотрены преимущества цветных сетей Петри для моделирования и изучения структурных и динамических свойств социально-экономических систем.

**Ключевые слова:** моделирование, социально-экономические системы, сети Петри, динамические модели, бизнес-процесс.

При моделировании структур социально-экономических систем необходимо рассматривать не только собственно структуры управления, но и особенности их динамических свойств. В качестве одного из часто используемых вариантов динамических моделей применяются сети Петри. Классические или обычные сети Петри хорошо моделируют простые системы. Для увеличения мощности моделирования часто используют расширения и модификации известных общепринятых вариантов сетей Петри (СП), например, раскрашенные, цветные сети Петри (ЦСП), Е-сети и др.

При моделировании управленческих структур социально-экономических процессов для описания их динамических свойств и фиксации переходов из одних состояний в другие предлагается использовать вариант ЦСП, позволяющий представлять в графическом виде важную содержательную информацию и имеющий преимущества, по сравнению с другими вариантами ЦСП, раскрашенными сетями Петри, описанными в [1], где содержательная часть модели вынесена в специальные таблицы.

К социально-экономическим системам относятся бизнес-процессы [2]. Для полного описания и изменения таких систем необходимо построить множество моделей с использованием разных профессиональных языков моделирования. Одним из таких языков является язык сетей Петри, позволяющий строить динамические модели систем.

В работе рассмотрены преобразования ЦСП, сохраняющие их язык (динамические особенности). В процессе преобразования может быть существенно упрощена структура сети при сохранении в ЦСП-моделях бизнес-процессов содержательной информации.

**1. Вариант цветных сетей Петри.** При моделировании структур управления таких объектов, как, например, бизнес-процессы [3], с помощью сетей Петри в модель приходится вводить места [1] (позиции [4]), которые не являются образами элементов процесса, а служат для упорядочения запусков переходов сети. Таким образом, формально одинаковые элементы модели несут различную смысловую нагрузку, что требует дополнительного словесного описания, усложняет пространственную структуру модели, затрудняет ее интерпретацию. Ниже вводится понятие обобщенных сетей Петри, которые позволяют упрощать пространственную структуру модели. Сделаем это на основе нескольких определений, придерживаясь терминологии, используемой в [4].

*Определение 1.* Помеченная (цветная) сеть Петри (ЦСП)  $C$  является четверкой:

$$C = (P, T, I, O), \quad (1)$$

где  $P = \{p_1, p_2, \dots, p_N\}$  – конечное множество позиций,  $N \geq 0$ ;  $T = \{t_1, t_2, \dots, t_M\}$  – конечное множество переходов,  $M \geq 0$ ;  $P \cap T = \emptyset$ ;  $I: T \rightarrow P^\infty$  – входная функция-отображение множества переходов в помеченные комплекты позиций  $I = (I_1, I_2, \dots, I_L)$ ;  $O: T \rightarrow P^\infty$  – выходная функция-отображение множества переходов в помеченные комплекты позиций;  $O = (O_1, O_2, \dots, O_L)$ ,  $L = |D|$ ;  $D = \{d_1, d_2, \dots, d_L\}$  – множество пометок (цветов).

В случае  $|D|=1$  имеем определение сетей Петри согласно [4]. Мощность множества  $P$  есть число  $N$ , а мощность множества  $T$  есть число  $M$ . Произвольный элемент  $T$  обозначается символом  $t_j$ , а

произвольный элемент  $P - p_i, i = \overline{1, N}$ . Позиция  $p_i$  является входной позицией перехода  $t_j$  в том случае, если  $\exists l: l = \overline{1, L}$  такое, что  $p_i \in I_l(t_j)$ . Позиция  $p_i$  является выходной позицией перехода  $t_j$ , если  $\exists l: l = \overline{1, L}$  такое, что  $p_i \in O_l(t_j)$ . Входы и выходы переходов представляют собой совокупность помеченных позиций.

Кратность входной позиции  $p_i \in I_l(t_j)$  из  $l$ -го комплекта позиций  $(P^\infty)^l$  для перехода  $t_j$  есть число появлений позиции в данном входном комплекте перехода и обозначается  $\#(p_i, I^l(t_j))$ . Аналогично  $\#(p_i, O^l(t_j))$  – кратность выходной позиции в  $l$ -м комплекте.

Для иллюстрации помеченных сетей Петри удобно графическое представление.

*Определение 2.* Граф  $G$  помеченной сети Петри есть двудольный ориентированный мультиграф

$$G = (V, A), \quad (2)$$

где  $V = \{v_1, v_2, \dots, v_S\}$  – множество вершин,  $S = |V|$ ;  $A = \{a_1, a_2, \dots, a_r\}$  – множество помеченных направленных дуг;  $r = |A|$ ,  $a_i = (v_j, v_k, d_e)$ , где  $v_j, v_k \in V$ ,  $d_e \in D$ ,  $D = (d_1, d_2, \dots, d_L)$  – множество пометок,  $L = |D|$ .

Множество  $V$  может быть разбито на два непересекающихся подмножества  $P$  и  $T$ , таких, что  $V = P \cup T$ ,  $P \cap T = \emptyset$ , и для каждой направленной помеченной дуги  $a_i \in A$  справедливо утверждение: если  $a_i = (v_j, v_k, d_e)$ , тогда либо  $v_j \in P$  и  $v_k \in T$ , либо  $v_j \in T$  и  $v_k \in P$ .

Маркировка  $\mu$  есть присвоение (установление принадлежности) помеченных фишек позициям сети Петри. Количество, положение и пометка (цвета) фишек меняются при выполнении сети Петри. Фишки используются для управления выполнением сети Петри.

*Определение 3.* Маркировка  $\mu$  помеченной сети Петри  $C = (P, T, I, O)$  есть функция, отображающая множество позиций в множество векторов с неотрицательными целыми компонентами.

*Определение 4.* Маркировка  $\mu$  есть матрица размерности

$$N \times L: \mu = \{\mu_{il}\},$$

где  $N = |P|$  и каждое  $\mu_{il}$  принадлежит множеству неотрицательных целых чисел,  $i = \overline{1, N}$ ,  $l = \overline{1, L}$ .

*Определение 5.* Маркированная помеченная сеть Петри  $M = (C, \mu)$  есть совокупность структуры помеченной сети Петри  $C = (P, T, I, O)$  и маркировки  $\mu$  и может быть записана в виде  $M = (P, T, I, O, \mu)$ .

Выполнение помеченной сети Петри осуществляется с учетом количества, пометок и распределения фишек в сети. Сеть Петри выполняется посредством запусков переходов. Переход запускается удалением фишек из его входных позиций и образованием новых фишек, помещаемых в его выходные позиции. Переход может запускаться только в том случае, когда он разрешен.

*Определение 6.* Переход  $t_j \in T$  в маркированной помеченной (цветной) сети Петри  $M = (P, T, I, O, \mu)$  с маркировкой  $\mu = \{\mu_{il}\}$  является разрешенным, если  $\forall p_i \in I^l(t_j)$  выполняется условие

$$\mu_{il} \geq \#(p_i, I^l(t_j)), \quad l = \overline{1, L}.$$

Переход запускается удалением разрешающих фишек из его входных позиций и последующим помещением в каждую выходную позицию по одной фишке для каждой дуги. Запуск перехода меняет маркировку  $\mu$  сети Петри на новую маркировку  $\mu'$ . Если какая-либо входная позиция перехода не обладает достаточным количеством фишек с нужной пометкой, то переход не разрешен и не может быть запущен.

Переход  $t_j$  в маркированной помеченной сети Петри с маркировкой  $\mu = \{\mu_{il}\}$  может быть запущен всякий раз, когда он разрешен. В результате запуска разрешенного перехода  $t_j$  образуется новая маркировка  $\mu' = \{\mu'_{il}\}$ , определяемая соотношением

$$\mu'_{il} = \mu_{il} - \#(p_i, I^l(t_j)) + \#(p_i, O^l(t_j)), \quad l = \overline{1, L}. \quad (3)$$

При раскрытии понятия языков сетей Петри в [4] уже использовался термин «помеченные» сети Петри. Этот термин относится к переходам. Во избежание путаницы в понятиях «помеченные переходы» и «помеченные фишки» далее будем говорить о раскраске дуг и фишек. Для иллюстрации цветных сетей Петри удобно использовать цветные дуги и фишки.

Образно говоря, цветные дуги, идущие в переход, определяют требования к «цветам» соответствующих разрешающих фишек во входных позициях, а выходные дуги перехода являются «красителями» фишек, которые должны появиться в выходных позициях перехода после его запуска, если переход разрешен. Переход является разрешенным, если комплектность и цвета фишек во входных позициях перехода соответствуют комплектности и цветам входящих в переход дуг.

Рассмотрим простой пример применения цветных сетей Петри для оптимизации структуры модели (рис. 1), когда условия задачи требуют введения избыточных элементов в СП-модели.

На рис. 1, *a* запуск перехода  $t_3$  возможен в случае наличия в позиции  $P$  двух фишек, которые могут появиться в позиции  $P$  в результате одной из следующих подпоследовательностей запусков переходов:  $t_1t_1$ ;  $t_2t_2$ ;  $t_1t_2$ ;  $t_2t_1$ .

На рис. 1 позиция  $P$  обозначает некоторый моделируемый объект. Требование запуска перехода  $t_3$  в случае варианта  $t_1t_2$  или  $t_2t_1$  может быть представлено моделями на рис. 1, *b* и *в*. При этом в случае, изображенном на рис. 1, *b*, невозможно представить моделируемый объект одной позицией, и нам необходимо интерпретировать различные позиции  $P_1$  и  $P_2$  как отвечающие одному и тому же объекту. Случай, представленный на рис. 1, *в*, требует введения в модель вспомогательных позиций  $P'_1$  и  $P'_2$ . При этом оказывается, что формально одинаковые элементы модели (позиции) получают различную интерпретацию.

Ситуация изменяется при использовании ЦСП-модели. В этом случае условия задачи полностью обеспечиваются средствами самой модели без дополнительного описания (рис. 1, *г*). Этими средствами являются цвет  $a$  и цвет  $b$ .

Таким образом, на данном этапе можно заключить, что применение ЦСП при моделировании систем позволяет, по крайней мере, в некоторых случаях упрощать пространственную структуру ЦСП-моделей и уменьшать затраты на их интерпретацию вне самой модели.

Другими словами, ЦСП обладают по терминологии [5] большей выразительной мощностью. Далее покажем, что цветные сети Петри обладают рядом свойств, заслуживающих специального рассмотрения.

## 2. Свойства цветных сетей Петри и методы анализа

### 2.1. Основные свойства цветных сетей Петри

Выше рассмотрено определение ЦСП, основанное на введении многомерных функций-отображений  $I$  и  $O$  множества переходов  $T$  в комплекты  $P^\infty$  позиций. При моделировании реальных процессов от СП-моделей в большинстве случаев требуется обеспечение одного из трех свойств – безопасности, ограниченности и сохранения – или их сочетания. Рассмотрим аналогичные свойства у ЦСП.

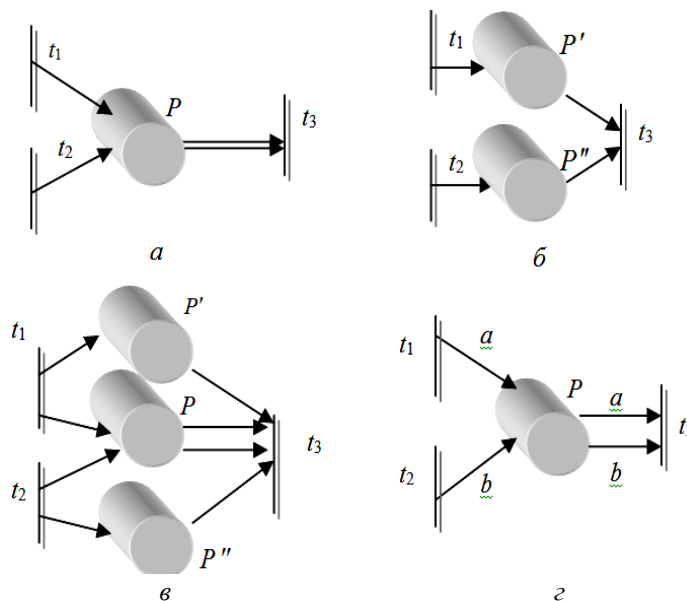


Рис. 1. Моделирование простой ситуации запуска перехода: *a* – без учета предыстории запусков переходов (СП-модель с одной позицией); *b* – с учетом предыстории запусков переходов (СП-модель с двумя позициями); *в* – с учетом предыстории запусков переходов (СП-модель с тремя позициями); *г* – с учетом предыстории запусков переходов (ЦСП-модель)

*Определение 7.* Для цветной сети Петри  $C=(P,T,I,O)$  с начальной маркировкой  $\mu_0$  позицию  $p_j \in P$  назовем безопасной относительно цвета  $l$  ( $l=\overline{1,L}$ ), если для любой маркировки  $\mu'$ , достижимой из  $\mu_0$ , выполняется  $\mu'^l(p_i)=1$ .

*Определение 8.* ЦСП  $M=(C,\mu_0)$  является безопасной относительно цвета  $l$  ( $l=\overline{1,L}$ ), если безопасной относительно цвета  $l$  является каждая ее позиция  $p_i \in P$ . Таким образом, ЦСП может являться безопасной относительно одного или нескольких цветов, но не обязательно относительно всех, что дает новые возможности при интерпретации и реализации моделей реальных систем.

*Определение 9.* Для ЦСП  $M=(C,\mu_0)$  позицию  $p_i \in P$  назовем  $K$ -безопасной относительно цвета  $l$ , если для любой маркировки  $\mu'$ , достижимой из  $\mu_0$ , выполняется  $\mu'^l(p_i)=K$ . Если при этом  $K' \geq K$ , то позиция  $p_i \in P$  является также и  $K'$ -безопасной.

*Определение 10.* ЦСП  $M=(C,\mu_0)$  является  $K$ -безопасной относительно цвета  $l$ , если  $K$ -безопасной относительно цвета  $l$  является каждая ее позиция  $p_i \in P$ .

$K$ -безопасную относительно цвета  $l$  ЦСП назовем также ограниченной относительно этого же цвета.

*Определение 11.* Сеть Петри  $M=(C,\mu_0)$  назовем сохраняющей относительно цвета  $l$ , если для любой достижимой из  $\mu_0$  маркировки  $\mu'$ , выполняется  $\sum_{p_i \in P} \mu'^l(p_i) = \sum_{p_i \in P} \mu^l(p_i)$ .

Для выполнения этого условия достаточно и необходимо, чтобы  $\forall t_j \in T$ , который может быть запущен хотя бы один раз, выполнялось

$$\sum_{p_i \in P} \#(p_i, I^l(t_j)) = \sum_{p_i \in P} \#(p_i, O^l(t_j)), \quad (4)$$

т.е. количество входных и выходных позиций из комплектов, соответствующих цвету  $l$ , для перехода  $t_j$  должно быть равно. Иначе количество фишек данного цвета вследствие запуска перехода  $t_j$  изменилось бы.

*Определение 12.* ЦСП  $M=(C,\mu_0)$  является безопасной, если она безопасна относительно всех  $l$  ( $l=\overline{1,L}$ ,  $L=|D|$ ,  $D$  – множество цветов или размерность функций  $I$  и  $O$ ). ЦСП  $M=(C,\mu_0)$  является ограниченной, если она ограничена относительно всех  $l$ . ЦСП  $M=(C,\mu_0)$  является сохраняющей, если она сохраняющая относительно всех  $l$ .

ЦСП может являться ограниченной и сохраняющей необязательно для всех цветов. Таким образом, появляется возможность строить модели процессов, которым присуще свойство сохранения, отделяя при этом компоненты модели процесса от компонентов, влияющих на ход процесса, но не обязательно обладающих свойством сохранения. Это повышает степень наглядности и соответствия моделей реальным процессам, что доказывает актуальность исследования данного класса ЦСП.

Представляется необходимым подчеркнуть тот факт, что свойства безопасности, ограниченности, сохраняемости ЦСП существенным образом зависят от начальной маркировки  $\mu_0$ , т.е. при некоторой начальной маркировке  $\mu_1 = \mu_0$  свойства одной и той же ЦСП-модели могут существенно различаться. Поэтому выше, при рассмотрении свойства сохраняемости относительно какого-либо цвета, утверждается, что условие (4) должно выполняться для таких переходов  $t$ , которые могут быть запущены хотя бы один раз при начальной маркировке  $\mu_0$ . При этом могут существовать переходы  $t$ , которые не удовлетворяют условию (4) и не могут быть запущенными ни разу при данной начальной маркировке  $\mu_0$ . Тем не менее такая маркированная ЦСП будет обладать свойством сохранения относительно рассматриваемого цвета. Поэтому если не ограничивать «активность» перехода  $t$ , то (4) является достаточным, но не необходимым условием сохраняемости.

Ценными для анализа ЦСП-моделей могут оказаться свойства «активности» переходов. Для СП-моделей определяются пять уровней активности перехода (0÷4) в зависимости от возможного числа запусков перехода: может ли переход быть запущен вообще (уровень 0); может ли переход

быть запущен хотя бы один раз (уровень 1), может ли он быть запущен заданное число раз (уровень 2), может ли он быть запущен бесконечное число раз (уровень 3), может ли он быть запущен бесконечное число раз в любой момент (уровень 4). Мы здесь не приводим точных формулировок этих уровней активности переходов ЦСП, поскольку, как показано далее в п. 2.2, любой ЦСП-модели можно поставить в соответствие единственную СП-модель, более сложную по пространственной структуре элементов, чем ЦСП-модели, но с эквивалентным множеством переходов (заметим, что обратное утверждение единственности соответствующей ЦСП-модели неверно (см. далее в п. 2.3)). Поэтому отличие в формулировках будет заключаться лишь в размерности функции  $\mu$ . По этой же причине здесь не рассматриваются вопросы, связанные с языками ЦСП (язык для СП и ЦСП определяется как множество допустимых последовательностей запусков переходов), поскольку соответствующие друг другу ЦСП-модель и СП-модель эквивалентны в смысле языка, что является следствием, в частности, эквивалентности множеств переходов этих моделей. Все проблемы языков СП относятся к языкам ЦСП. Свойства активности переходов и языка ЦСП также существенным образом зависят от начальной маркировки  $\mu_0$ .

Из сказанного следует, что задачи анализа ЦСП можно решать по следующей схеме:

- 1) построение ЦСП-модели реального процесса (предполагается, что такая модель в ряде случаев более наглядна и адекватна, чем СП-модель);
- 2) преобразование ЦСП-модели однозначным образом в СП-модель в соответствии с алгоритмом, представленном в п. 2.2;
- 3) анализ полученной СП-модели известными для сетей Петри способами.

Однако можно путем введения ограничений на класс используемых ЦСП-моделей пытаться решить задачи анализа непосредственно в терминах ЦСП.

## 2.2. Метод перехода от цветных сетей Петри к обычным сетям

Пусть цветная сеть Петри представлена четверкой  $C = (P, T, I, O)$  [см. (1)].

Метод перехода от ЦСП к обычным СП, описанный ниже, представляет собой итерационный процесс, применяемый последовательно к каждой из позиций  $p \in P$ , и состоит в поэтапном формировании множества  $P^\nabla$  и описании входной  $I^\nabla$  и выходной  $O^\nabla$  функций соответствующей СП, которую определим как

$$C^\nabla = (P^\nabla, T^\nabla, I^\nabla, O^\nabla),$$

где  $T^\nabla$  – множество переходов для  $C^\nabla$ , совпадающее с множеством переходов для  $C$ , т.е.  $T^\nabla = T$ . Состояние множества  $P^\nabla$  на  $i$ -м шаге будет обозначать  $P^\nabla[i]$ . Описание входной функции  $I^\nabla$  для перехода  $t$  будем обозначать  $I^\nabla[i](t)$ , описание входной функции  $O^\nabla$  для перехода  $t$  будем обозначать  $O^\nabla[i](t)$ . Опишем процесс в виде последовательности шагов.

Шаг 0. Пусть  $i = 0$ ;  $P^\nabla[i] = \emptyset$ ;  $I^\nabla[i](t) = \emptyset$ ,  $O^\nabla[i](t) = \emptyset$ ,  $\forall t \in T^\nabla$ .

Шаг 1. Пусть  $i := i + 1$ , если  $i > N$ , то перейти к шагу 4.

Шаг 2. Пусть  $t_{j_1}, t_{j_2}, \dots, t_{j_k}, \dots, t_{j_m}$  – множество переходов, для которых позиция  $p_i \in I^l(t_{jk})$  или  $p_i \in O^l(t_{ik})$ , т.е. позиция  $p_i$  является входной или выходной, где  $m \leq M < \infty$ ,  $k = \overline{1, m}$ ,  $l = \overline{1, m}$ .

Пусть

$$k_i = \sum_{l=1}^L \sigma_l(p_i),$$

где  $\sigma_l(p_i) = \begin{cases} 1, & \text{если } \exists l, \text{ такое, что } p_i \in I^l(t_{jk}), \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$

Другими словами,  $k_i$  есть число цветов дуг, входящих и выходящих в позицию  $p_i$ . Тогда

$P^\nabla[i] = \left( \bigcup_{j=1}^{k_i} p_{ij} \right) \cup P^\nabla[i-1]$ , где позиция  $p_{ij}$  добавляется к множеству  $P^\nabla$  на  $i$ -й итерации. Таких добавляемых позиций всего  $k_i$ . Индекс  $j$  соответствует некоторому цвету, но не совпадает с ним, если  $k_i \neq 1$ . Если  $p_i$  содержит некоторое число фишек какого-либо цвета, т.е.  $\mu_l = n \neq 0$ , то в соответ-

ствующей позиции  $p_{ij}$  помещается такое же число обычных фишек, что можно записать следующим образом:

$$\mu^\nabla(p_{ij}) = n;$$

$$I^\nabla[i](t_j) = \left( \bigcup_{l=1}^L I^l(t_{ij}) \right) \cup I^\nabla[i-1](t_{ij}); \quad O^\nabla[i](t_j) = \left( \bigcup_{l=1}^L O^l(t_{ij}) \right) \cup O^\nabla[i-1](t_{ij}).$$

Эта процедура применяется ко всем переходам  $t_{jl}$ , для которых  $p_i \in I^l(t_{ijl})$  или  $p_i \in O^l(t_{ijl})$ .

Шаг 3. Перейти к шагу 1.

Шаг 4. В результате имеем

$$\left( P^\nabla[N], T, I^\nabla[N], O^\nabla[N] \right) = \left( P^\nabla, T^\nabla, I^\nabla, O^\nabla \right) = C^\nabla,$$

где  $C^\nabla$  является обычной СП,  $|P^\nabla| = \sum_{i=1}^N k_i$ ,  $|T^\nabla| = M$ ,

$$\left| I^\nabla(t_j) \right| = \sum_{l=1}^L \left| I^l(t_j) \right|, \quad \forall t_j \in T \text{ и } \left| O^\nabla(t_j) \right| = \sum_{l=1}^L \left| O^l(t_j) \right|, \quad \forall t_j \in T^\nabla. \quad (5)$$

Данный метод может применяться как к маркированным, так и к немаркированным ЦСП. Простейшим примером применения метода являются ЦСП, представленные на рис. 1, 2, и б.

Покажем эквивалентность в смысле языка ЦСП  $C$  и СП  $C^\nabla$ , так как именно это обстоятельство дает возможность исследовать динамические свойства  $C^\nabla$  и распространять результаты этого исследования на  $C$ .

*Определение 13.* Элементарной подсетью

$$C_i = \left( p_i, \left\{ t_j / t_j \in I^l(p_i) \vee t_j \in O^l(p_i) \right\}, I, O \right)$$

цветной сети Петри  $C = (P, T, I, O)$  называется совокупность любой позиции  $p_i \in P$  сети, всех ее входных и выходных переходов, т.е. переходов, отвечающих условиям  $t_j \in I^l(p_i)$  и  $t_j \in O^l(p_i)$ , и входных  $I$  и выходных  $O$  функций этих переходов.

Вся сеть состоит из элементарных подсетей, таких, что  $\bigcup p_i = P$ ,  $\bigcap p_i = \emptyset$ .

Алгоритм дераскраски применяется последовательно к каждой позиции, т.е. к каждой элементарной подсети  $C_i$ . Элементарная подсеть  $C_i$  имеет свой язык  $\alpha(C_i)$ . Очевидно, что если после дераскраски язык элементарной подсети сохраняется, то сохраняется и язык всей сети.

*Теорема 1.* Дераскраска элементарной подсети ЦСП  $C_i$  не изменяет язык подсети.

Доказательство теоремы 1.

Пусть  $C_i$  – элементарная подсеть с языком  $\alpha(C_i)$ . Применение алгоритма дераскраски дает элементарную подсеть  $C_i^\nabla$  с языком  $\alpha(C_i^\nabla)$ . Необходимо показать, что  $\alpha(C_i) = \alpha(C_i^\nabla)$ .

Множество допустимых последовательностей запусков переходов (язык) определяется условиями срабатывания каждого перехода или условиями разрешенности запуска перехода. Дераскраска сохраняет множество переходов элементарной подсети. На активность входных переходов  $t_j \in I^l(p_i)$  позиции  $p_i$  элементарной подсети дераскраска элементарной подсети не влияет, так как разрешенность таких переходов определяется внешними условиями. Таким образом, остается показать, что дераскраска элементарной подсети не влияет на разрешенность выходных переходов  $t_j \in O^l(p_i)$  позиции  $p_i$ .

Разрешенность перехода определяется его входной функцией. В соответствии со вторым шагом алгоритма дераскраски входная функция любого перехода  $t_i$  элементарной подсети определяется как

$$I^\nabla(t_j) = \left( \bigcup_{l=1}^L I^l(t_j) \right).$$

При этом сохраняется общее число фишек, требуемых для срабатывания перехода, и дуг, входящих в переход:

$$\left|I^{\nabla}(t_j)\right|=\sum_{l=1}^L\left|I^l(t_j)\right|, \forall t_j \in O^l(p_j); \quad \left|\mu^{\nabla}(p_i)\right|=\sum_{l=1}^L\left|\mu^l(p_i)\right|,$$

т.е. условия срабатывания перехода  $t_i$  при применении алгоритма дераскраски не изменяются, т.е. не изменяется язык  $\alpha$  сети Петри:  $\alpha(C_i)=\alpha(C_i^{\nabla})$ .

Для всей сети в целом можно записать, что  $\alpha(C)=\alpha(f(C))$ , где  $\alpha$  – язык сети Петри;  $C$  – ЦСП;  $f$  – алгоритм дераскраски.

Таким образом, применение преобразования  $f$  к ЦСП позволяет при абстрагировании от конкретной интерпретации ЦСП осуществлять анализ СП  $f(C)$  известными методами. При этом если  $C$  обладает свойствами частичной безопасности, ограниченности, сохранения относительно некоторого множества цветов, то  $f(C)$  может не обладать аналогичными свойствами для СП.

### 2.3. Метод перехода от обычных сетей Петри к цветным сетям

Для удобства изложения будем рассматривать не входную и выходную функции переходов, а входную и выходную функции позиций.

Пусть сеть Петри представлена четверкой  $C=(P,T,I,O)$  [см. (1)].

Определим ЦСП  $C^{\nabla}$  как  $(P,T,I^{\nabla},O^{\nabla})$ , где  $I^{\nabla}=(I^1,I^2,\dots,I^N)$ ; функция  $I^j$  определена только для позиции  $p_i \in P$ ,  $I^j(p_i)=\{t_{j1},t_{j2},\dots,t_{jm}\}$ ,  $m \leq M$ ;  $O^{\nabla}=(O^1,O^2,\dots,O^N)$ . Функция  $O^i$  определена только для позиции  $p_i \in P$ :

$$O^i(p_i)=\{t_{i1},t_{i2},\dots,t_{ik}\}, k=M;$$

$\mu_i^{\nabla}(p_i)=\mu(p_i), |P|=N; |T|=M; |D|=L$ ;  $D$  – множество цветов.

Определим ЦСП  $C^{\nabla\nabla}$  как  $(P^{\nabla},T,I^{\nabla},O^{\nabla})$ , где  $P^{\nabla}=\{p\}$ ,  $|P^{\nabla}|=1$ . Граф этой ЦСП состоит из множества переходов  $T$ , совпадающего с множеством переходов первоначальной СП, и одной позиции  $p$ , из которой выходят и в которую входят цветные дуги, соединяющие позицию  $p$  с переходами (рис. 2, в). Поскольку каждой позиции  $p_i$  в исходной СП ставится в соответствие уникальный цвет, то в  $C^{\nabla\nabla}$  нет кратных цветных дуг, если не было кратных дуг в исходной СП. Задачу эквивалентности таких ЦСП можно рассматривать как задачу эквивалентности (с точностью до обозначений) входных и выходных функций, что может оказаться полезным и для задач сравнения СП.

По тем же соображениям, приведенным в п. 2.2, в данном случае тоже сохраняется язык сетей Петри:

$$\alpha(C)=\alpha(C^{\nabla})=\alpha(C^{\nabla\nabla}).$$

Если в определении  $C^{\nabla}$  не требовать, чтобы функции  $I^l(p_i)$  и  $O^l(p_i)$  были определены только для  $p_i=p$ , то граф  $C^{\nabla\nabla}$  может иметь кратные цветные дуги (рис. 2, б) при цвете  $b$ , совпадающем с цветом  $C$ . Тогда при применении метода перехода от ЦСП к СП (п. 2.2) ЦСП на рис. 2, в будет соответствовать СП на рис. 2, г. Для того чтобы этого не происходило, необходимо ставить в соответствие одинаковые цвета позициям, у которых не пересекаются комплекты входных переходов и не пересекаются комплекты выходных переходов. Другой способ состоит в переопределении  $P^{\nabla}$  для  $C^{\nabla\nabla}$  таким образом, чтобы  $|P^{\nabla}| \neq 1$  и, если  $p_i$  и  $p_j (j \neq i)$  принадлежат  $P^{\nabla}$ , то их выходные (входные) комплекты переходов, соответствующие одному цвету, не пересекались (рис. 2, д). Заметим, что при этом входные и выходные комплекты могут пересекаться между собой.

Таким образом, из вышесказанного следует, что различные ЦСП могут иметь на нижнем уровне одинаковую структуру. Конкретные цвета, их сочетания и структура ЦСП несут смысловую нагрузку в моделях конкретных реальных систем или процессов.

Для ЦСП и СП со сдерживающими дугами рассмотренные методы используются без каких-либо поправок и дополнений. Фактом, который интересно здесь отметить, является то, что в сетях



Петри кратность сдерживающей дуги не может превышать 1, в цветных сетях Петри число сдерживающих дуг, соединяющих позицию с переходом, может быть больше 2, но их цвета не совпадают.

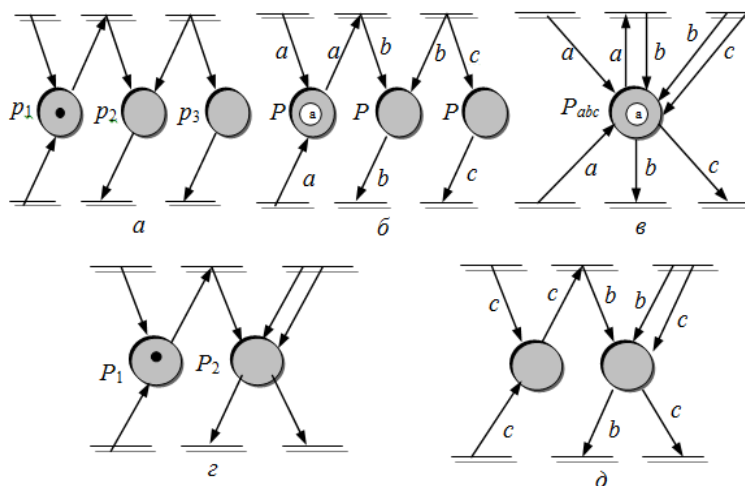


Рис. 2. Эквивалентные в смысле языка модели: СП – а; ЦСП-модели – б, в, д и не эквивалентная им СП-модель – г

#### 2.4. Элементы моделей структур управления, основанных на цветных сетях Петри

Моделирование с помощью СП рассмотрено, например, в [6–8]. Упрощение структуры (сокращение числа позиций) графа СП с помощью раскраски (ЦСП), рассмотренное в п. 2.3, не является единственным следствием применения аппарата ЦСП. Тот факт, что существуют эквивалентные в смысле языка обычные СП, говорит о преемственности подхода с использованием ЦСП. Кроме того, для анализа определенного класса систем появляется возможность отказаться от непосредственного выполнения сети, как это требуется при построении дерева достижимости или для записи матричных уравнений. Динамические свойства системы в этом случае изучаются посредством анализа ее структуры. При этом имеется возможность одинаковой трактовки одинаковых элементов модели без дополнительного словесного описания, что позволяет строить модели, более полно и корректно описывающие реальные процессы.

Часто модели бизнес-процессов строятся в терминах аппарата СП и ЦСП. Такие модели позволяют описывать не только структуру процесса, но и его динамику. Естественно требовать, чтобы формально одинаковые элементы модели соответствовали одинаковым элементам реальной системы. В нашей трактовке позиции соответствуют условиям, в результате выполнения которых должен быть осуществлен выбор тех или иных действий, которые затем будут выполняться.

При сложных взаимодействиях между элементами системы в СП-модель приходится вводить дополнительные позиции для отображения «тонких» моментов, которые необходимо учитывать при управлении процессом. Кроме затруднения интерпретации модели, это приводит к усложнению ее пространственной структуры, что отрицательно сказывается на процессе построения самой модели, поскольку перед проектировщиком стоит проблема графического представления модели. Для устранения этих недостатков нами было разработано и исследовано одно из расширений обычных СП – ЦСП. Построение модели осуществляется изначально в терминах ЦСП. Построенная таким образом модель бизнес-процесса позволяет проектировщику выбрать абстрактные типы подпроцессов, которые затем конкретизируются. Сочетание таких типов представляет собой конкретную реализацию правил выполнения процесса, а вместе с содержимым этапов работ является собственно моделью бизнес-процесса.

При этом следует иметь в виду, что мы имеем дело лишь с моделью процесса. Если нас интересуют вопросы активности моделируемой сети, то в целях упрощения ее графического представления однотипные относительно структуры процесса конструкции могут быть представлены в модели лишь в одном экземпляре. Если ЦСП-модель структуры бизнес-процесса в целом построена, то в этой модели можно выделить переходы, которые запускаются автоматически по мере выполнения сети, и переходы, которые должны быть запущены извне. Как правило, в последнем случае разрешаются конфликтные ситуации сети. Разрешение таких конфликтных ситуаций есть управление выполнением сети и в конечном счете это управление моделью.

Приведем здесь наиболее часто употребляемые модели подструктур, из которых строятся общие модели систем. Простейшим примером является структура на рис. 3, а. Переход  $t$  является единственным выходным переходом позиции  $P$  и запускается после выполнения условия, моделируемого позицией  $P$ . Событие запуска перехода  $t$  фиксируется в позиции  $P_1$ . Если дальнейшее продолжение процесса требует принятия решения, то запуск перехода  $t$  можно интерпретировать как процедуру выбора. На рис. 3, в и г представлены более сложные структуры, в которых условия разрешенности переходов могут динамически меняться в процессе выполнения сети.

Аппарат СП и ЦСП позволяет строить модели, которые описывают систему с различной степенью детализации. Так, каждая позиция и/или переход могут быть представлены подсетью, которая более подробно представляет структуру подпроцесса.

**Заключение.** Любая целенаправленная деятельность требует использования моделей. Модели содержат информацию, знания о системе, опыт взаимодействия с системой, которой мы желаем управлять. Именно модели системы позволяют нам искать нужное управление ею, «проигрывать» различные варианты воздействия на нее и находить оптимальный вариант управления.

Особый интерес вызывают вопросы построения и исследования моделей для социально-экономических систем как наиболее сложных, поскольку их элементами являются субъекты (люди и группы людей). При этом стоит задача повышения наглядности моделей бизнес-процессов.

Упрощение структуры (сокращение числа позиций) графа СП с помощью раскраски, рассмотренное в п. 2.2, не является единственным следствием применения аппарата ЦСП. Тот факт, что существуют эквивалентные в смысле языка обычные СП, говорит о преимуществах подхода с использованием ЦСП. Кроме того, для анализа определенного класса систем (п. 2.2) появляется возможность отказаться от непосредственного выполнения сети, как это требуется при построении дерева достижимости или для записи матричных уравнений [4]. Динамические свойства системы в этом случае изучаются посредством анализа ее структуры. При этом имеется возможность одинаковой трактовки одинаковых элементов модели без дополнительного словесного описания, что позволяет строить модели, более полно и корректно описывающие динамику реальных бизнес-процессов [9].

Работа выполнена в рамках проекта «Методы и средства информационно-аналитической поддержки принятия решений в сфере территориального социально-экономического развития и управления по результатам» Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы.

#### Литература

1. Котов В.Е. Сети Петри. – М.: Наука, 1984. – 158 с.
2. Хамер М. Реинжиниринг корпорации: Манифест революции в бизнесе / М. Хамер, Дж. Чампи. – СПб.: Изд. дом «Манн, Иванов и Фербер», 2005. – 287 с.
3. Силич В.А. Реинжиниринг бизнес-процессов / В.А. Силич, М.П. Силич. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 200 с.
4. Питерсон Дж. Теория сетей Петри и моделирование систем: Пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 264 с.

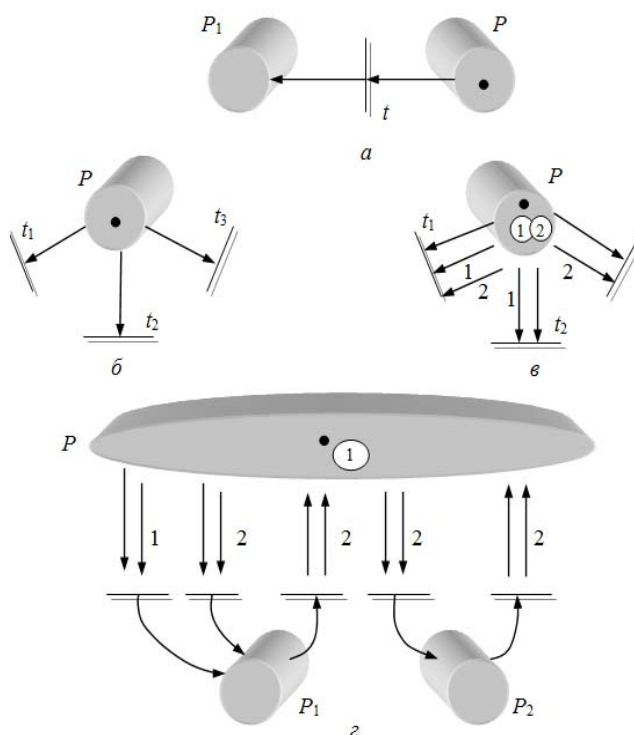


Рис. 3. Модели некоторых подструктур управления: а – вырожденная структура; б – «свободный выбор»; в – зависимый выбор; г – условия динамичны

5. Применение микропроцессорных средств в системах передачи информации / Б.Я. Советов, О.И. Кутузов, Ю.А. Головин, Ю.В. Аветов. – М. : Высш. шк., 1987. – 256 с.
6. Шакирова Н.Ф. Моделирование сетями Петри поведения игроков на финансовом рынке // Исследовано в России. – М.: МФТИ, 2006 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://zhurnal.ape.relarn.ru/articles/2002/185.pdf>.
7. Ломазова И.А. Вложенные сети Петри для адаптивного управления потоками работ // Параллельные вычисления и задачи управления: тр. III Междунар. конф. 2–4 октября 2006 г. – М.: ИПУ РАН, 2006. – С. 1300–1308.
8. Petri Net Model View of Decision-Making: an Operational Management Analysis / A. Mehrez, M. Muzumdar, W. Acar, G. Weinroth // OMEGA. The International Journal of Management Science. – 1995. – Vol. 23, № 1. – P. 63–79.
9. Мещеряков Р.В. Подходы к внедрению ERP-систем на крупных предприятиях / Р.В. Мещеряков, М.В. Савчук // Бизнес-информатика. – 2011. – № 2. – С. 63–68.

---

**Ехлаков Юрий Поликарпович**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. автоматизации обработки информации (АОИ) ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-41-31  
Эл. почта: [ure@tusur.ru](mailto:ure@tusur.ru)

**Тарасенко Владимир Феликсович**

Д-р техн. наук, профессор каф. государственного и муниципального управления НИ ТГУ  
Тел.: 8 (382-2) 70-15-91  
Эл. почта: [vtara54@mail.ru](mailto:vtara54@mail.ru)

**Жуковский Олег Игоревич**

Канд. техн. наук, с.н.с., доцент каф. АОИ ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-41-31  
Эл. почта: [ol@muma.tusur.ru](mailto:ol@muma.tusur.ru)

**Сенченко Павел Васильевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. АОИ ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-41-31  
Эл. почта: [pvs@tusur.ru](mailto:pvs@tusur.ru)

**Гриценко Юрий Борисович**

Канд. техн. наук, доцент каф. АОИ ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-41-31  
Эл. почта: [ubg@muma.tusur.ru](mailto:ubg@muma.tusur.ru)

Ehlafov Yu.P., Tarasenko V.F., Zhukovskiy O.I., Senchenko P.V., Gritsenko Yu.B.

**Color Petri Nets in Modeling of Socio-Economic Systems**

The Petri nets are adequate tools for modeling the dynamics of various systems. We suggested the algorithms of transformation of a coloured Petri net into a classic one, keeping the language of the net. The algorithms are applied to design of certain management systems. Some advantages of the colored Petri nets in modeling and studying of dynamic processes in socio-economic systems are presented and discussed.

**Key words:** modeling, socio-economic systems, Petri net, dynamic models, business-process.

УДК 004.62

О.Г. Пономарев, М.П. Шарабайко

## Эффективность адаптивной нелинейной постфильтрации в системе кодирования цифровых видеоданных стандарта HEVC

Рассматриваются принципы действия двух методов постфильтрации стандарта видеокодирования H.265/HEVC: DBF и SAO. Получены экспериментальные результаты влияния постфильтрации на характеристики сжатия видеопоследовательностей. Сформулированы рекомендации по использованию DBF и SAO фильтрации.

**Ключевые слова:** HEVC, видеокодирование, деблокинг, постфильтрация.

**Задача исследования.** Новый, принятый в 2013 г., стандарт видеокодирования H.265/HEVC [1] разрабатывался с целью двукратного повышения степени компрессии видеоданных по сравнению со стандартом предыдущего поколения H.264/AVC. Такое повышение степени компрессии видеоданных позволит в ближайшее время перейти, при сохранении пропускной способности каналов связи, к цифровому видеовещанию высокого (HD) и ультравысокого разрешения (UHD). Это обуславливает высокий интерес мирового научного сообщества к методам и алгоритмам обработки цифровых видеоданных, лежащих в основе нового стандарта.

Упрощенная схема процедуры кодирования нового стандарта представлена на рис. 1. Алгоритмы HEVC ориентированы на поблочную обработку видеокадров, устраняющую пространственную или временную избыточность видеoinформации. При пространственной обработке используется предсказание значений пикселей изображения в текущем блоке по значениям пикселей соседних блоков, называемое интрапредсказанием (от англ. Intra – внутренний). При устранении временной избыточности для предсказания используются участки изображений с ранее закодированных кадров. Такой тип предсказания называется интер предсказанием (от англ. Inter – между). Остаточный сигнал, формируемый как разность между кодируемым и предсказанным изображениями, подвергается двумерному дискретному преобразованию Фурье (ДПФ). Полученный в результате преобразования двумерный сигнал квантуется по уровню. На заключительном этапе кодирования последовательность значений квантованных спектральных коэффициентов, сопровождаемая информацией о предсказании, спектральном преобразовании и квантовании, подвергается энтропийному кодированию. Пространственное и временное предсказание в кодере производится по декодированным изображениям. Это обеспечивает одинаковые результаты предсказания в кодере и декодере. При декодировании выполняется деквантование спектральных коэффициентов и обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ). Восстановленный разностный сигнал добавляется к результату предсказания. Стандартом HEVC предусмотрена возможность дополнительной постобработки декодированных изображений. Постобработка может включать в себя деблок-фильтр DBF (от англ. Deblocking Filter) и нелинейное преобразование SAO (сокр. от англ. Sample Adaptive Offset). Параметры этих этапов постобработки подстраиваются под характер изображения в каждом обрабатываемом блоке. Последовательное применение DBF и SAO к блокам декодированных изображений реализует, таким образом, процедуру адаптивной нелинейной постфильтрации.

Постобработка, с одной стороны, обеспечивает повышение качества декодированных изображений, используемых для временного предсказания. Это приводит к улучшению результатов предсказания и, как следствие, к повышению степени компрессии видеоданных. С другой стороны, эта процедура требует большого объема дополнительных вычислений. Эффективность этих вычислительных затрат определяется повышением качества декодированных изображений и степени компрессии видеоданных и может сильно меняться при различных настройках кодера. Экспериментальная оценка такой эффективности при различных настройках кодера является задачей настоящего исследования.

**Алгоритмы постобработки видеоизображений в HEVC.** Первый этап постобработки – деблок-фильтрация – предназначен для снижения краевых эффектов (эффектов блочности). Эти эф-

фекты возникают на границах блоков, т.к. кодирование видеоизображения в HEVC осуществляется поблочно [2]. Каждый видеоквадр при кодировании равномерно разбивается на квадратные блоки одинакового размера, называемые LCU (сокр. от англ. Largest Coding Unit). Каждый LCU может быть разбит при кодировании на четыре квадратных блока CU (сокр. от англ. Coding Unit), каждый из которых, в свою очередь, может быть разбит еще на четыре CU. В результате таких разбиений образуется квадродерево CTU (сокр. от англ. Coding Tree Unit). CU нижнего уровня в CTU, в свою очередь, разбиваются при кодировании на блоки предсказания PU (сокр. от англ. Prediction Unit). Возможные варианты PU и их обозначения в стандарте представлены на рис. 2.

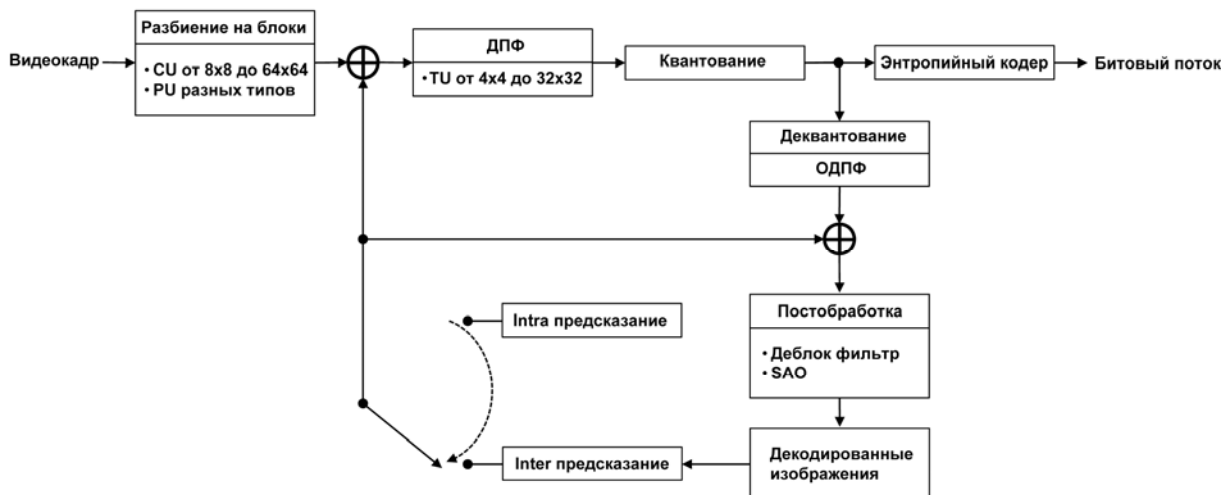
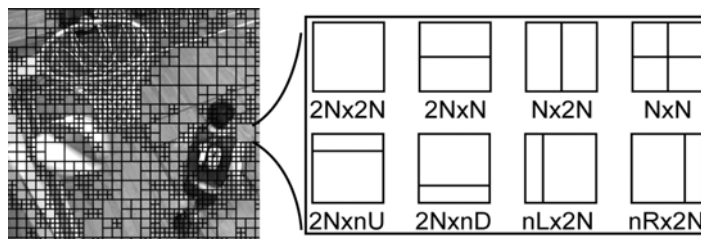


Рис. 1. Схема кодера стандарта HEVC

Рис. 2. Пример разбиения изображения на CU и возможные варианты PU



Двумерный разностный сигнал, полученный вычитанием результатов предсказания из кодируемого изображения, подвергается при кодировании двумерному спектральному преобразованию (дискретному косинус- или синус-преобразованию Фурье). Размер матрицы спектрального преобразования определяется размером блока преобразования TU (сокр. от англ. Transform Unit). В HEVC возможны преобразования 4 размеров:  $4 \times 4$ ,  $8 \times 8$ ,  $16 \times 16$  и  $32 \times 32$ . Квантование спектральных коэффициентов приводит к возникновению эффектов блочности на границах PU и TU.

При деблок-фильтрации изменениям подвергаются значения пикселей, лежащих вблизи вертикальных или горизонтальных линий, образующих на видеоквадре эквидистантную сетку с шагом 8 пикселей и являющихся границами TU или PU. Фильтрация производится сначала для вертикальных, а затем для горизонтальных линий. Перед фильтрацией для каждого 4-пиксельного отрезка линии выбирается значение параметра  $BS$  (сокр. от англ. Boundary Strength). Это значение определяется режимом предсказания областей изображения по разные стороны отрезка. Если хотя бы одна из этих областей кодировалась в режиме интрапредсказания, значение  $BS$  выбирается равным 2. Если обе области при интерпредсказании предсказывались из одного непрерывного участка ранее закодированного изображения и все спектральные коэффициенты после квантования равны 0, параметр  $BS$  для отрезка устанавливается равным 0. В остальных случаях значение  $BS$  равно 1. Затем выбирается тип фильтра, а также ширина и положение фильтруемой области. Этот выбор призван исключить из процесса фильтрации резкие перепады (границы объектов), присутствующие на кодируемом изображении, и обеспечивает, таким образом, адаптивность фильтрации. Рассмотрим процедуру выбора на примере анализа области изображения в окрестности вертикального отрезка, используя традиционные обозначения (рис. 3, а).

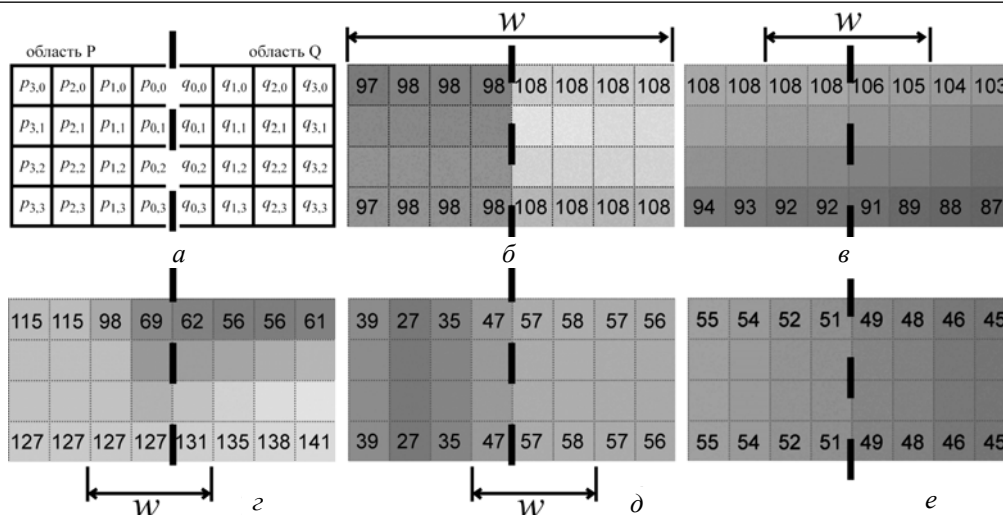


Рис. 3. Используемые обозначения (а) и пять характерных вариантов распределения интенсивности изображения, к которым применяются: «сильный» фильтр (б), «слабый» двусторонний фильтр (в), «слабый» фильтр слева (г), «слабый» фильтр справа (д), без фильтрации (е)

Выбор производится на основе сравнения размаха флуктуаций в двух строках (нулевой и третьей) со значениями двух пороговых значений:  $\beta$  и  $t_C$ . Пороговые значения заданы в стандарте в табличном виде для каждого значения параметра квантования  $QP$ , определяющего шаг квантования спектральных коэффициентов при кодировании. Пороговое значение  $\beta$  перед использованием умножается на величину параметра  $BS$ . Размах флуктуаций вычисляется в 6 точках:  $|p_{0,0} - q_{0,0}|$ ,  $|p_{2,0} - p_{1,0} + p_{0,0} - p_{1,0}|$ ,  $|q_{2,0} - q_{1,0} + q_{0,0} - q_{1,0}|$  и  $|p_{0,3} - q_{0,3}|$ ,  $|p_{2,3} - p_{1,3} + p_{0,3} - p_{1,3}|$ ,  $|q_{2,3} - q_{1,3} + q_{0,3} - q_{1,3}|$ . В зависимости от соотношения этих 6 величин с пороговыми значениями фильтрация для областей  $P$  и  $Q$  может проводиться пятью различными способами, включая случай, когда фильтрация не проводится вовсе. Примеры изменения интенсивности изображения в окрестности границы блоков для каждого случая приведены на рис. 3, б–е. Вариант без фильтрации реализуется, если сумма всех 6 рассчитанных значений больше порога  $\beta$  (рис. 3, е). В остальных случаях фильтрация подвергается полоса шириной  $w$ , положение которой относительно границы блоков указано на рис. 3, б–д. Если размах флуктуаций во всех 6 точках меньше пороговых значений (см. рис. 3, б), то используется т.н. «сильный» фильтр (англ. strong filter). Если размах флуктуаций мал слева от границы, а справа – превышает порог (см. рис. 3, г), то используется «слабый» левосторонний фильтр. В обратной ситуации, когда флуктуации слева от границы велики, а справа – малы (см. рис. 3, д), используется «слабый» правосторонний фильтр.

Второй этап постобработки декодированных изображений – нелинейное преобразование SAO (сокр. от англ. Sample Adaptive Offset) – предназначен для частичной компенсации потерь, обусловленных квантованием спектральных коэффициентов. Для этого к значениям некоторых пикселей изображения после декодирования добавляются смещения, вычисляемые на этапе кодирования и передаваемые в закодированном потоке в виде таблиц для каждого LCU. Отбор пикселей, подвергаемых изменениям, производится по их интенсивности, что и обуславливает нелинейность преобразования. SAO в HEVC может быть двух типов: VO (сокр. от англ. Band Offset) и EO (сокр. от англ. Edge Offset).

При преобразовании типа VO значения всех пикселей в LCU при кодировании равномерно делятся на 32 диапазона. Для каждого диапазона вычисляется среднее по LCU смещение между пикселями оригинального и декодированного изображений. Видеокодер сохраняет в закодированном видеопотоке значения смещений для четырех последовательных диапазонов и номер диапазона, являющегося первым в четверке. После декодирования изображения на этапе SAO смещения добавляются к тем пикселям, значения которых попадают в выбранные кодером диапазоны.

При нелинейном преобразовании типа EO кодер выбирает один из четырех шаблонов, в соответствии с которым должны классифицироваться значения пикселей декодированного изображения.

Возможные варианты шаблонов иллюстрируются на рис. 4. За  $p$  обозначено значение классифицируемого пикселя, за  $n_0$  и  $n_1$  – значения двух соседних ему пикселей. Номер выбранного шаблона помещается в закодированный поток для каждого LCU.

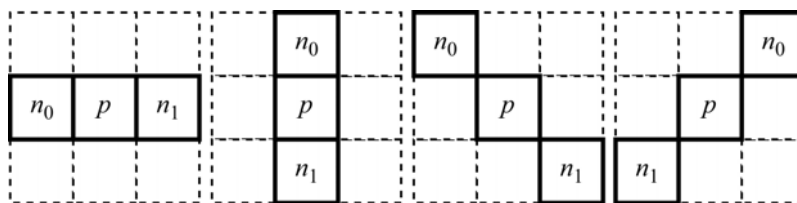


Рис. 4. Шаблоны для классификации значений пикселей

Далее по выбранному шаблону производится классификация значений пикселей на четыре категории. К первой категории пиксель  $p$  относится, если  $p < n_0$  и  $p < n_1$ . Если  $p < n_0$  и  $p = n_1$  или  $p = n_0$  и  $p < n_1$ , то  $p$  относится ко второй категории. В третью категорию попадают те пиксели, для которых  $p > n_0$  и  $p = n_1$  или  $p = n_0$  и  $p > n_1$ , в четвертую – те пиксели, для которых  $p > n_0$  и  $p > n_1$ . Для пикселей каждой категории при кодировании вычисляется и помещается в закодированный поток средняя разность (смещение) с оригинальными значениями пикселей. На этапе постобработки при декодировании к значениям пикселей добавляются вычисленные смещения. Значения пикселей, не попавших ни в одну из категорий, не модифицируются.

#### Результаты экспериментальной оценки эффективности постобработки видеозображений.

Эксперименты по кодированию проводились на полном наборе тестовых видеопоследовательностей комитета JCT-VC [3]. На рис. 5–8 приведены наиболее характерные результаты, полученные при кодировании трех тестовых видеопоследовательностей: BasketballDrill, Kimono и Traffic, характеристики которых приведены в таблице. По разрешению выбранные последовательности соответствуют трем основным применяемым в телеиндустрии категориям: стандартное, высокое и ультравысокое разрешение. Для кодирования используется тестовая модель HEVC кодера HM v.11.0 [4]. Отличительной чертой этой модели является то, что в ней реализован полный перебор всех вариантов

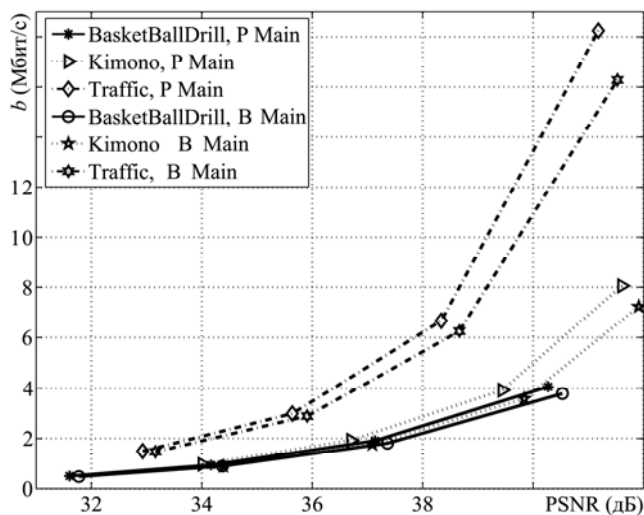


Рис. 5. Зависимость степени компрессии и качества при отключенной постобработке

кодирования, возможных при заданном наборе настроек кодера. Это обеспечивает наилучший с точки зрения качества и степени сжатия данных результат кодирования. Используются конфигурации кодирования «Low-delay P – Main» и «Low-delay B – Main» [3], на которых были получены наиболее интересные результаты. Точки на всех графиках соответствуют четырем значениям параметра квантования  $QP$ , определяющего шаг квантования спектральных коэффициентов при кодировании. Значения  $QP$  для точек слева направо на каждой кривой равны 37, 32, 27, 22 в соответствии с рекомендациями [3]. Контроль параметров закодированных видеопоследовательностей осуществлялся в программе Eleaf HEVC Analyzer v.0.101.130709 [5].

#### Характеристики тестовых видеопоследовательностей

Название	Разрешение	Частота (кадр/с)
BasketballDrill	832×480	50
Kimono	1920×1080	24
Traffic	2560×1600	30

Графики на рис. 6–8 иллюстрируют эффект, вносимый пост-фильтрацией. По оси ординат на них отложено изменение битрейта в процентах относительно значений, полученных при отключенной постобработке. В качестве опорной на каждом графике приведена прямая, соответствующая зависимости на рис. 5.

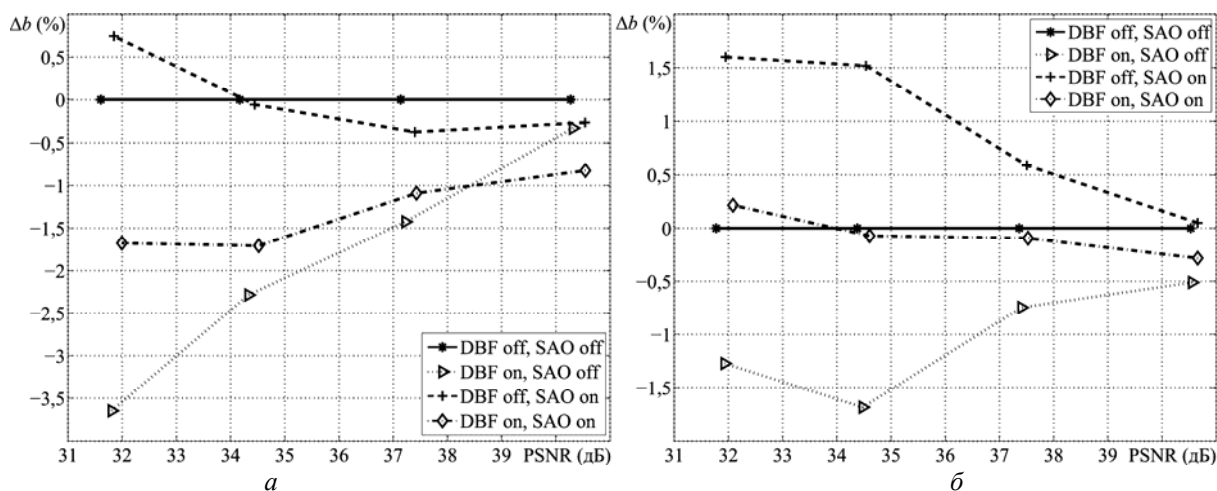


Рис. 6. Эффект постфильтрации для BasketballDrill. Конфигурации кодирования «Low-delay P – Main» (a) и «Low-delay B – Main» (б)

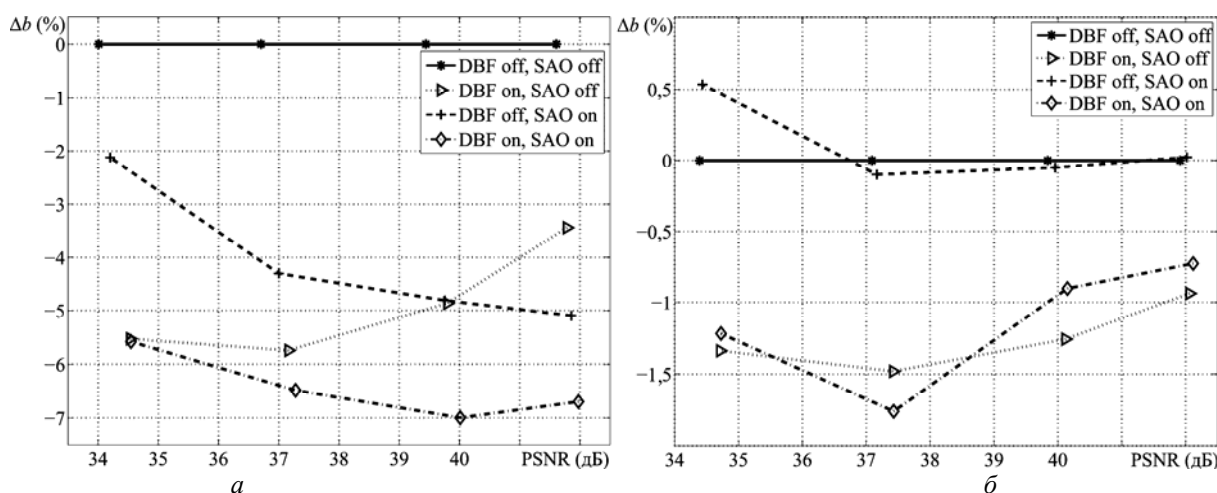


Рис. 7. Эффект постфильтрации для Kimono. Конфигурации кодирования «Low-delay P – Main» (a) и «Low-delay B – Main» (б)

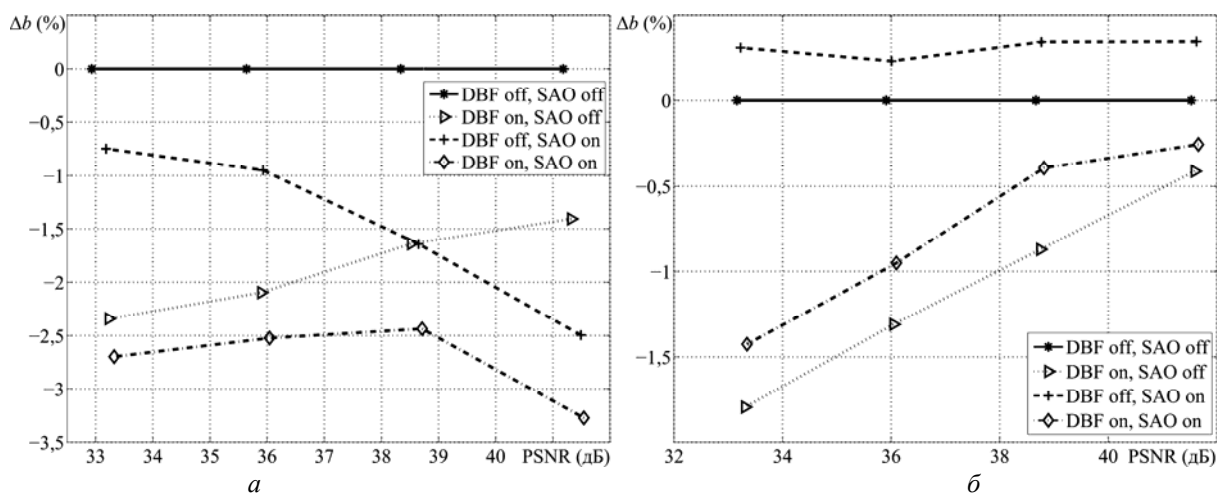


Рис. 8. Эффект постфильтрации для Traffic. Конфигурации кодирования «Low-delay P – Main» (a) и «Low-delay B – Main» (б)



Из графиков видно, что включение деблок-фильтрации снижает битрейт, т.е. повышает степень компрессии видеоданных, но практически не сказывается на значении PSNR. Включение SAO повышает PSNR (точки на кривых смещаются вправо относительно их положения при отключенном SAO), но при этом повышается и битрейт.

Вычислительная емкость алгоритмов постфильтрации оценивалась по времени кодирования. В целом можно говорить о том, что деблок-фильтрация является более сложной в вычислительном плане операцией по сравнению с SAO. Включение DBF увеличивало время кодирования в среднем на 1% для всех видеопоследовательностей, в то время как включение SAO – только на 0,5%.

**Заключение.** На основании результатов кодирования тестовых видеопоследовательностей можно говорить о том, что эффективность использования деблок-фильтра в системе кодирования HEVC не вызывает сомнений. Особенно эффективным представляется использование этого инструмента при высоких значениях параметра квантования, когда краевые эффекты особенно велики. При уменьшении значений параметра квантования блочность декодированного изображения снижается, что, в свою очередь, приводит к уменьшению эффективности деблок-фильтрации.

По поводу эффективности использования второго этапа постобработки такого однозначного вывода сделать нельзя. Вычислительная сложность SAO меньше, чем сложность DBF. Однако при использовании SAO в закодированный видеопоток кодером помещаются дополнительные данные, характеризующие корректирующие смещения значений пикселей декодированного изображения, что в любом случае приводит к некоторому снижению степени компрессии. С другой стороны, на всех графиках видно, что включение SAO повышает качество изображений. Баланс этих двух эффектов необходимо учитывать при проектировании кодирующей HEVC-системы. Из представленных результатов очевидно, что использование SAO без предварительной деблок-фильтрации в большинстве случаев неоправдано. Улучшение качества в этом случае не компенсирует роста битрейта. Представляется также неоправданным использование SAO при кодировании с конфигурацией «Low-delay B – Main». В этом случае количество данных, представляющих каждое видеоизображение в закодированном потоке, настолько мало, что дополнительная информация, помещаемая кодером в видеопоток при использовании SAO, может существенно повлиять на уровень сжатия.

Результаты исследований получены в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники в рамках проекта, выполняемого по договору с ЗАО «Элекард наноДевайсез» № 97/12 от 19 ноября 2012 г.

Комплексный проект «Предоставление услуг мультимедийного вещания в сетях общего пользования Интернет, основанных на технологиях пиринговых сетей и адаптивной передачи потоков данных» выполняется в рамках Постановления Правительства России от 9 апреля 2010 г. №218 при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

#### *Литература*

1. High Efficiency Video Coding (HEVC) text specification draft 10 / B. Bross, W.-J. Han, J.-R. Ohm et al. // Doc. JCTVC-L1003. – Joint Collaborative Team on Video Coding (JCT-VC) of ITU-T SG16 WP3 and ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, January 2013 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://phenix.int-evry.fr/jct/> свободный (дата обращения: 24.08.2013).
2. Пономарев О.Г. Анализ эффективности методов и алгоритмов видеокомпрессии стандарта H.265/HEVC / О.Г. Пономарев, М.П. Шарайко, А.А. Поздняков // Электросвязь. – 2013 – № 3. – С. 29–33.
3. Bossen F. Common Test Conditions and Software Reference Configurations // Document JCTVC-N1100. – JCT-VC, San Jose, CA, Feb. 2012 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://phenix.int-evry.fr/jct/> свободный (дата обращения: 24.08.2013).
4. HEVC Test Model HM v. 11.0 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://hevc.hhi.fraunhofer.de/svn/svn\\_HEVCSoftware/tags/HM-11.0/](https://hevc.hhi.fraunhofer.de/svn/svn_HEVCSoftware/tags/HM-11.0/) свободный (дата обращения: 24.08.2013).
5. Elecard HEVC Analyzer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.elecard.com/en/products/professional/analysis/hevc-analyzer.html> свободный (дата обращения: 24.08.2013).

**Пономарев Олег Геннадьевич**

Ст. науч. сотрудник лаборатории обработки и трансляции мультимедийных данных Института инноватики (ЛО и ТМД ИИ) ТУСУРа, доцент каф. радиофизики НИ ТГУ  
Тел.: 8-906-947-7608  
Эл. почта: Oleg.Ponomarev@elecard.ru

**Шарабайко Максим Павлович**

Мл. научн. сотрудник ЛО и ТМД ИИ ТУСУРа  
аспирант каф. вычислительной техники Института кибернетики НИ ТПУ  
Тел.: 8-953-918-1127  
Эл. почта: maxim.sharabayko@elecard.ru

Ponomarev O.G., Sharabayko M.P.

**The efficiency of nonlinear adaptive in H.265/HEVC video compression standard**

An overview of deblock and SAO post-filtering in H.265/HEVC video compression standard is presented. The experimental results show the influence of DBF and SAO on video compression features. The results are followed by DBF and SAO usage recommendations.

**Keywords:** HEVC, Video Compression, deblock filter, postfiltering.

УДК 621.391

А.В. Лемешко, Т.В. Вавенко

## Разработка и исследование потоковой модели адаптивной маршрутизации в программно-конфигурируемых сетях с балансировкой нагрузки

Предложена потоковая модель адаптивной маршрутизации для программно-конфигурируемых сетей с балансировкой нагрузки по двум критериям. В качестве первого использовался критерий оптимальности процесса балансировки нагрузки, который связан с работой сети в целом и сводился к минимизации коэффициента максимальной загрузки каналов телекоммуникационной сети. В качестве второго использовался критерий адаптации процесса балансировки нагрузки, выполнение которого связано с обеспечением равенства нулю контурных задержек пакетов для каждого трафика в отдельности. В результате исследования установлено, что использование предложенной модели позволяет улучшить среднюю многопутевую задержку пакетов от 10–16 до 35–39%, а также вероятность своевременной доставки на 17–63% по сравнению с ранее известными моделями маршрутизации. При этом гарантировалось равенство средних задержек вдоль множества рассматриваемых путей, что способствовало минимизации джиттера пакетов, обусловленного реализацией многопутевой стратегии маршрутизации.

**Ключевые слова:** программно-конфигурируемые сети, многопутевая маршрутизация, балансировка нагрузки, качество обслуживания, многопутевая задержка, трафик, коэффициент максимальной загруженности каналов связи, топология.

Огромное внимание ученых всего мира в отрасли телекоммуникаций направлено на развитие и реализацию концепции программно-конфигурируемых сетей (Software Defined Networks, SDN) [1], которая, по мнению своих разработчиков, должна эффективно дополнить и модернизировать многие существующие сетевые технологии. Главная отличительная черта SDN состоит в отделении управляющего уровня (control plane) от уровня передачи (forwarding data plane), что предполагает перенос ряда основных управляющих функций (задачи маршрутизации, балансировки нагрузки, мониторинга состояния узлов сети и др.) от операционных систем (ОС) узлов – маршрутизаторов и коммутаторов ТКС к сетевой ОС (рис. 1). Специальные серверы, периодически или по требованию собирая информацию про пропускные способности каналов связи, их текущую загруженность, средние задержки пакетов, а также длину очередей на интерфейсах узлов ТКС, обеспечивают адаптивное, а значит, более эффективное управление сетью, упрощенное администрирование сети, внедрение новых сервисов и приложений, что особенно важно в условиях возрастания объемов циркулирующего в сети трафика, количества мобильных пользователей, появления центров обработки данных (ЦОД) и облачных сервисов и др. [2, 3]. В то же время решение задач по управлению трафиком, которые реализуются в режиме реального времени (например, задачи обслуживания очередей на интерфейсах маршрутизаторов ТКС), целесообразно оставить под управлением ОС маршрутизаторов и коммутаторов ТКС.

Учитывая новизну концепции SDN, ее развитие и внедрение требуют усовершенствования существующих телекоммуникационных технологий и их адаптацию под новые условия. И в первую очередь это касается задач маршрутизации, которые в SDN решаются централизованно на специальных серверах, являющихся более производительными, чем традиционные IP-маршрутизаторы. Это позволяет использовать более эффективные и одновременно более сложные с вычислительной точки зрения протоколы маршрутизации. На сегодняшний день протоколы маршрутизации с целью удовлетворения растущих требований по качеству обслуживания (Quality of Service, QoS) свои классические функции (расчет маршрутов) расширяют в направлении поддержки дополнительных возможностей, среди которых балансировка нагрузки по каналам ТКС с реализацией многопутевой стратегии маршрутизации [2, 3]. Как показал проведенный анализ [4–6], обеспечение балансировки нагрузки на практике позволяет оптимизировать решение задачи маршрутизации и эффективно использовать ресурсы сети, в результате чего улучшаются значения ключевых показателей QoS.

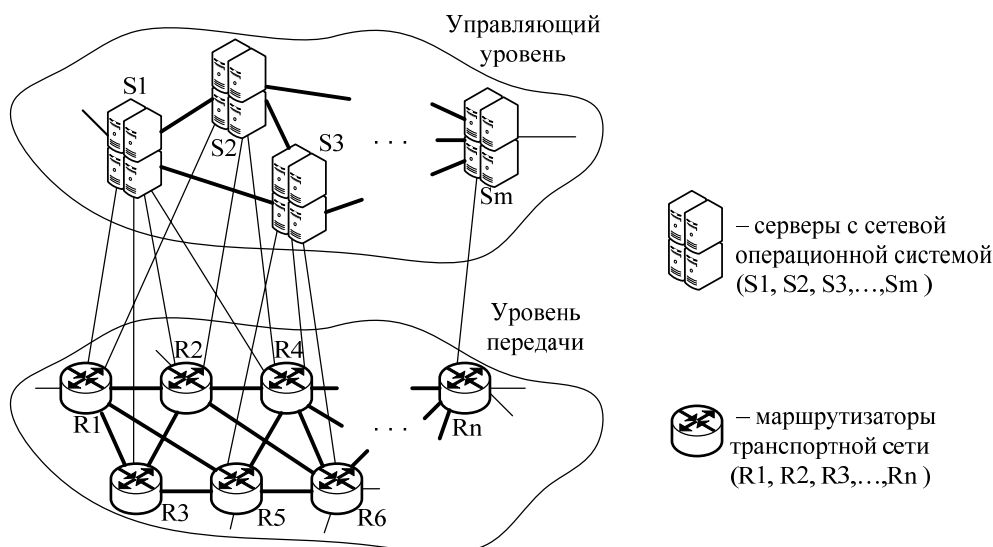


Рис. 1. Отделение управляющего уровня от уровня передачи в программно-конфигурируемых сетях

Эффективность балансировки нагрузки и достигаемое при этом качество обслуживания при решении задачи маршрутизации в ТКС в целом и в программно-конфигурируемых сетях в частности традиционно во многом зависит от адекватности математических моделей и методов, используемых при разработке соответствующих протоколов [4, 5]. Известно, что протоколы маршрутизации в ТКС основаны преимущественно на графовых моделях [6], в рамках которых заложена адаптация лишь к изменению топологии сети. Однако в рамках подобных моделей не учитывается потоковый характер трафика, циркулирующего в современных сетях, поэтому перспективным является переход к потоковым моделям маршрутизации, в рамках которых наряду с расчетом множества путей определяется порядок распределения по ним трафика пользователей. В результате проведенного анализа потоковых моделей многопутевой маршрутизации [6–12] замечено, что в их основу могут быть положены различные критерии оптимальности. В большинстве моделей маршрутизации критерий оптимальности связан, как правило, через маршрутную метрику с коэффициентом использования каналов связи (КС) сети, пропускными способностями КС или показателями QoS [6–12].

На данный момент наибольшее распространение получила модель маршрутизации с балансировкой нагрузки на основе оптимизационного критерия, основанного на минимизации максимальной загрузки каналов ТКС [7]. Однако, как показано в работе [10], в рамках данной модели далеко не всегда можно добиться максимально возможных показателей качества обслуживания. Поэтому актуальной с научной и практической точки зрения представляется задача, связанная с выбором критериев оптимальности и адаптации процесса балансировки нагрузки, непосредственно связанных с конкретными показателями QoS.

В данной работе предложена модель маршрутизации с балансировкой нагрузки с реализацией многопутевой стратегии маршрутизации, которая ориентирована на программно-конфигурируемые сети. Новизна модели заключается в том, что наряду с критерием оптимальности балансировки нагрузки, который связан с минимизацией максимальной загрузки каналов связи, предлагается использовать дополнительный критерий адаптации по средней многопутевой задержке, выполнение которого связано с обеспечением равенства нулю контурных задержек пакетов для каждого трафика в отдельности [11].

**Модель маршрутизации с балансировкой нагрузки.** За основу разработанной модели выбрана модель маршрутизации с балансировкой нагрузки по коэффициенту максимальной загрузки каналов телекоммуникационной сети, представленная в [7]. Пусть структура ТКС описывается с помощью графа  $G=(V,E)$ , где  $V$  – это множество вершин (маршрутизаторов сети);  $E$  – множество дуг (каналов сети). Для каждой дуги  $(i,j) \in E$  характерна ее пропускная способность  $c_{i,j}$ . Каждому трафику из множества  $K$  сопоставлен ряд параметров: пусть  $d_k, s_k, t_k$  – интенсивность  $k$ -го трафика, маршрутизатор-отправитель пакетов и маршрутизатор-получатель соответственно. Управ-

ляющей переменной служит величина  $x_{i,j}^k$ , которая характеризует долю  $k$ -го трафика, протекающего в канале  $(i,j) \in E$ . В соответствии с физикой решаемой задачи на переменные  $x_{i,j}^k$  накладываются следующие ограничения:

$$0 \leq x_{i,j}^k \leq 1. \quad (1)$$

Для учета возможных потерь пакетов на маршрутизаторах и в сети в целом в модели предусмотрено условие сохранения потока [12]:

$$\begin{cases} \sum_{j:(i,j) \in E} x_{i,j}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{j,i}^k (1 - p_{(j,i)}^k) = 0, k \in K, i \neq s_k, t_k, \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{i,j}^k = 1, k \in K, i = s_k, \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{j,i}^k (1 - p_{(i,j)}^k) = \varepsilon^k, k \in K, i = t_k, \end{cases} \quad (2)$$

где  $\varepsilon^k$  – доля интенсивности  $k$ -го трафика, обслуженного сетью;  $p_{(i,j)}^k$  – вероятность потерь пакетов  $k$ -го трафика на  $j$ -м интерфейсе  $i$ -го маршрутизатора по причине его перегрузки.

Для обеспечения управляемости процессом перегрузки каналов связи ТКС необходимо выполнить условия:

$$\sum_{k \in K} d_k x_{i,j}^k \leq \alpha c_{i,j}, \quad 0 \leq \alpha \leq 1, (i,j) \in E, \quad (3)$$

где  $\alpha$  – динамически управляемый порог максимальной загрузки каналов ТКС.

В ходе решения задачи маршрутизации в качестве первого критерия используется критерий оптимальности процесса балансировки нагрузки, который заключается в минимизации максимальной загрузки каналов ТКС:

$$\min \alpha. \quad (4)$$

С целью обеспечения одинаковых вдоль всех путей доставки пакетов  $k$ -го трафика средних задержек, а также для устранения контуров (петель) в рассчитываемых маршрутах обслуживания трафика контурные слагаемые по средним задержкам для каждого трафика  $k \in K$  приравняются к нулю:

$$\vec{\tau}^k = \begin{bmatrix} \tau_1^k \\ \tau_2^k \\ \vdots \\ \tau_r^k \end{bmatrix} = 0, \quad k \in K, \quad (5)$$

где  $\vec{\tau}^k$  – вектор контурных задержек, координаты  $\tau_i^k$  которого определяют алгебраическую сумму задержек вдоль каждого независимого контура с учетом ориентации дуг в графе, отображающем структуру ТКС, при передаче пакетов  $k$ -го трафика;  $r$  – количество независимых контуров. Условие (5) является вторым критерием в ходе решения задачи маршрутизации, который представлен в виде равенства [13] и представляет собой критерий адаптации по средней многопутевой задержке пакетов.

Чтобы определить количество независимых контуров, используется следующее выражение:

$$r = n - m + 1, \quad (6)$$

где  $n$  – количество каналов связи;  $m$  – количество узлов ТКС [12].

В рамках предлагаемой потоковой модели (1)–(5) задача поиска множества оптимальных путей сведена к задаче нелинейного программирования с критериями оптимальности (4) и адаптации (5) балансировки нагрузки при наличии ограничений (1)–(3). Выполнение критерия оптимальности балансировки нагрузки (4) позволяет получить минимальное значение коэффициента максимальной загрузки, что способствует эффективному использованию ресурсов сети. Достижение критерия адаптации балансировки нагрузки (5) обеспечивает выполнение условий равенства контурных за-

держек нулю, и это гарантирует, что средние задержки пакетов вдоль всех путей будут минимальны и равны между собой [12].

**Результаты исследования предложенной модели маршрутизации.** Как известно, каждому виду трафика в телекоммуникационных сетях характерен свой закон распределения интервалов поступления пакетов (таблица) [14, 15]. Трафику, циркулирующему в современных телекоммуникационных сетях с пакетной коммутацией, присущи свойства самоподобия, что включает в себя долговременные зависимости, медленно затухающую дисперсию, бесконечные моменты, распределение с «тяжелыми хвостами» (распределение Парето, Вейбулла, логонормальное распределение).

**Закон распределения интервалов поступления пакетов**

Тип трафика	Уровень ЭМВОС	Закон распределения	
		интервалов поступления	длин протокольных блоков
VoIP	Прикладной	Парето	Парето
FTP/TCP	Транспортный	Парето	Вейбулла, логонормальное
SMTP/TCP	Транспортный	Экспоненциальный	Экспоненциальный
HTTP/TCP	Транспортный	Парето	Логонормальное, Парето
IP	Сетевой	Парето	Парето
Ethernet	Канальный	Парето	Парето
ATM	Канальный	FARIMA	Детерминированный

Классической и довольно изученной моделью массового обслуживания является модель  $M/M/1/N$ , которая определяет систему с пуассоновским законом поступления пакетов в сеть и показательным законом их обслуживания, при этом объем буферного ресурса узлов ТКС ограничен [14, 15]:  $N$  – максимальное число пакетов, находящихся на интерфейсе маршрутизатора (в очереди и канале). Однако в рамках системы массового обслуживания  $M/M/1/N$  моделируются только SMTP/TCP-потоки (см. таблицу), а решения при самоподобном трафике дают большую погрешность.

В ряде важных случаев используют систему массового обслуживания  $M/D/1/N$  с экспоненциальным законом поступления пакетов и постоянным временем их обслуживания, которая характеризуется постоянной длиной поступающих пакетов, что свойственно лишь для отдельных технологий телекоммуникационных сетей, например ATM (Asynchronous Transfer Mode) [15].

Расчет показателей качества обслуживания трафика со свойством самоподобия, например потоков Ethernet, IP, FTP, HTTP и др., производится в рамках системы массового обслуживания  $fBM/M/1/N$ , которая моделирует поступающий в систему поток с характеристиками фрактального броуновского движения [16]. С этой целью вводится дополнительная функция, зависящая от некоторого коэффициента самоподобия  $H$  (коэффициент Херста), причем при  $H=0,5$  свойство самоподобия отсутствует, а при увеличении этого коэффициента до единицы влияние самоподобности нагрузки усиливается. Для расчета средней длины очереди на интерфейсе маршрутизатора ТКС  $\bar{n}_{i,j}$ , средней задержки пакетов  $\tau_{i,j}$  в канале  $(i,j) \in E$  (согласно формуле Литтла) и вероятности потерь пакетов  $p_{i,j}$  из-за переполнения буфера в рамках модели  $fBM/M/1/N$  используются формулы [16]:

$$\bar{n}_{i,j} = \frac{\frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H) \left\{ 1 - (N+1) \left[ \frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H) \right]^N \right\} + N \left[ \frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H) \right]^{N+1}}{1 - \left[ \frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H) \right]^{N+2}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H)} - \frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H), \quad (7)$$

$$\tau_{i,j} = \frac{\bar{n}_{i,j} + \frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H)}{f(H) \cdot \sum_{k \in K} x_{i,j}^k \cdot d_k} + \frac{1}{c_{i,j}} = \frac{1}{\pi c_{i,j}} \cdot \frac{\left\{ 1 - (N+1) \left[ \frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H) \right]^N \right\} + N \left[ \frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H) \right]^{N+1}}{1 - \left[ \frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H) \right]^{N+2}} + \frac{1}{c_{i,j}}, \quad (8)$$

$$p_{i,j} = \frac{1 - \frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H)}{1 - \left[ \frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H) \right]^{N+2}} \left[ \frac{\rho_{i,j}}{\pi} f(H) \right]^{N+1}, \quad (9)$$

где  $\rho_{i,j} = \frac{\sum_{k=1}^K x_{i,j}^k \cdot d_k}{c_{i,j}}$  – коэффициент загрузки канала  $(i,j) \in E$ ;  $f(H)$  – функция, которая учитывает самоподобный характер поступающего в ТКС трафика;  $\pi$  – вероятность отсутствия повторной передачи пакетов, которая возникает, например, когда пакет обслуживался в сети в рамках решений TCP/RED (Transmission Control Protocol/Random Early Detection).

Чтобы оценить качество конечных решений, воспользуемся таким важным показателем QoS, как средняя многопутевая задержка. Средняя задержка пакетов  $\tau(m_l)$  вдоль пути  $m_l$  из множества путей  $M = \{m_1, m_2, \dots, m_l, \dots, m_L\}$ , где  $L$  – количество путей между маршрутизатором-отправителем и маршрутизатором-получателем, определяется по формуле

$$\tau(m_l) = \sum_{(i,j) \in m_l} \bar{\tau}_{i,j}.$$

Расчет межконцевой многопутевой задержки произведем при помощи выражения [15]

$$T(M) = \max_{m_l \in M} \{\tau(m_l)\}, \quad (10)$$

а расчет межконцевой вероятности доставки пакетов  $k$ -го трафика

$$p^k = \sum_{l=1}^L \left( x^k(m_l) \cdot \prod_{(i,j) \in m_l} (1 - p_{i,j}) \right), \quad (11)$$

где  $x^k(m_l)$  – доля  $k$ -го трафика, протекающего в пути  $m_l$ .

Оценка джиттера пакетов, вызванного реализацией многопутевой стратегии маршрутизации, т.е. разница в значениях средних задержек пакетов вдоль разных путей, будет произведена при помощи формулы [17]

$$J(M) = \max_{m_l \in M} \{\tau(m_l)\} - \min_{m_l \in M} \{\tau(m_l)\}. \quad (12)$$

В ходе исследования предложенной модели был проведен ее сравнительный анализ с ранее известными моделями маршрутизации. В качестве первой модели (модель 1) была выбрана модель маршрутизации с балансировкой нагрузки по критерию, связанному с минимизацией коэффициента максимального использования каналов ТКС, соответствующая технологии Traffic Engineering [7, 8]. В качестве второй модели, подлежащей сравнению (модель 2), выбрана модель маршрутизации с балансировкой нагрузки по критерию, основанному на минимизации взвешенной суммы длин очередей на интерфейсах маршрутизаторов в ТКС [9]. Особенности решения задачи маршрутизации в рамках предложенной модели (модель 3) и сравнение ее с ранее известными продемонстрированы на примере структуры ТКС, представленной на рис. 2. На дугах графа указаны (сверху вниз) пропускная способность канала связи ( $1/c$ ), интенсивность обслуживаемого трафика ( $1/c$ ) и средняя задержка пакетов ( $c$ ) (например, при интенсивности поступающего в сеть трафика 200 1/с). Структура ТКС состоит из шести каналов связи и пяти узлов. В результате расчета получено следующее множество независимых путей между узлом-отправителем 1 и узлом-получателем 5:

- 1) узел 1 – узел 2 – узел 5;
- 2) узел 1 – узел 3 – узел 4 – узел 5;
- 3) узел 1 – узел 2 – узел 4 – узел 5.

В структуре ТКС (рис. 2) содержится два независимых контура ( $r=2$ ). Рассматривается однопродуктовый случай, когда в ТКС на обслуживание поступает один трафик ( $k=1$ ). Для наглядности индекс  $k$  далее опустим. Тогда условия (5) принимают следующий вид:

$$\tau_1 = \tau_{1,2} + \tau_{2,4} - \tau_{3,4} - \tau_{1,2} = 0;$$

$$\tau_2 = \tau_{2,5} - \tau_{4,5} - \tau_{2,4} = 0.$$

Так как пропускная способность в направлении от узла 1 до узла 5 равняется 450 1/с, в сеть поступал трафик интенсивностью от 200 до 370 1/с, чтобы проанализировать процесс решения задачи маршрутизации для различных случаев загруженности сети. В качестве примера максимальное число пакетов, находящихся на интерфейсе маршрутизатора, равнялось десяти ( $N = 10$ ). Для определения функции  $f(H)$  был использован, например, линейный закон  $f(H) = 2H$ , тогда значения данной функции для трафика со свойством самоподобия (с коэффициентом Херста  $H = 0,75$ ) был равен 1,5 [16]. Пусть на интерфейсах маршрутизаторов ТКС настроен алгоритм произвольного раннего отбрасывания пакетов RED, и его знаменатель граничной вероятности по умолчанию принимал свое максимальное значение 10, т.е. процент отброшенных пакетов будет ограничен величиной 10%. В связи с этим вероятность отсутствия повторной передачи  $\pi$  будет не меньше 0,9.

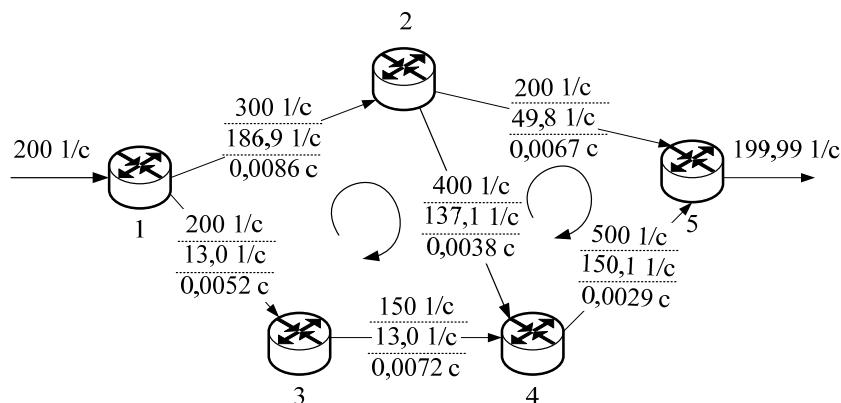


Рис. 2. Пример структуры телекоммуникационной сети

В результате решения задачи маршрутизации обеспечено выполнение условий (5). Например, при интенсивности поступающего в сеть трафика 200 1/с получены следующие значения контурных задержек (см. рис. 2):

$$\tau_1 = 0,0086 + 0,0038 - 0,0073 - 0,0052 = 0 \text{ с}; \quad \tau_2 = 0,0067 - 0,0029 - 0,0038 = 0 \text{ с}.$$

Кроме того, в результате решения задачи маршрутизации в рамках предлагаемой модели средние задержки пакетов вдоль независимых путей были равны между собой. Например, в рассматриваемом случае при интенсивности поступающего в сеть трафика 200 1/с средние задержки вдоль путей передачи пакетов от узла-отправителя 1 к узлу-получателю 5 одинаковы и равны 0,0153 с.

На рис. 3 показаны результаты сравнительного анализа значений показателей качества обслуживания при решении задачи маршрутизации в зависимости от интенсивности поступающего в сеть трафика: по межконцевой многопутевой задержке (рис. 3, а); по межконцевой вероятности доставки пакетов (рис. 3, б); по джиттеру пакетов, вызванного реализацией многопутевой стратегии маршрутизации (рис. 3, в).

В ходе анализа полученных результатов установлено, что при решении задачи многопутевой маршрутизации с балансировкой нагрузки в рамках предложенной модели (1)–(5) выигрыш по средней многопутевой задержке составил 17–23 % по сравнению с решением в рамках модели 2 и 35–47% по сравнению с решением в рамках модели 1 (см. рис. 3, а). Однако при решении задачи маршрутизации в рамках предложенной модели наблюдалось незначительное ухудшение значений вероятности доставки пакетов (на 0,1–1 %) по сравнению со значениями, полученными в рамках модели 1 (см. рис. 3, б). При анализе джиттера пакетов, вызванного реализацией многопутевой стратегии маршрутизации, замечено, что так как средние задержки пакетов вдоль всего множества путей, рассчитанные в рамках предложенной модели, были равны между собой, то многопутевой джиттер пакетов приблизительно равен нулю (см. рис. 3, в). Для других сравниваемых моделей он был равен в среднем 7–10 мс (модель 1) и 21–40 мс (модель 2).

При решении задачи маршрутизации для других исходных данных (сетевых структур и пропускных способностей КС) наблюдалась та же закономерность: значения многопутевой задержки, полученные в рамках предложенной модели, были улучшены в среднем от 10–19 до 35–48% по сравнению со значениями, полученными в рамках ранее известных моделей маршрутизации – модели 1 и 2, причем вероятность доставки пакетов существенно не изменялась. Было установлено, что выигрыш по средней многопутевой задержке возрастал с увеличением размерности и связности ТКС.



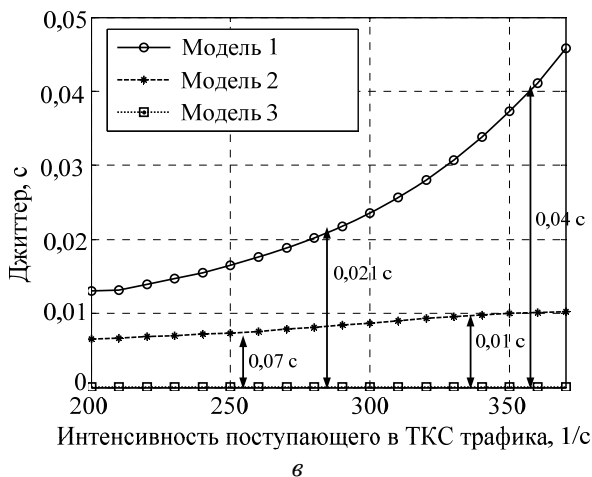
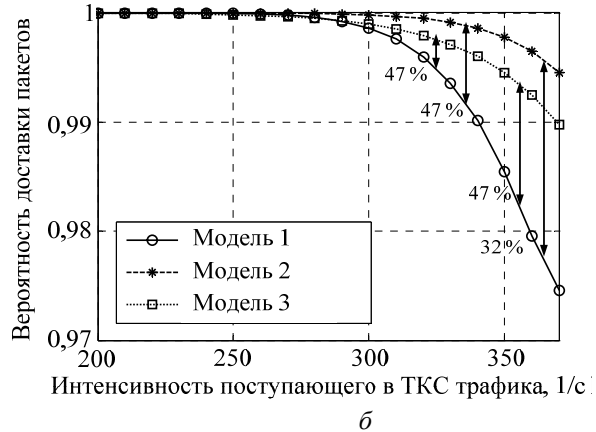
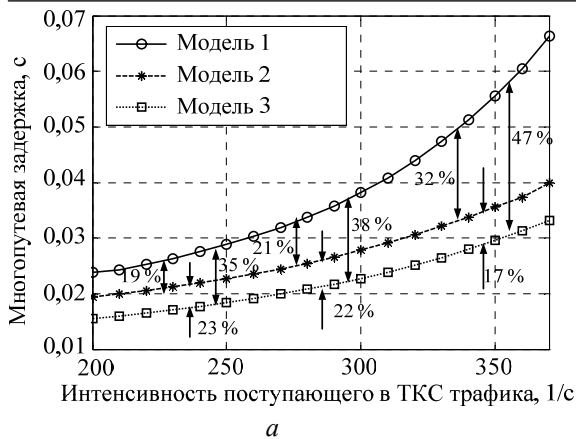


Рис. 3. Результаты сравнительного анализа решения задачи маршрутизации по основным QoS-показателям в рамках различных моделей:  
 а – средняя межконцевая многопутевая задержка пакетов;  
 б – межконцевая вероятность доставки пакетов;  
 в – джиттер пакетов, вызванный реализацией многопутевой стратегии маршрутизации

Кроме того, проведен сравнительный анализ решений по такому важному показателю, как вероятность своевременной доставки, под которой подразумевалась вероятность того, что средняя межконцевая многопутевая задержка (10) будет не больше допустимого значения. На рис. 4 показаны результаты оценки вероятности своевременной доставки для некоторых значений интенсивности поступающего в сеть трафика: при интенсивности 200 1/с (рис. 4, а) и при интенсивности 300 1/с (рис. 4, б).

Согласно Рекомендации ITU-T Y.1541 [2] допустимое значение коэффициента потерь IP пакетов при передаче трафика, для которого необходимо обеспечить класс качества обслуживания от 0 до 4 (приложения реального времени, транзакции данных), ограничено значением 0,001 [3].

Таким образом, допустимая вероятность своевременной доставки составляет 0,999.

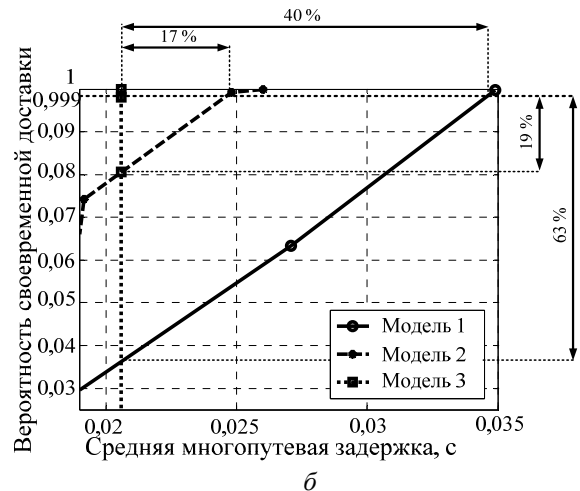
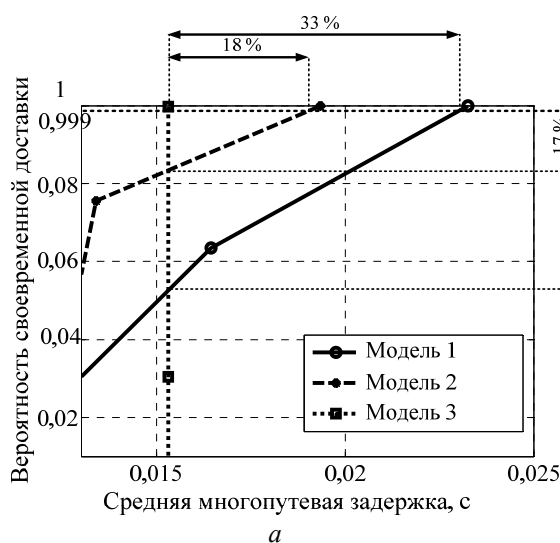


Рис. 4. Результаты сравнения вероятности своевременной доставки при решении задачи маршрутизации в рамках различных моделей: а – при интенсивности поступающего в сеть трафика 200 1/с; б – при интенсивности поступающего в сеть трафика 300 1/с

При анализе результатов оценки вероятности своевременной доставки пакетов установлено, что наименьшее значение средней многопутевой задержки получено при решении задачи маршрутизации именно в рамках предлагаемой модели. Выигрыш по средней многопутевой задержке при вероятности своевременной доставки равной 0,999, полученный при решении задачи маршрутизации в рамках предлагаемой модели, по сравнению с решением в рамках модели 2 составил 12–14%, и по сравнению с решением в рамках модели 3 – 33–38%. Вероятность своевременной доставки при решении задачи маршрутизации в рамках предлагаемой модели по сравнению с решениями, полученными в рамках моделей 2 и 3, была улучшена до 17–19 и 47–63 % соответственно. Значения вероятности своевременной доставки при решении задачи маршрутизации в рамках предлагаемой модели меняется скачкообразно (при средней многопутевой задержке 0,0155 с (см. рис. 4, а) и 0,0205 с (см. рис. 4, б), а не плавно, что наблюдается при решении задачи маршрутизации в рамках других моделей. Это связано с тем, что средние задержки вдоль путей передачи трафика равны между собой, поэтому вероятность передачи пакета за допустимое время равняется либо единице, либо нулю.

**Заключение.** В работе предложена потоковая модель адаптивной маршрутизации для программно-конфигурируемых сетей с балансировкой нагрузки. Новизна модели состоит в том, что балансировка нагрузки осуществляется одновременно по двум критериям. В качестве первого критерия, который введен в целевую функцию, используется коэффициент максимальной загрузки каналов ТКС. В качестве второго критерия, который был введен при помощи дополнительных ограничений, использовался критерий адаптации процесса балансировки нагрузки, выполнение которого связано с обеспечением равенства нулю контурных задержек пакетов для каждого трафика в отдельности.

Проведено исследование предложенной модели путем ее сравнения с ранее известными решениями. Установлено, что использование предложенной модели позволяет улучшить значения многопутевой задержки в среднем от 10–19 до 35–48%. Вероятность доставки пакетов при решении задачи маршрутизации в рамках предложенной модели оставалась практически на уровне значений полученных в рамках ранее известных моделей. Кроме этого, полученные в результате решения задачи маршрутизации одинаковые значения средних задержек вдоль путей способствуют минимизации джиттера пакетов, обусловленного реализацией многопутевой стратегии маршрутизации. Выигрыш по средней многопутевой задержке при вероятности своевременной доставки, равной 0,999, полученный при решении задачи маршрутизации в рамках предлагаемой модели, по сравнению с решением в рамках других моделей составил 12–38% в зависимости от интенсивности поступающего в сеть трафика.

Реализация предложенной модели на практике целесообразна именно в программно-конфигурируемых сетях, в которых некоторое усложнение процесса расчета может быть компенсировано более высокой производительностью серверов сетевой ОС по сравнению с классическими IP-маршрутизаторами.

#### *Литература*

1. Смелянский Р.Л. Программно-конфигурируемые сети – основа Интернета нового поколения // Сборник материалов 2-й Всероссийской научно-технической конференции «Суперкомпьютерные технологии (СКТ-2012)». – Ростов н/Д: Южный фед. у-т, 2012. – С. 321–329.
2. Y.1541. ITU-T. Recommendation Y.1541: Global information infrastructure, internet protocol aspects and next-generation networks // ITU-T. – Geneva, 2011. – 66 p [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.itu.int/rec/T-REC-Y.1541-201112-I/en>, свободный (дата обращения: 16.07.2013).
3. Вегешна Ш. Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 386 с.
4. Остерлох Х. Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. – СПб.: ВНУ, 2002. – 512 с.
5. Medhi D. Network routing: algorithms, protocols, and architectures / D. Medhi, K. Ramasamy. – Morgan Kaufmann: Elsevier Digital Press, 2007. – 788 p.
6. Лемешко О.В. Результати порівняльного аналізу поточкових моделей маршрутизації в телекомунікаційних мережах / О.В. Лемешко, О.А. Дробот, Д.В. Симоненко // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. – 2007. – Вип. 1(13). – С. 66–69.
7. Méridol P. Improving Load Balancing with Multipath Routing / P. Méridol, J. Pansiot, S. Catejoil // Proc. of the 17-th International Conference on Computer Communications and Networks, IEEE ICCCN 2008. – 2008. – P. 54–61.

8. Overview and principles of internet traffic engineering, RFC 3272 / D. Awduche, A. Chiu, A. Elwalid., I. Widjaja, X. Xiao. – 2002 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://tools.ietf.org/html/rfc3272>, свободный (дата обращения: 16.17.2013).
9. Стерин В.Л. Маршрутизация с балансировкой нагрузки по длине очереди на узлах телекоммуникационной сети / В.Л. Стерин, Т.В. Вавенко, Д.М. Еферов // Вестник НТУ «ХПИ». тем. сборник «Новые решения в современных технологиях». – Вып. 16. – Харьков: Изд-во НТУ «ХПИ», 2013. – С. 45–49.
10. Лемешко А.В. Усовершенствование потоковой модели многопутевой маршрутизации на основе балансировки нагрузки / А.В. Лемешко, Т.В. Вавенко // Проблемы телекоммуникаций. – 2012. – № 1 (6). – С. 12–29 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://pt.journal.kh.ua/2012/1/1/121\\_lemeshko\\_multipath.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2012/1/1/121_lemeshko_multipath.pdf), свободный (дата обращения: 16.07.2013).
11. Евсева О.Ю., Гаркуша С.В. Обзор технологических и теоретических решений в области маршрутизации на основе качества обслуживания / О.Ю. Евсева, С.В. Гаркуша // Проблемы телекоммуникаций. – 2012. – № 3 (8). – С. 24–46 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://pt.journal.kh.ua/2012/3/1/123\\_evseeva\\_review.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2012/3/1/123_evseeva_review.pdf), свободный (дата обращения: 16.07.2013).
12. Лемешко А.В. Тензорная модель многопутевой маршрутизации агрегированных потоков с резервированием сетевых ресурсов, представленная в пространстве с кривизной // Праці УНДІРТ. – Видання УНДІРТ, 2004. – Вип. №4 (40). – С. 12–18.
13. Растрингин Л.А. Адаптация сложных систем. – Рига: Зинатне, 198. – 375 с.
14. Симонина О.А. Характеристики трафика в сетях IP / О.А. Симонина, Г.Г. Яновский // Труды учебных заведений связи. – 2004. – № 177. – С. 8–14.
15. Крылов В.В. Теория телетрафика и ее приложения / В.В. Крылов, С.С. Самохвалова. – СПб.: БХВ, 2005. – 288 с.
16. Петров М.Н. Самоподобие в системах массового обслуживания с ограниченным буфером / М.Н. Петров, Д.Ю. Пономарев // Электросвязь. – 2002. – №2. – С.35–39.
17. Morton A. Packet Delay Variation Applicability Statement. RFC 5481/ A. Morton, B.Claise. – 2009 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://tools.ietf.org/html/rfc5481>, свободный (дата обращения: 16.07.2013).

---

**Лемешко Александр Витальевич**

Профессор каф. телекоммуникационных систем

Харьковского национального университета радиоэлектроники (ХНУРЭ)

Тел.: 8 (057) 7-02-13-20

Эл. почта: [lemeshko@journal.kh.ua](mailto:lemeshko@journal.kh.ua)**Вавенко Татьяна Васильевна**

Аспирант каф. телекоммуникационных систем ХНУРЭ

Тел.: 8 (057) 7-02-13-20

Эл. почта: [tv\\_vavenko@mail.ru](mailto:tv_vavenko@mail.ru)

Lemeshko A.V., Vavenko T.V.

**Development and research of the flow model of adaptive routing in the software-defined networks with load balancing**

The paper presents the flow model of adaptive routing in the software-defined network with load balancing on two criteria. The first one is the optimality criterion of the load balancing process that is associated with the work of the network as a whole and is to minimize the ratio of links maximum load of telecommunications network. The second criterion was used to adapt the process of load balancing, performance is linked to equality zero contour of packet delay for each traffic separately. The study found that the use of the proposed model can improve the average multipath packet delay from 10–16 to 35–39%, and the probability of timely delivery by 17–63% compared with the previously known models of routing. At the same time the equality of the average delays is guaranteed along multiple paths calculated, thereby minimizing packet jitter caused by the implementation of multipath routing strategies.

**Keywords:** software-defined network, multipath routing, load balancing, quality of service, multipath delay, traffic, the coefficient of the maximum link utilization, topology.

УДК 519.872

А.Н. Моисеев, А.А. Назаров

## Асимптотический анализ высокоинтенсивного полумарковского потока событий

Представлено исследование высокоинтенсивного полумарковского потока событий. Показано, что для рассматриваемого потока распределение вероятностей числа событий, наступивших за фиксированный интервал времени, при условии неограниченного роста интенсивности потока может быть аппроксимировано нормальным распределением. В работе получены параметры этого распределения.

**Ключевые слова:** высокоинтенсивный поток событий, полумарковский поток, асимптотический анализ.

Одним из базовых элементов систем и сетей массового обслуживания [1] является входящий поток заявок. Современные телекоммуникационные сети и системы распределенной обработки информации [2] предполагают высокую пропускную способность каналов передачи информации. Таким образом, в этих системах количество пакетов данных, поступающих на обработку в единицу времени, очень высоко. В терминах теории массового обслуживания в таких случаях говорят о высокой интенсивности [3] входящего потока. В частности, в работе [2] модель высокоинтенсивного потока применяется для моделирования потока входящих сообщений многофазной системы распределенной обработки данных.

В работах [3–5] были изучены свойства высокоинтенсивных рекуррентных, ММРР- и МАР-потоков. В настоящей же работе представлен анализ свойств высокоинтенсивного полумарковского (Semi-Markovian, или SM-) потока как наиболее общей модели потоков событий.

**Математическая модель.** Рассмотрим полумарковский поток однородных событий, заданный следующим образом. Пусть  $\{\xi_n, \tau_n\}$  – стационарный двумерный марковский процесс с дискретным временем [6]. Здесь  $\xi_n$  – дискретная компонента, принимающая значения от 1 до  $K$ ,  $\tau_n$  – непрерывная компонента, принимающая неотрицательные значения. Будем полагать, что эволюция процесса определяется элементами так называемой полумарковской матрицы  $\mathbf{A}(x) = \{A_{kv}\}_{k,v=1,K}$  следующим образом:

$$A_{kv}(x) = P\left\{\xi_{n+1} = v, \tau_{n+1} < \frac{x}{N} \mid \xi_n = k\right\}.$$

Здесь  $N$  – некоторая большая величина, которая введена искусственно, чтобы явным образом подчеркнуть малость величин  $\tau_n$ . В теоретических исследованиях будем полагать  $N \rightarrow \infty$  и, таким образом,  $\tau_n \rightarrow 0$ . На практике полученные результаты можно использовать для аппроксимации соответствующих величин при достаточно больших значениях  $N$  (в условии высокой интенсивности потока).

Пусть в момент времени  $t_0 = 0$  произошло изменение состояния процесса  $\{\xi_n, \tau_n\}$ . Последовательность моментов времени  $t_n$ , определяемая рекуррентным выражением  $t_{n+1} = t_n + \tau_{n+1}$  для  $n = 0, 1, \dots$ , называется полумарковским потоком случайных событий, определяемым полумарковской матрицей  $\mathbf{A}(x)$ . Процесс  $\xi_n = \xi(t_n)$  называют вложенной в полумарковский поток цепью Маркова.

Поскольку средняя длина интервалов  $\tau_n$  обратно пропорциональна  $N$ , то при  $N \rightarrow \infty$  интенсивность наступления событий в таком потоке будет неограниченно расти. Такой поток событий будем называть *высокоинтенсивным полумарковским*, или *HISM-потоком* (от High-Intensive Semi-Markovian). Ставится задача нахождения числа событий  $m(t)$ , наступивших в этом потоке в течение интервала времени  $(0, t)$ .

**Вывод уравнений Колмогорова.** Пусть  $z(t)$  – длина интервала времени от момента  $t$  до момента наступления следующего события в потоке;  $k(t)$  – случайный процесс, значения которого на каждом из интервалов  $[t_n, t_{n+1})$ ,  $n = 0, 1, \dots$  постоянны и равны  $\xi_n$ . Тогда многомерный случайный процесс  $\{k(t), m(t), z(t)\}$  будет марковским [7]. Введем обозначение:

$$P(k, m, z, t) = P\left\{k(t) = k, m(t) = m, z(t) < \frac{z}{N}\right\}.$$

Получим систему дифференциальных уравнений Колмогорова для этого распределения. Согласно формуле полной вероятности имеем

$$P(k, m, z, t + \Delta t) = P(k, m, z + N\Delta t, t) - P(k, m, N\Delta t, t) + \sum_{v=1}^K P(v, m-1, N\Delta t, t) A_{vk}(z) + o(\Delta t).$$

Отсюда для  $k = \overline{1, K}$  получаем дифференциальные уравнения

$$\frac{1}{N} \frac{\partial P(k, m, z, t)}{\partial t} = \frac{\partial P(k, m, z, t)}{\partial z} - \frac{\partial P(k, m, 0, t)}{\partial z} + \sum_{v=1}^K \frac{\partial P(k, m-1, 0, t)}{\partial z} A_{vk}(z) \quad (1)$$

при начальных условиях

$$P(k, m, z, 0) = \begin{cases} \sum_{v=1}^K A_{kv}(z), & \text{если } m = 0, \\ 0, & \text{если } m > 0. \end{cases}$$

Обозначим через  $R_k(z)$  совместное стационарное распределение двумерного марковского процесса  $\{k(t), z(t)\}$ :

$$\sum_{m=0}^{\infty} P(k, m, z, 0) = P\left\{k(t) = k, z(t) < \frac{z}{N}\right\} = R_k(z).$$

Просуммируем уравнения (1) по  $m$  от 0 до  $\infty$ , при  $t = 0$  получаем

$$0 = R'_k(z) - R'_k(0) + \sum_{v=1}^K R'_v(0) A_{vk}(z).$$

Обозначим вектор-строку  $\mathbf{R}(z) = \{R_1(z), \dots, R_K(z)\}$ , тогда предыдущее уравнение запишется в виде

$$\mathbf{R}'(z) + \mathbf{R}'(0)[\mathbf{A}(z) - \mathbf{I}] = \mathbf{0}. \quad (2)$$

Отсюда получаем матричное дифференциальное уравнение относительно функции  $\mathbf{R}(z)$ :

$$\mathbf{R}'(z) = \mathbf{R}'(0)[\mathbf{I} - \mathbf{A}(z)], \quad (3)$$

граничное условие для которого при  $z \rightarrow \infty$  имеет вид

$$\mathbf{R}'(0) = \lambda \mathbf{r}, \quad (4)$$

где  $\lambda$  – некоторый коэффициент, вектор-строка  $\mathbf{r}$  есть стационарное распределение состояний вложенной цепи Маркова. Этот вектор является решением уравнения Колмогорова  $\mathbf{r} = \mathbf{r} \cdot \mathbf{P}$ , где  $\mathbf{P} = \lim_{z \rightarrow \infty} \mathbf{A}(z)$  есть стохастическая матрица, определяющая вероятности переходов вложенной цепи

Маркова.

Таким образом, решение уравнения (3) имеет вид

$$\mathbf{R}(z) = \int_0^z \mathbf{R}'(0)[\mathbf{I} - \mathbf{A}(x)] dx. \quad (5)$$

Пусть  $\mathbf{R} = \mathbf{R}(\infty)$  есть стационарное распределение значений полумарковского процесса  $k(t)$ , тогда при  $z \rightarrow \infty$  из (5) получаем

$$\mathbf{R} = \int_0^{\infty} \mathbf{R}'(0)[\mathbf{I} - \mathbf{A}(x)] dx = \lambda \int_0^{\infty} \mathbf{r}[\mathbf{I} - \mathbf{A}(x)] dx = \lambda \mathbf{r} \int_0^{\infty} [\mathbf{P} - \mathbf{A}(x)] dx = \lambda \mathbf{r} \mathbf{A}, \quad (6)$$

где  $\mathbf{A}$  – матрица с элементами  $A_{kv} = \int_0^{\infty} [P_{kv} - A_{kv}(x)] dx$ . Умножая левую и правую части равенства (6)

на единичный вектор-столбец  $\mathbf{E}$ , получим

$$\mathbf{R}\mathbf{E} = \mathbf{1} = \lambda \mathbf{r}\mathbf{A}\mathbf{E},$$

откуда находим значение коэффициента  $\lambda$ :

$$\lambda = \frac{1}{\mathbf{r}\mathbf{A}\mathbf{E}}. \quad (7)$$

Введем обозначение  $H(k,u,z,t) = \sum_{m=0}^{\infty} e^{jum} P(k,m,z,t)$ , где  $j = \sqrt{-1}$  – мнимая единица, а  $u$  – некоторая переменная. Умножая (1) на  $e^{jum}$  и суммируя по  $m$  от 0 до  $\infty$ , получаем

$$\frac{1}{N} \frac{\partial H(k,u,z,t)}{\partial t} = \frac{\partial H(k,u,z,t)}{\partial z} - \frac{\partial H(k,u,0,t)}{\partial z} + \sum_{v=1}^K e^{ju} \frac{\partial H(k,u,0,t)}{\partial z} A_{vk}(z).$$

С учетом обозначения в виде вектор-строки  $\mathbf{H}(u, z, t) = \{H(1, u, z, t), \dots, H(K, u, z, t)\}$  данное уравнение примет вид

$$\frac{1}{N} \frac{\partial \mathbf{H}(u,z,t)}{\partial t} = \frac{\partial \mathbf{H}(u,z,t)}{\partial z} + \frac{\partial \mathbf{H}(u,0,t)}{\partial z} [e^{ju} \mathbf{A}(z) - \mathbf{I}]. \quad (8)$$

Дифференциальное матричное уравнение (8) будем решать асимптотически методом [8] в условии неограниченно растущей интенсивности  $\lambda N$  рассматриваемого полумарковского потока, т.е. при  $N \rightarrow \infty$ .

**Асимптотика первого порядка.** Введем обозначения

$$\frac{1}{N} = \varepsilon, \quad u = \varepsilon w, \quad \mathbf{H}(u,z,t) = \mathbf{F}_1(w,z,t,\varepsilon).$$

Из (8) получим

$$\varepsilon \frac{\partial \mathbf{F}_1(w,z,t,\varepsilon)}{\partial t} = \frac{\partial \mathbf{F}_1(w,z,t,\varepsilon)}{\partial z} + \frac{\partial \mathbf{F}_1(w,0,t,\varepsilon)}{\partial z} [e^{jw\varepsilon} \mathbf{A}(z) - \mathbf{I}]. \quad (9)$$

*Теорема 1.* Асимптотическое решение  $\mathbf{F}_1(w,z,t) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \mathbf{F}_1(w,z,t,\varepsilon)$  уравнения (9) имеет вид

$$\mathbf{F}_1(w,z,t) = \mathbf{R}(z) e^{jw\lambda t}, \quad (10)$$

где  $\mathbf{R}(z)$  определяется выражением (5).

*Доказательство.* Выполним в (9) предельный переход  $\varepsilon \rightarrow 0$ , получим уравнение

$$0 = \frac{\partial \mathbf{F}_1(w,z,t)}{\partial z} + \frac{\partial \mathbf{F}_1(w,0,t)}{\partial z} [\mathbf{A}(z) - \mathbf{I}],$$

которое имеет вид, аналогичный (2). Следовательно, функцию  $\mathbf{F}_1(w, z, t)$  можно представить в виде

$$\mathbf{F}_1(w,z,t) = \mathbf{R}(z) \Phi_1(w,t), \quad (11)$$

где  $\Phi_1(w, t)$  – некоторая скалярная функция.

Выполним в (9) предельный переход  $z \rightarrow \infty$  и просуммируем все компоненты этого уравнения (для этого умножим справа обе его части на единичный вектор-столбец  $\mathbf{E}$ ). Получим

$$\varepsilon \frac{\partial \mathbf{F}_1(w,\infty,t,\varepsilon)}{\partial t} \mathbf{E} = \frac{\partial \mathbf{F}_1(w,0,t,\varepsilon)}{\partial z} [e^{j\varepsilon w} \mathbf{P} - \mathbf{I}] \mathbf{E}.$$

Подставим сюда выражение (11), воспользуемся разложением  $e^{j\varepsilon w} = 1 + j\varepsilon w + O(\varepsilon^2)$ , поделим обе части на  $\varepsilon$  и произведем предельный переход  $\varepsilon \rightarrow 0$ :

$$\frac{\partial \Phi_1(w,t)}{\partial t} \mathbf{R} \mathbf{E} = jw \mathbf{R}'(0) \mathbf{P} \mathbf{E} \Phi_1(w,t),$$

откуда с учетом (4) получаем дифференциальное уравнение относительно функции  $\Phi_1(w, t)$ :

$$\frac{\partial \Phi_1(w,t)}{\partial t} = jw\lambda \Phi_1(w,t).$$

Решая это уравнение при начальном условии  $\Phi_1(w, 0) = 1$ , получаем решение

$$\Phi_1(w,t) = e^{jw\lambda t}.$$

Подставим это выражение в (11), получим (10). *Теорема доказана.*

**Асимптотика второго порядка.** Выполним в (8) замену  $\mathbf{H}(u,z,t) = \mathbf{H}_2(u,z,t) e^{ju\lambda N t}$ :

$$\frac{1}{N} \frac{\partial \mathbf{H}_2(u,z,t)}{\partial t} + ju\lambda \mathbf{H}_2(u,z,t) = \frac{\partial \mathbf{H}_2(u,z,t)}{\partial z} + \frac{\partial \mathbf{H}_2(u,0,t)}{\partial z} [e^{ju} \mathbf{A}(z) - \mathbf{I}]. \quad (12)$$

Введем обозначения

$$\frac{1}{N} = \varepsilon^2, \quad u = \varepsilon w, \quad \mathbf{H}_2(u,z,t) = \mathbf{F}_2(w,z,t,\varepsilon). \quad (13)$$

Тогда (12) переписывается в виде

$$\varepsilon^2 \frac{\partial \mathbf{F}_2(w, z, t, \varepsilon)}{\partial t} + j\varepsilon w \lambda \mathbf{F}_2(w, z, t, \varepsilon) = \frac{\partial \mathbf{F}_2(w, z, t, \varepsilon)}{\partial z} + \frac{\partial \mathbf{F}_2(w, 0, t, \varepsilon)}{\partial z} \left[ e^{j\varepsilon w} \mathbf{A}(z) - \mathbf{I} \right]. \quad (14)$$

Теорема 2. Асимптотическое решение  $\mathbf{F}_2(w, z, t) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \mathbf{F}_2(w, z, t, \varepsilon)$  уравнения (14) имеет вид

$$\mathbf{F}_2(w, z, t) = \mathbf{R}(z) \exp \left\{ \frac{(jw)^2}{2} (\lambda + \kappa) t \right\}, \quad (15)$$

где  $\mathbf{R}(z)$  определяется выражением (5)

$$\kappa = 2\mathbf{f}'_0 \mathbf{E}, \quad (16)$$

вектор-строка  $\mathbf{f}'_0$  удовлетворяет системе линейных алгебраических уравнений

$$\begin{cases} \mathbf{f}'_0 [\mathbf{I} - \mathbf{P}] = \lambda [\mathbf{rP} - \mathbf{R}], \\ \mathbf{f}'_0 \mathbf{A} \mathbf{E} = \frac{\lambda^2 a_2}{2} - 1, \end{cases} \quad (17)$$

$$a_2 = \mathbf{rA}_2 \mathbf{E}, \quad \mathbf{A}_2 = \int_0^{\infty} x^2 d\mathbf{A}(x).$$

Доказательство. Выполним в (14) предельный переход  $\varepsilon \rightarrow 0$ , получим уравнение

$$0 = \frac{\partial \mathbf{F}_2(w, z, t)}{\partial z} + \frac{\partial \mathbf{F}_2(w, 0, t)}{\partial z} [\mathbf{A}(z) - \mathbf{I}],$$

которое имеет вид, аналогичный (2). Следовательно, функцию  $\mathbf{F}_2(w, z, t)$  можно представить в виде

$$\mathbf{F}_2(w, z, t) = \mathbf{R}(z) \Phi_2(w, t), \quad (18)$$

где  $\Phi_2(w, t)$  – некоторая скалярная функция.

Решение уравнения (14) будем искать в виде разложения

$$\mathbf{F}_2(w, z, t, \varepsilon) = \Phi_2(w, t) [\mathbf{R}(z) + j\varepsilon w \mathbf{f}(z)] + O(\varepsilon^2), \quad (19)$$

где  $\mathbf{f}(z)$  – некоторая вектор-функция (строка). Подставляя это выражение в (14) и применяя разложение  $e^{j\varepsilon w} = 1 + j\varepsilon w + O(\varepsilon^2)$ , после некоторых преобразований получим

$$j\varepsilon w \lambda \Phi_2(w, t) \mathbf{R}(z) = \Phi_2(w, t) \left\{ \mathbf{R}'(z) + j\varepsilon w \mathbf{f}'(z) + \mathbf{R}'(0) [\mathbf{A}(z) - \mathbf{I}] + j\varepsilon w \mathbf{R}'(0) \mathbf{A}(z) + j\varepsilon w \mathbf{f}'(0) [\mathbf{A}(z) - \mathbf{I} + j\varepsilon w \mathbf{A}(z)] \right\} + O(\varepsilon^2).$$

Учитывая (3)–(4), поделив обе части на  $j\varepsilon w$  и сокращая  $\Phi_2(w, t)$ , получаем

$$\lambda \mathbf{R}(z) = \mathbf{f}'(z) + \lambda \mathbf{rA}(z) + \mathbf{f}'(0) [\mathbf{A}(z) - \mathbf{I}] + O(\varepsilon).$$

Отсюда при  $\varepsilon \rightarrow 0$  получаем дифференциальное уравнение относительно неизвестной вектор-функции  $\mathbf{f}(z)$

$$\mathbf{f}'(z) = \mathbf{f}'(0) [\mathbf{I} - \mathbf{A}(z)] - \lambda [\mathbf{rA}(z) - \mathbf{R}(z)],$$

интегрируя которое при начальном условии  $\mathbf{f}(0) = \mathbf{0}$ , получаем выражение

$$\mathbf{f}(z) = \int_0^z \left\{ \mathbf{f}'(0) [\mathbf{I} - \mathbf{A}(x)] - \lambda [\mathbf{rA}(x) - \mathbf{R}(x)] \right\} dx. \quad (20)$$

Будем искать  $\mathbf{f}(z)$  в классе функций, удовлетворяющих условию

$$\lim_{x \rightarrow \infty} \left\{ \mathbf{f}'(0) [\mathbf{I} - \mathbf{A}(x)] - \lambda [\mathbf{rA}(x) - \mathbf{R}(x)] \right\} = 0.$$

Отсюда получаем

$$\mathbf{f}'(0) [\mathbf{I} - \mathbf{P}] - \lambda [\mathbf{rP} - \mathbf{R}] = 0. \quad (21)$$

Вычитая левую часть этого равенства из подынтегрального выражения (20), с учетом (6) получаем

$$\mathbf{f}(\infty) = \mathbf{f}'(0) \mathbf{A} + \lambda \mathbf{rA} - \lambda \int_0^{\infty} [\mathbf{R} - \mathbf{R}(x)] dx. \quad (22)$$

Можно показать, что  $\int_0^{\infty} [\mathbf{R} - \mathbf{R}(x)] dx = \frac{1}{2} \lambda \mathbf{rA}_2$ , где  $\mathbf{A}_2 = \int_0^{\infty} x^2 d\mathbf{A}(x)$ . С учетом этого, умножая обе

части (22) справа на единичный вектор  $\mathbf{E}$ , получим

$$[\mathbf{f}'(0)\mathbf{A} - \mathbf{f}(\infty)]\mathbf{E} = \frac{\lambda^2 a_2}{2} - 1, \tag{23}$$

где  $a_2 = \mathbf{rA}_2\mathbf{E}$ . Полагая, что  $\mathbf{f}(\infty)\mathbf{E} = 0$  и обозначая  $\mathbf{f}'_0 = \mathbf{f}'(0)$ , из (21) и (23) получаем систему уравнений (17).

Выполним в (14) предельный переход  $z \rightarrow \infty$  и домножим обе части уравнения на  $\mathbf{E}$  справа, получим

$$\varepsilon^2 \frac{\partial \mathbf{F}_2(w, \infty, t, \varepsilon)}{\partial t} \mathbf{E} + j\varepsilon w \lambda \mathbf{F}_2(w, \infty, t, \varepsilon) \mathbf{E} = \frac{\partial \mathbf{F}_2(w, 0, t, \varepsilon)}{\partial z} [e^{j\varepsilon w} \mathbf{P} - \mathbf{I}] \mathbf{E} = \frac{\partial \mathbf{F}_2(w, 0, t, \varepsilon)}{\partial z} \mathbf{E} (e^{j\varepsilon w} - 1).$$

Подставим сюда (19) и применим разложение  $e^{j\varepsilon w} = 1 + j\varepsilon w + \frac{(j\varepsilon w)^2}{2} + O(\varepsilon^3)$ , получаем

$$\varepsilon^2 \frac{\partial \Phi_2(w, t)}{\partial t} \mathbf{R}\mathbf{E} + j\varepsilon w \lambda \Phi_2(w, t) \mathbf{R}\mathbf{E} = \Phi_2(w, t) [\mathbf{R}'(0) + j\varepsilon w \mathbf{f}'(0)] \mathbf{E} \left[ j\varepsilon w + \frac{(j\varepsilon w)^2}{2} \right] + O(\varepsilon^3).$$

Приводя подобные, сокращая на  $\varepsilon^2$ , используя обозначение (16) и переходя к пределу при  $\varepsilon \rightarrow 0$ , получаем следующее дифференциальное уравнение относительно неизвестной функции  $\Phi_2(w, t)$ :

$$\frac{\partial \Phi_2(w, t)}{\partial t} = \Phi_2(w, t) \frac{(jw)^2}{2} (\lambda + \kappa),$$

решая которое при начальном условии  $\Phi_2(w, 0) = 1$ , получаем  $\Phi_2(w, t) = \exp\left\{\frac{(jw)^2}{2} (\lambda + \kappa)t\right\}$ . Под-

ставляя это выражение в (18), получаем (15). Теорема доказана.

**Аппроксимация распределения числа событий, наступивших в HISM-потоке.** Выполняя в (15) замены, обратные к (13), и возвращаясь к функции  $\mathbf{H}(u, z, t)$ , получаем

$$\mathbf{H}(u, z, t) \approx \mathbf{R}(z) \exp\left\{ju\lambda Nt + \frac{(ju)^2}{2} (\lambda + \kappa) Nt\right\}.$$

Таким образом, характеристическая функция числа событий, наступивших в высокоинтенсивном полумарковском потоке в течение времени  $t$ , удовлетворяет соотношению

$$h(u, t) = \mathbf{H}(u, \infty, t) \mathbf{E} \approx \exp\left\{ju\lambda Nt + \frac{(ju)^2}{2} (\lambda + \kappa) Nt\right\}.$$

То есть при достаточно больших значениях  $N$  распределение числа событий, наступивших в HISM-потоке за время  $t$ , может быть аппроксимировано нормальным распределением с математическим ожиданием  $\lambda Nt$  и дисперсией  $(\lambda + \kappa) Nt$ , где  $\lambda$  и  $\kappa$  определяются выражениями (7) и (16).

**Численные результаты.** В качестве примера для численных расчетов рассмотрим задачу моделирования событий в высокоинтенсивном полумарковском потоке, заданном полумарковской матрицей  $\mathbf{A}(x)$  третьего порядка, записанной в форме  $\mathbf{A}(x) = \mathbf{P} * \mathbf{G}(x)$ , где  $\mathbf{P}$  – стохастическая матрица;  $\mathbf{G}(x)$  – матрица, составленная из некоторых функций распределения; операция  $*$  – адамарово произведение матриц. Будем рассматривать пример, когда элементы матрицы  $\mathbf{G}(x)$  соответствуют функциям гамма-распределения [9] с параметрами формы  $\alpha_{k\nu}$  и масштаба  $\beta_{k\nu}$ ,  $k, \nu = \overline{1, 3}$ , которые представим в виде матриц  $\mathbf{a}$  и  $\mathbf{\beta}$  соответственно. Выберем следующие конкретные значения параметров:

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} 0,6 & 0,4 & 0 \\ 0,3 & 0,2 & 0,5 \\ 0,5 & 0 & 0,5 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{a} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 5 \\ 5 & 4 & 2 \\ 3 & 0,5 & 0,4 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{\beta} = \begin{pmatrix} 1 & 4 & 6 \\ 10 & 3 & 2 \\ 2 & 1 & 0,5 \end{pmatrix}.$$

В результате расчетов получили следующие значения параметров:  $\lambda \approx 1,0909$ ;  $\kappa \approx -0,0906$ .

Для данной задачи было выполнено имитационное моделирование потока при значениях  $N = 1, 10, 30, 100, 1000$  и построены эмпирические распределения числа событий в интервалах длины  $t = 10$ . Ряды распределений эмпирических данных и соответствующих аппроксимаций для  $N = 1$  и  $N = 10$  представлены графически на рис. 1 (для остальных значений  $N$  графики практически совпадают и на рисунке становятся неразличимы).



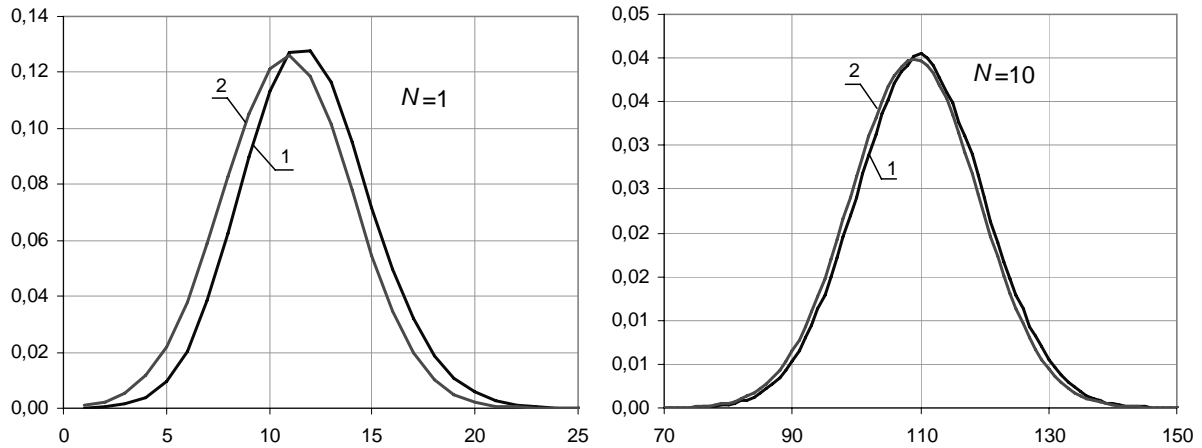


Рис. 1. Сравнение полигона относительных частот эмпирического распределения (1) и аппроксимирующего ряда распределения (2)

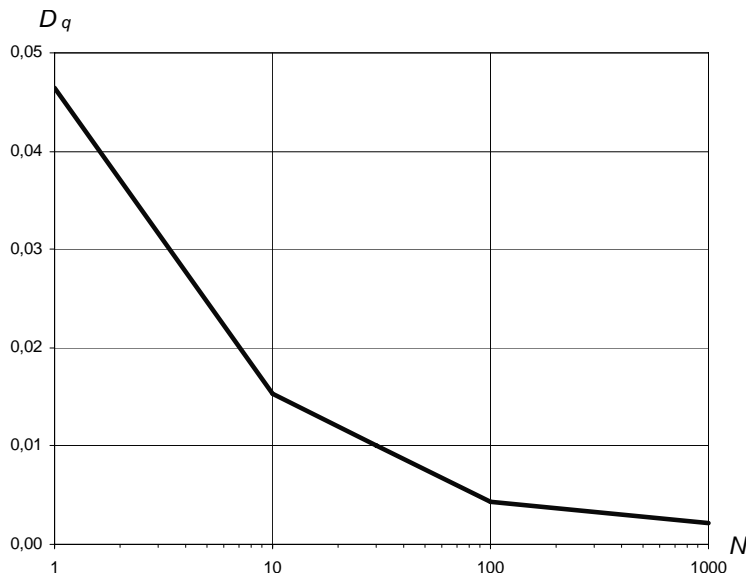
Для оценки точности аппроксимации распределения будем использовать расстояние Колмогорова [10]  $D_q = \sup_x |F_q(x) - F(x)|$ . Здесь  $F_q(x)$  – эмпирическая функция распределения,  $F(x)$  – функция

#### Зависимость качества аппроксимации от величины $N$

$N$	$\delta_a$	$\delta_D$	$D_q$
1	8,01%	2,6%	0,0464
10	0,91%	0,7%	0,0153
30	0,41%	0,5%	0,0101
100	0,11%	0,4%	0,0044
1000	0,08%	0,2%	0,0021

распределения нормальной случайной величины с найденными выше характеристиками. В таблице представлены относительные погрешности вычисления математического ожидания  $\delta_a$  и дисперсии  $\delta_D$ , а также расстояние Колмогорова  $D_q$  для рассмотренных случаев.

На рис. 2 представлен график, демонстрирующий убывание расстояния Колмогорова между эмпирическим и аналитическим (нормальным) распределениями с ростом значения  $N$ .



Можно заметить, что уже при  $N > 30$  достигается достаточно высокое качество гауссовской аппроксимации числа событий в рассмотренном высокоинтенсивном полумарковском потоке (расстояние Колмогорова не превышает 0,01).

Рис. 2. Изменение расстояния Колмогорова  $D_q$  в зависимости от интенсивности потока (логарифмическая шкала по  $N$ )

**Заключение.** В работе представлено исследование высокоинтенсивного полумарковского потока событий. Показано, что в условии неограниченного роста его интенсивности распределение числа событий, наступивших в данном потоке в течение интервала времени фиксированной длины, может быть аппроксимировано нормальным распределением. В работе получены параметры этого распределения. Рассмотренные числовые примеры демонстрируют применимость полученных асимптотических результатов для HISM-потоков событий.

Аналогичные результаты были получены ранее и для других типов высокоинтенсивных потоков: рекуррентного [3], MMPP [4], MAP [5].

*Литература*

1. Гнеденко Б.В. Введение в теорию массового обслуживания / Б.В. Гнеденко, И.Н. Коваленко. – 4-е изд., испр. – М.: Изд-во ЛКИ, 2007. – 400 с.
2. Грачев В.В. Многофазная модель массового обслуживания системы распределенной обработки данных / В.В. Грачев, А.Н. Моисеев, А.А. Назаров, В.З. Ямпольский // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (26), ч. 2. С. 248–251.
3. Moiseev A. Investigation of High Intensive General Flow / A. Moiseev, A. Nazarov // Proc. of the IV International Conference «Problems of Cybernetics and Informatics» (PCI'2012). – Baku: IEEE, 2012. – P. 161–163.
4. Moiseev A. Investigation of the High Intensive Markov-Modulated Poisson Process / A. Moiseev, A. Nazarov // Proc. Of The International Conference On Application Of Information And Communication Technology And Statistics In Economy And Education (ICAICTSEE-2012). – Sofia: University Of National And World Economy, 2012. – P. 72–77.
5. Моисеев А.Н. Исследование высокоинтенсивного MAP-потока / А.Н. Моисеев, А.А. Назаров // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2013. – Т. 322, № 2. – С. 16–18.
6. Корольюк В.С. Стохастические модели систем. – Киев: Наук. думка, 1989. – 208 с.
7. Назаров А.А. Теория вероятностей и случайных процессов: учеб. пособие / А.А. Назаров, А.Ф. Терпугов. – 2-е изд., испр. – Томск: Изд-во НТЛ, 2010. – 204 с.
8. Назаров А.А. Метод асимптотического анализа в теории массового обслуживания / А.А. Назаров, С.П. Моисеева. – Томск: Изд-во НТЛ, 2006. – 112 с.
9. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. – М.: Наука, 1968. – 720 с.
10. Рыков В.В. Математическая статистика и планирование эксперимента: учеб. пособие / В.В. Рыков, В.Ю. Иткин. – М.: МАКС Пресс, 2010. – 308 с.

---

**Моисеев Александр Николаевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. программной инженерии Томского государственного университета (ТГУ)  
Тел.: 8 (382-2) 52-94-96  
Эл. почта: alexander-moiseev@mail.ru

**Назаров Анатолий Андреевич**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. теории вероятностей и математической статистики ТГУ  
Тел.: 8 (382-2) 52-95-99  
Эл. почта: nazarov.tsu@gmail.com

Moiseev A.N., Nazarov A.A.

**Asymptotic analysis of the high-intensive semi-Markovian arrival process**

Investigation of the high-intensive semi-Markovian arrival process is presented in the paper. It is shown that a distribution of the number of arrivals in the process during some period under asymptotic condition of an infinite growth of the process rate can be approximated by normal distribution. The characteristics of the approximation are obtained as well. The analytical results are supported by numeric examples.

**Keywords:** high-intensive arrival process, semi-Markovian process, asymptotic analysis.

УДК 621.39.1

А.В. Кобрин, Б.С. Тур

## Оценка сетевой задержки в IP-технологии с помощью робастного фильтра Калмана

Предложена модель задержки, включающая в себя скачки и выбросы, позволяющая моделировать реальный процесс задержки пакетов в цифровых системах передачи информации. Предложено использовать робастный фильтр Калмана для оценивания задержки. Фильтр, благодаря своей робастности, позволяет игнорировать единичные всплески задержки и быстро переключаться на новое значение задержки при изменении тренда.

**Ключевые слова:** робастный фильтр Калмана, задержка, формирующий фильтр, моделирование.

В данной работе предлагается модель процесса задержки с двумя видами выбросов на основе расширенного формирующего фильтра. Процесс задержки оценивается с использованием рекурсивных фильтров. Так как задержка имеет разнородные типы выбросов, которые могут привести к проблеме неограниченного изменения режима за один шаг в классическом фильтре Калмана (ФК), в работе предлагается использовать робастный фильтр Калмана (РФК), который, оставаясь достаточно простым, позволяет решить проблему оценки задержки.

**Синтез модели процесса задержки.** Достаточно конструктивной моделью скалярного случайного стационарного динамического процесса  $x(t)$  является его представление в виде стохастического дифференциального уравнения следующего вида

$$dx(t)/dt = Fx(t) + G\xi(t),$$

где  $F, G$  – постоянные коэффициенты;  $\xi(t)$  – порождающий белый гауссовский шум с нулевым средним значением и спектральной плотностью мощности  $N_\xi$ ; начальное условие  $x(0)$  – гауссовская случайная величина с известными свойствами.

Учитывая то, что рассматривается информационный обмен в цифровой форме в виде пакетов, уравнение состояния, описывающее случайные изменения задержки на  $k$  шаге дискретизации, представим в виде

$$x(k+1) = \Phi(\Delta)x(k) + G(\Delta)\xi(k), \quad (1)$$

где  $\Phi(\Delta)$  – коэффициент (в многомерном случае матрица перехода состояний);  $G(\Delta)$  – порождающий коэффициент;  $\Delta$  – интервал дискретизации;  $\xi(k)$  – порождающая дискретная последовательность выборок из гауссовского белого шума (ГБШ) со спектральной плотностью мощности  $N_\xi$ .

Процесс измерения задержки будем считать линейным. Уравнение наблюдения в линейном приближении имеет вид

$$y(k) = Hx(k) + v(k), \quad (2)$$

где  $v(k)$  – аддитивная гауссовская последовательность ошибки измерения, не коррелированная во времени и с последовательностью  $\xi(k)$ .

Модель, описанная уравнением (1), является стационарной, в реальных же ситуациях процесс задержки претерпевает различные случайные скачки и выбросы, обусловленные наличием инерционных элементов, таких как буферы, маршрутизаторы и др. Таким образом, существуют участки квазистационарности и определенные моменты времени, при которых процесс  $x(k)$  изменяет свои свойства. При этом на полном интервале наблюдения он не является стационарным.

Для описания помех  $v_{re}(k)$ , содержащих выбросы, могут быть использованы различные модели. Алгоритмы фильтрации, представленные в [1–4], основаны на описании помех в виде

$$v_{re}(k) \approx (1 - r_v)v_{id}(k) + r_v v_v(k), \quad (3)$$

$$P[v_{re}(k)] = (1 - \varepsilon)N[0; R_1(k)] + \varepsilon N[0; R_2(k)], \quad (4)$$

где  $v_v(k)$  – случайный процесс выброса;  $v_{id}(k)$  – случайный процесс идеальной модели;  $v_{re}(k)$  – случайный процесс реальной модели с выбросами;  $P$  – плотность распределения вероятностей;  $r_v$  – случайная величина, принимающая значения 0 и 1 с вероятностями

$$P[r_v = 1] = \varepsilon, P[r_v(k) = 0] = 1 - \varepsilon, \|R_2\| \gg \|R_1\|. \quad (5)$$

Для описания случайного процесса, содержащего скачки, воспользуемся следующей моделью:

$$\xi_{re}(k) \approx (1 - r_v)\xi_{id}(k) + r_v\xi_v(k), \quad (6)$$

$$P[\xi_{re}(k)] = (1 - \varepsilon)N[0; R_3(k)] + \varepsilon N[0; R_4(k)], \quad (7)$$

где  $\xi_s(k)$  – случайный процесс скачка;  $\xi_{id}(k)$  – случайный процесс идеальной модели;  $\xi_{re}(k)$  – случайный процесс реальной модели со скачками;  $r_s$  – случайная величина, принимающая значения 0 и 1 с вероятностями:

$$P[r_s = 1] = \varepsilon, P[r_s(k) = 0] = 1 - \varepsilon, \|R_4\| \gg \|R_3\|. \quad (8)$$

Вероятность появления этих значений определяет долю засоренности скачками уравнения состояния.

Учитывая то, что в рассматриваемой модели имеют место два типа уравнений состояния: для выброса и для скачка, необходимо дополнительное устройство, предназначенное для идентификации типа изменений.

**Моделирование процесса задержки.** Выделяют три вида изменения задержки [5], которые могут быть вызваны различными причинами:

1. Переходной джиттер, когда один пакет в потоке оказывается задержанным на значительно больший интервал времени по отношению к другим. Это наблюдается в тех случаях, когда происходит обновление таблицы маршрутизации, LAN перегрузки, изменения маршрута и др.;

2. Постоянный джиттер – это желаемая передача с примерно постоянным изменением задержки пакетов.

3. Изменение джиттера на коротком интервале времени, возникающее из-за всплеска пакетной активности. Это явление, как правило, связано с перегрузками линии доступа или изменением маршрута.

С помощью предложенной модели случайного процесса сгенерируем ряд задержек с переходным джиттером рис. 1, а и ряд задержек с изменением джиттера на коротком интервале времени (рис. 1, б) со следующими параметрами:

$$\xi_{id}(k), v_{id}(k) \approx N(0; 1), P[r_v = 1] = P[r_s = 1] = 0,02, \text{ и } \xi_v(k), x_s(k) \approx N(3; 0,1).$$

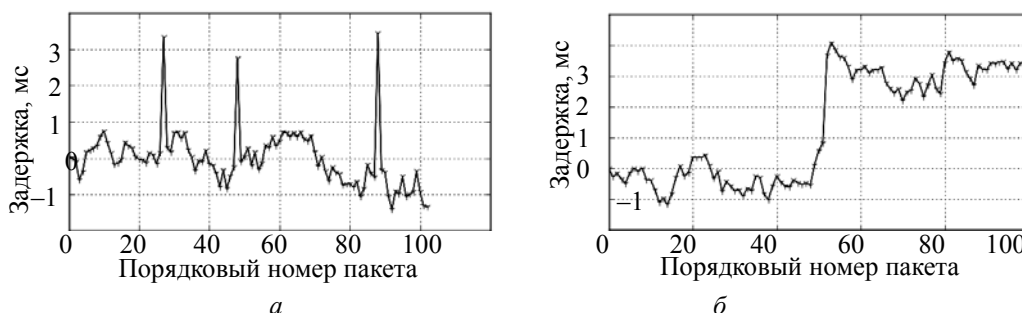


Рис. 1. Моделирование ряда задержек: а – с выбросами; б – со скачками

**Классический фильтр Калмана.** Фильтр Калмана синтезирован с учетом того, что наблюдаемый процесс соответствует уравнению (1) и наблюдается на фоне гауссовского белого шума. Уравнение оценки в виде условного среднего значения задержки с использованием фильтра Калмана имеет вид

$$\hat{x}(k+1) = \Phi\hat{x}(k) + K(k)\Delta y, \quad (9)$$

где  $\Delta y = H\Phi\hat{x}(k) - y(k)$  – невязка;  $K(k)$  – коэффициент, обеспечивающий устойчивость и сходимость процедуры, в частности  $K(k)$  может быть константой  $K(k) \leq 1$ . Коэффициент усиления фильтра Калмана  $K(k)$  является функцией от апостериорной дисперсии  $v(k)$ , что ускоряет его сходимость:

$$K(k) = V(k)H^T N_v^{-1},$$

$$V(k) = [I - K(k-1)H(k)]V(k, k-1),$$

$$V(k, k-1) = \Phi^T V(k-1)\Phi + N_\xi,$$

где  $V(k)$  – апостериорная матрица дисперсии ошибки оценки;  $V(k, k-1)$  – априорная матрица дисперсия ошибки оценки;  $I$  – единичная матрица.

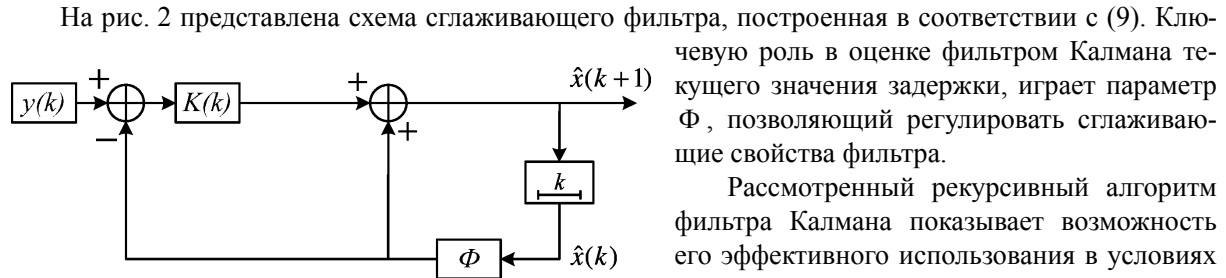


Рис. 2. Схема ФКБ

Ключевую роль в оценке фильтром Калмана текущего значения задержки, играет параметр  $\Phi$ , позволяющий регулировать сглаживающие свойства фильтра.

Рассмотренный рекурсивный алгоритм фильтра Калмана показывает возможность его эффективного использования в условиях хорошо параметризованной статистической ситуации. В телекоммуникационных

системах сам трафик представляет собой сугубо нестационарный случайный процесс, и, как показали последние исследования, этот процесс обладает значительным последствием и самоподобными свойствами, что существенно затрудняет его параметризацию. С другой стороны, рекурсивный фильтр Калмана обладает свойством получения оценки состояния трафика в реальном масштабе времени, что позволяет использовать его непосредственно после оценки для управления джиттером. Поэтому возникает задача поиска алгоритма, обладающего эффективностью фильтра Калмана и одновременно нечувствительного к нестационарным изменениям математической модели.

Имеется ряд непараметрических алгоритмов, так называемых алгоритмов, свободных от распределения. Найдем решение в рамках этих алгоритмов.

**Робастный фильтр Калмана (РФК) для ситуации выброса.** Очевидно, что с использованием модернизированного уравнения наблюдения ФК становится неоптимальным, а его сходимость к установившемуся состоянию проблематичной. Существует несколько методов, позволяющих обеспечить сходимость ФК, среди которых метод кусочно-линейной аппроксимации, метод дискретно-непрерывных моделей и др. Данные методы являются близкими к оптимальным, но достаточно громоздкими, поэтому рассмотрим РФК, который является более простым и обеспечивает получение устойчивого решения в широком диапазоне входных воздействий.

Воспользуемся методологией работы [6]. Короткий выброс задержки в уравнении (3) и возвращение ее в стационарное состояние является, как правило, ложным, и основной задачей фильтра является сгладить данный выброс, обеспечив текущую величину этого значения неизменной по сравнению с прошлым шагом. Алгоритм дискретного робастного фильтра Калмана при этом приобретает следующий вид (рис. 3):

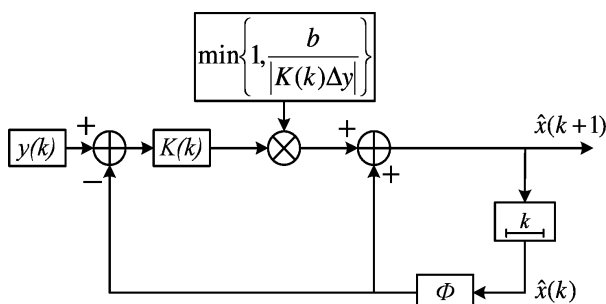


Рис. 3. Схема РФКБ для фильтрации случайных процессов содержащих выбросы

$$\hat{x}(k+1) = \Phi(k+1, k)\hat{x}(k) + K(k)\Delta y \min\left\{1, \frac{b}{|K(k)\Delta y|}\right\}, \quad (10)$$

где  $b$  является некоторым ограничителем изменения значения функции. Это предложение убирает проблему неограниченного изменения оценки за один шаг в классическом фильтре Калмана, оставаясь при этом достаточно простой. Если  $b \geq |K(k)\Delta y|$ , то

$$\min\left\{1, \frac{b}{|K(k)\Delta y|}\right\} = 1$$

и фильтр работает в обычном режиме как ФК (9). Если же  $b < |K(k)\Delta y|$ , то из этого следует, что произошел выброс, и невязка умножается на понижающий коэффициент, равный  $\frac{b}{|K(k)\Delta y|}$ , что опять же приводит РФК к обычному виду (9).

**Робастный фильтр Калмана для ситуации скачка.** Следуя рекомендации [2], РФК для ситуации скачка приобретает вид:

$$\hat{x}(k+1) = \Phi(k+1, k)\hat{x}(k) + H(k)[I - H(k)K(k)\Delta y] \times \min\left\{1, \frac{b}{|I - H(k)K(k)\Delta y|}\right\}, \quad (11)$$

где  $b$  – тот же аргумент, ограничивающий изменение значения функции, что и для РФК для ситуации выброса (10).

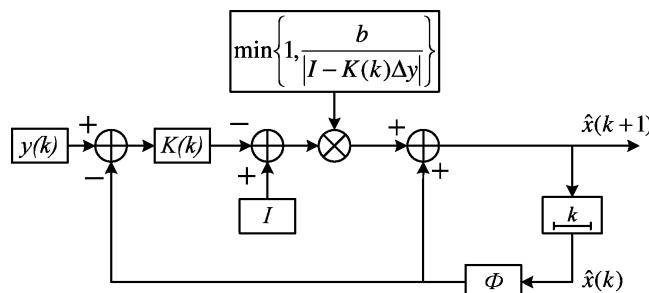


Рис. 4. Схема РФКБ для фильтрации случайных процессов, содержащих скачки

**Гибридный робастный фильтр Калмана (ГРФК).** Очевидно, одновременная фильтрация возможна только с некоторой задержкой  $\Delta t$ . Это необходимо для принятия решения о типе выброса. Вследствие выброса скорей всего увидим один большой всплеск (3), а вследствие скачка изменится среднее значение целой последовательности (6). ГРФК может быть реализован следующим образом [6]: РФК для ситуации скачка работает по умолчанию, и всякий раз, когда ширина выброса больше окна наблюдения  $\Delta t$ , единожды используется процедура РФК для ситуации скачка. Формализуем описанный алгоритм:

$$\hat{x}(k+1) = \Phi(k+1, k)\hat{x}(k) + (1-\eta)K(k)\Delta y \min\left\{1, \frac{b}{|K(k)\Delta y|}\right\} + \eta H(k)[I - H(k)K(k)\Delta y] \times \min\left\{1, \frac{b}{|I - H(k)K(k)\Delta y|}\right\}, \quad (12)$$

$$\begin{cases} 0, & \text{cond}(k), \\ 1, & \text{cond}(k), \end{cases} \quad (13)$$

где  $\text{cond}(k)$  – функция, которая определяет, произошел ли скачок задержки в окне наблюдения или нет. Программа, реализующая вычисление функции  $\text{cond}(k)$ , приведена ниже:

```

1 def cond(arr, w, b):
2   try:
3     arr[-w]
4   except IndexError:
5     return False
6   if arr[-w] < b:
7     return False
8   if w == 1 and arr[-w] >= b:
9     return True
10  if k == 1 and arr[-w] < b:
11    return False
12  else:
13    if cond(arr, w-1, b):
14      return True # обнаружен скачок
15  else:
16    return False # не обнаружен скачок
    
```

**Выбор уровня отсечения  $b$ .** Чтобы выбрать уровень отсечения  $b$ , сделаем простое допущение, что условное математическое ожидание  $E[\Delta x(k) | \Delta y(k)]$  линейное, где  $\Delta x(k) = x(k) - \hat{x}(k)$ , которое является верным только приблизительно. В этих условиях есть два предложения.

Первый критерий Анскомб страхования. Для данного предложения «страховая премия»  $\delta$ , подлежит уплате в условиях потери эффективности в идеальной модели по сравнению с оптимальной процедурой в этих (идеальных) условиях, т.е. для классического фильтра Калмана мы выбираем  $b = b(\delta)$  такое, что для выброса

$$E\left|\Delta x(k) - K(k)\Delta y \min\left\{1, \frac{b}{|K(k)\Delta y|}\right\}\right| = (1+\delta)E|\Delta x(k) - K(k)\Delta y|, \quad (14)$$

и для скачка

$$E \left| \Delta x(k) - H(k) [I - H(k)K(k)\Delta y] \min \left\{ 1, \frac{b}{|I - H(k)K(k)\Delta y|} \right\} \right| = (1 + \delta) E |\Delta x(k) - K(k)\Delta y|. \quad (15)$$

Другую возможность дает размер окрестности  $U_r$ , определенный радиусом  $r \in [0; 1]$ . Определим  $b = b(r)$  такое, что

$$(1 - r)E|K(k)\Delta y - b|_+ = rb. \quad (16)$$

Если радиус неизвестен, можно воспользоваться идеей, разработанной в [8]. Здесь определяется наименьший благоприятный радиус  $\eta_0$  с помощью следующих уравнений:

$$\eta_0 = \arg \min_{s \in [0; 1]} \rho_0(s), \quad (17)$$

$$\rho_0(s) = \max_{r \in [0; 1]} \rho(r, s), \quad (18)$$

$$\rho(r, s) = \frac{\max_{U_r} MSE(rLS(b(s)))}{\max_{U_r} MSE(rLS(b(r)))} \quad (19)$$

и далее используется соответственно  $b = b(\eta_0)$ .

**Примеры симуляции оценки с помощью алгоритмов РФК.** Чтобы сравнить алгоритмы фильтрации, промоделируем оценивание с помощью описанных робастных алгоритмов и ФК с параметрами, используемыми для рис. 1, и при  $r = 0,02$ . Результаты приведены на рис. 5–8. Сплошной линией со снежинками показан наблюдаемый процесс (2), сплошной – оценка оптимальным ФК (5), штрихпунктирной с точками – РФК для ситуации с выбросами, штрихпунктирной – РФК для ситуации со скачками и штрихпунктирной со снежинками – ГРФК. На рис. 5 представлены результаты оценивания временного процесса без выбросов и скачков (2), из графика следует, что рассмотренные робастные алгоритмы не теряют своей оптимальности по сравнению с ФК во время оценивания процесса без выбросов и скачков.

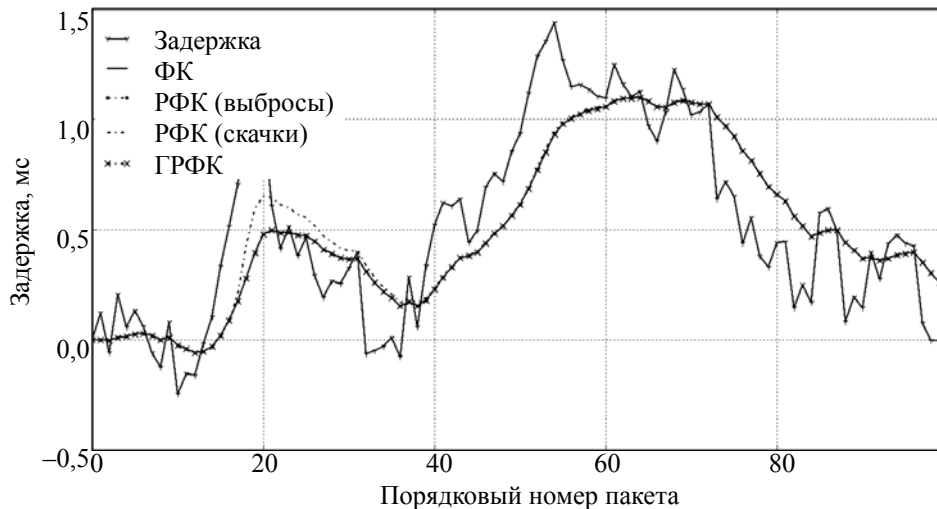


Рис. 5. Процесс фильтрации в идеальных условиях

На рис. 6 представлены результаты оценивания временного процесса с выбросами (3). Видно, что алгоритмы РФК и ГРФК обеспечивают формирование устойчивых оценок при наличии выброса задержки во входном сигнале.

На рис. 7 представлены результаты оценивания временного процесса со скачками (4). Из графиков поведения оценок следует, что алгоритмы РФК и ГРФК при наличии скачка обеспечивают быстрое переключение на новое значение задержки. Вместе с этим алгоритм РФК при наличии скачка не обеспечивает его отслеживание.

В заключение на рис. 8 представлены результаты оценивания временного процесса со скачками и выбросами. Из графиков следует, что ГРФК позволяет получить оптимальную оценку в смешанной ситуации, в то время как остальные алгоритмы выполняют оценку недопустимо плохо.

Исследование СКО оценок задержки для рассмотренных алгоритмов выполнялось методом прямого вероятностного моделирования.

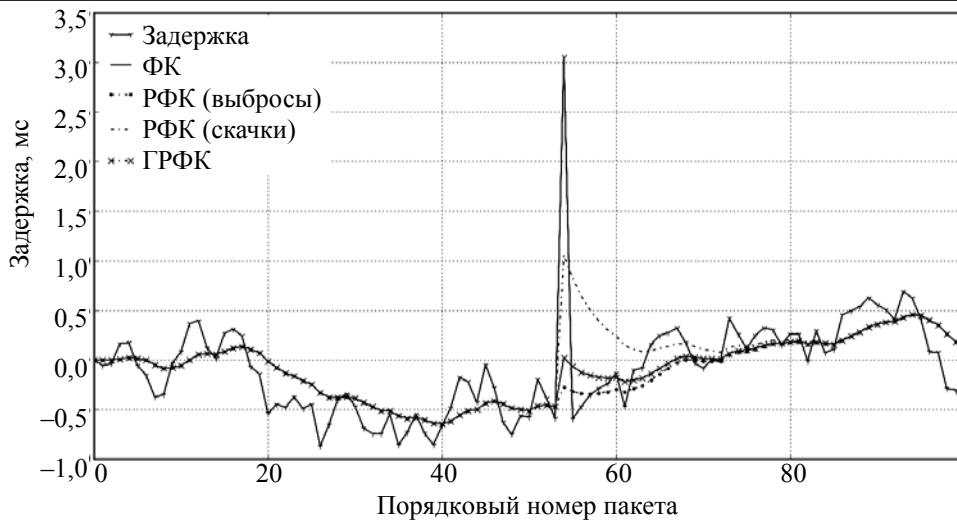


Рис. 6. Переходный процесс в фильтрах при наличии выброса во входном сигнале (одиночная реализация)

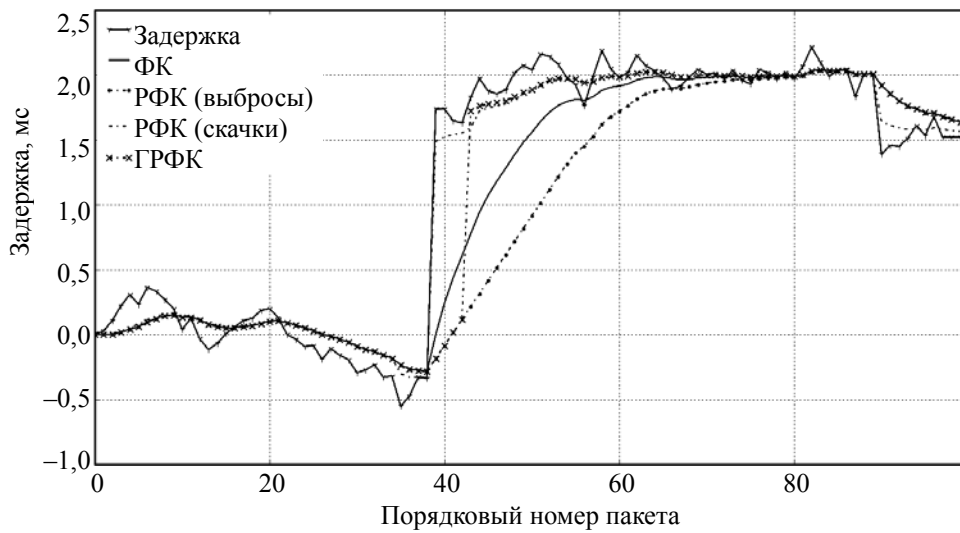


Рис. 7. Переходный процесс в фильтрах при наличии скачка во входном сигнале (одиночная реализация)

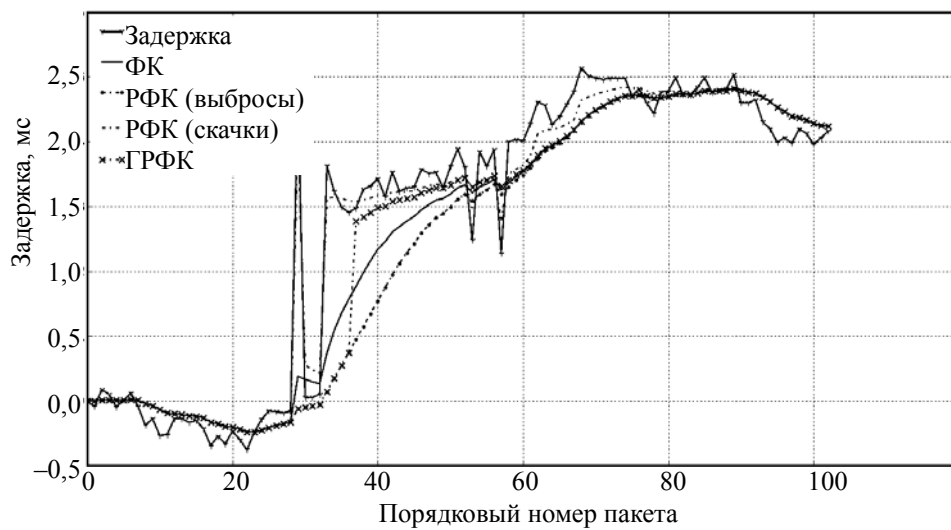


Рис. 8. Переходный процесс в фильтрах при наличии скачка и выбросов во входном сигнале (одиночная реализация)



В случае отсутствия скачков и выбросов во входном сигнале эмпирические оценки СКО погрешности фильтрации задержки пакетов были получены путем усреднения по времени одной реализации объемом  $10^5$  отсчетов. В нестационарном случае при наличии скачков и (или) выбросов выполнялось усреднение по ансамблю реализаций того же объема на интервале времени, содержащем выброс (скачок). Начало этого интервала совпадает с появлением выброса (скачка). Длительность интервала времени 40 тактов, что несколько больше длительности переходного процесса по оценке во всех рассмотренных фильтрах. Экспериментальные величины СКО оценок для всех рассмотренных фильтров приведены в таблице.

**СКО оценок, полученных с помощью рассмотренных фильтров для различных ситуаций**

	Условия без выбросов и скачков	Условия с выбросами	Условия со скачками	Условия с выбросами и скачками
ФК	<b>0,1327</b>	0,1722	0,6024	0,2371
РФК (для выбросов)	0,1685	<b>0,163</b>	0,6515	0,3052
РФК (для скачков)	0,135	0,19	<b>0,5024</b>	0,2630
ГРФК	0,139	0,168	0,5523	<b>0,1869</b>

**Заключение.** Практика показывает, что при передаче цифровых пакетов данных наблюдается три основных типа джиттера: постоянный джиттер, джиттер, содержащий выбросы задержки, и джитте, содержащий скачки задержки. Подобная градация позволяет разработать дифференцированный подход к оценке и компенсации того или иного типа джиттера. Вместе с тем сам рабочий алгоритм оценки джиттера должен быть универсальным, обеспечивая изменение функционирования при различных ситуациях.

Предложено использовать робастный фильтр Калмана–Бьюси для оценки процесса задержки, и проанализирована динамика работы робастных алгоритмов для случая скачка и (или) выброса. Фильтр, благодаря своей робастности, позволяет игнорировать единичные всплески задержки, которые могут возникать в случае обновления таблицы маршрутизации, LAN перегрузок и др. При изменении тренда или уровня задержки, которые происходят из-за всплеска пакетной активности, фильтр позволяет быстро переключиться, благодаря некоторому окну наблюдения позволяющему принять решение о типе выброса.

Сравнительный анализ показал, что в условиях наличия скачков и выбросов у классического фильтра Калмана–Бьюси имеют место значительные ошибки, в среднем превосходящие на 20-25% ошибки гибридного робастного фильтра. При этом время сходимости робастных алгоритмов на порядок меньше, чем у классического фильтра.

#### *Литература*

1. Masreliez C.J. Approximate non – Gaussian filtering with linear state and observation relations // IEEE Transactions on Automatic Control. – 1975. – Vol. 20, № 1. – P. 107–110.
2. Masreliez C.J. Robust Bayesian Estimation for the Linear Model and Robustifying the Kalman Filter / C.J. Masreliez, R.D. Martin // IEEE Transactions on Automatic Control. – 1977. – Vol. 22, № 3. – P. 361–371.
3. Ершов А.А. Робастный фильтр Калмана в дискретном времени / А.А. Ершов, Р.Ш. Липцер // Автоматика и телемеханика. – 1978. – № 3. – С. 60–69.
4. Ершов А.А. Робастные алгоритмы фильтрации // Автоматика и телемеханика. – 1978. – № 7. С. 68–73.
5. Clark A. Analysis, measurement and modeling of Jitter. – ITU-T Delayed Contribution. – Geneva: Switzerland, 2003. – 12 p.
6. Ruckdeschel P. Optimally robust kalman filtering // Berichte des Fraunhofer ITWM (Kaiserslautern, Germany). – 2010. – № 185. – 53 p.
7. Поповский В.В. Математические основы управления и адаптации в телекоммуникационных системах. / В.В. Поповский, В.Ф. Олейник. – Харьков: СМИТ, 2011. – 362 с.
8. Rieder H. The cost of knowing the radius/ H. Rieder, M. Kohl, P. Ruckdeschel // Statistical Methods and Applications. – 2008 – Vol. 17, № 1. – P. 14–40.

**Кобрин Артем Витальевич**

Аспирант каф. телекоммуникационных систем

Харьковского национального университета радиоэлектроники (ХНУРЭ)

Тел.: +380990546848

Эл. почта: kobrin.artem@gmail.com

**Тур Богдан Сергеевич**

Аспирант каф. телекоммуникационных систем ХНУРЭ

Тел.: +3-8-050-806-95-48

Эл. почта: bogdan\_tur@mail.ru

Kobrin A.V., Tur B.S.

**Estimation of network delay in IP technology by robust Kalman filter**

A model of the delay with jumps and emissions was suggested in the paper, it allows simulating a real process delays. We proposed to use the robust Kalman filter to estimate the delay. Robust filter ignores individual bursts of delay and switches to the new delay value when the trend is changed.

**Keywords:** robust Kalman filter, delay, shaping filter, modeling.

УДК 004.05

Ю.П. Ехлаков

## Классификация и описание рискообразующих факторов при создании программных продуктов

Отмечаются особенности процесса разработки программного продукта как высокорискованного проекта. Приводится множество рискообразующих факторов, предлагаются варианты их классификации, форматы описаний вероятности и негативных последствий при проявлении факторов.

**Ключевые слова:** риски программных проектов, классификация и описание рискообразующих факторов.

В настоящее время доля ИТ-услуг составляет 20% в общем обороте ИТ-отрасли экономики России, а темп ежегодного прироста оценивается экспертами в 19%. Около 26% в общем объеме ИТ-услуг составляют услуги компаний малого и среднего бизнеса по разработке прикладных программных продуктов (ПП) [1]. В то же время только 35% проектов завершились в срок, не превысили запланированный бюджет и реализовали все требуемые функции и возможности; 46% проектов завершились с опозданием, расходы превысили запланированный бюджет, требуемые функции не были реализованы в полном объеме; 19% проектов были полностью неуспешны и не доведены до завершения [2, 3].

Такое положение дел на рынке прикладного программирования объясняется тем, что ПП как рыночный продукт имеет ряд особенностей:

- программный продукт нематериален, его нельзя увидеть в процессе конструирования и, следовательно, оперативно повлиять на его реализацию;
- жизненный цикл (ЖЦ) ПП в существующих стандартах описан в общем виде и прямо не ориентирован на специфику конкретного продукта, необходимо адаптировать стандарты под конкретные условия;
- программные продукты как результаты творческого труда не поддаются точному оцениванию как по времени создания, так и по требуемому бюджету и поэтому создаются в условиях повышенного риска;
- потенциальные потребители не могут четко сформулировать требования к программным продуктам и не имеют четкого представления о технологии его использования в практической деятельности.

В связи с этим для коллектива разработчиков, планирующего выйти на рынок, вопросы идентификации и оценки рисков, а также разработки плана действий по их устранению на каждом из этапов жизненного цикла программного проекта (**этапе инициализации, разработки, продвижения, внедрения**) являются ключевыми.

На этапе инициализации проекта разработчики описывают основные положения проекта по разработке нового ПП, определяют сроки выполнения и стоимость работ над проектом. Этап разработки включает процессы разработки требований, проектирования, конструирования, тестирования и документирования программного продукта. На этапе продвижения необходимо провести комплекс маркетинговых мероприятий (маркетинговых коммуникаций), обеспечивающих доведение до целевой аудитории основных конкурентных преимуществ продукта, которые, в свою очередь, повлияют на выбор потребителем данного ПП. На этапе внедрения происходит процесс поставки программного продукта и оказания услуг (адаптации, обучения пользователей, сопровождения) по его внедрению.

Существует множество определений понятия «риск» [2–6]. Так, в [3] предлагается рассматривать понятие риска с трех точек зрения: риск как возможность угрозы бизнесу; риск как негативное событие, не позволяющее достичь в полной мере цели проекта; риск как неопределенность между возникающими неблагоприятными ситуациями и возможными действиями по их устранению. С учетом вышеизложенного под **риском** будем понимать наступление события, которое может возникнуть в процессе реализации программного проекта и негативно повлиять на степень достижения целей проекта. В табл. 1 для каждого из этапов ЖЦ ПП приведены цели проекта и формулировки возможных рисков.

Таблица 1

## Соотношение целей и рисков программного проекта

Этапы ЖЦ	Цели	Риски
Инициализация	Выбрать продуктово-рыночное направление и разработать концепцию будущего коммерческого ПП	Ошибки в выборе функционала и как следствие невостребованность ПП в продуктово-рыночном направлении
Разработка	Разработать коммерческий ПП с требуемым функционалом при ограничениях на сроки и бюджет проекта	Наличие критических отклонений по срокам и бюджету проекта
Продвижение	Обеспечить в определенном интервале времени заданный уровень объема продаж ПП при ограничении на бюджет рекламной компании	Несоответствие между желаемыми и фактическими объемами продаж ПП. Наличие критических отклонений по бюджету программы продвижения
Внедрение	Обеспечить процесс поставки и внедрения ПП в соответствии с договорными отношениями между разработчиком и заказчиком	Появление критических отклонений по срокам и бюджету внедрения ПП

Появление каждого из рисков возможно при наличии процессов или явлений, способствующих их возникновению. Такие явления принято называть **рискообразующими факторами** [3]. Для классификации факторов риска с учетом введенного определения риска и его конкретного проявления на каждом из этапов жизненного цикла ПП будем использовать иерархический метод классификации, при котором множество рискообразующих факторов последовательно в соответствии с выбранными основаниями (признаками) классификации разбивается на подмножества (рис. 1).



Рис. 1. Классификация факторов риска программного проекта

На первом уровне классификатора в качестве основания классификации используется модель жизненного цикла программного проекта: инициализация – разработка – продвижение – внедрение.

На втором уровне для каждого из этапов жизненного цикла ПП можно выделить внешние и внутренние факторы. Внешние факторы – это события, которые лежат за пределами контроля и влияния команды проекта. Внутренние факторы (специфичные для конкретной компании) определяют способность самой организации успешно реализовать проект.

На третьем уровне проявление внешних факторов обуславливается как политикой государства в отношении бизнеса малых ИТ-компаний, так и различными ситуациями на рынках. Набор внутренних факторов определяется составом системной модели деятельности: средствами деятельности, предметами деятельности, кадрами, технологией [7].

Четвертый уровень представляет собой набор первичных факторов риска. При этом допускается возможность принадлежности одного и того же фактора разным основаниям классификации.

На основе предложенного классификатора и обобщения литературы [2–6, 8–13] в табл. 2 и 3 представлено множество рискообразующих факторов, свойственных программным проектам, без их

относительного распределения по этапам ЖЦ ПП. Очевидно, что приведенный перечень рискообразующих факторов не претендует на полноту и может быть дополнен. Вместе с тем эти сведения будут полезны менеджерам проектов при первичном отборе факторов, влияющих на конкретный проект.

Таблица 2

**Состав внутренних первичных факторов риска программных проектов**

Основания классификации	Первичные факторы риска
1. Продукт	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Недостаток финансирования проекта.</li> <li>2. Нестабильное финансирование работ по проекту.</li> <li>3. Высокие невозвратные издержки проекта.</li> <li>4. Нереальные сроки выполнения проекта.</li> <li>5. Частые изменения требований к проекту у заказчика.</li> <li>6. Неполные или нечеткие требования к программному проекту.</li> <li>7. Недостаточная поддержка проекта руководством заказчика.</li> <li>8. Возможная смена руководства у заказчика.</li> <li>9. Готовность заказчиков к внедрению ПП</li> <li>10. Уровень сервисов интеграции ПП с существующими у заказчиков информационными системами</li> </ol>
2. Персонал	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Отсутствие у команды необходимых трудовых ресурсов.</li> <li>2. Высокая текучесть кадров.</li> <li>3. Отсутствие у команды опыта, необходимого для реализации проекта.</li> <li>4. Разрыв в квалификации специалистов разных областей знаний.</li> <li>5. Саботаж отдельных членов команды проекта</li> </ol>
3. Технологии реализации продукта	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Недостаточная зрелость технологий, применяемых в процессе реализации проекта.</li> <li>2. Высокая скорость устаревания применяемых технологий.</li> <li>3. Ошибки при выборе программно-аппаратной платформы и средств реализации продукта.</li> <li>4. Использование при разработке ПП новых программных средств</li> </ol>
4. Технология управления ПП	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Отсутствие у разработчика эффективной методологии управления ПП.</li> <li>2. Отсутствие опыта управления командой разработчиков.</li> <li>3. Отсутствие адекватной методологии управления требованиями и изменениями.</li> <li>4. Ошибки в расчетах финансовых затрат на разработку (продвижение) ПП.</li> <li>5. Ошибки в оценках трудоемкости и сроков работ.</li> <li>6. Несоблюдение стандартов при разработке (продвижении) ПП.</li> <li>7. Недостатки в планировании проекта, появление «забытых» работ.</li> <li>8. Недостатки во внутренней организации работ, неумение работать в реальном времени.</li> <li>9. Недооценка взаимосвязи между работами по проекту.</li> <li>10. Ошибки при выборе потребительских предпочтений пользователей.</li> <li>11. Ошибочный выбор целевого сегмента.</li> <li>12. Ошибки выбора каналов и инструментов коммуникаций.</li> <li>13. Недостаточная проработка коммуникационных сообщений.</li> <li>14. Отсутствие эффективного взаимодействия с заказчиком</li> </ol>

Содержание каждого из факторов описывается по схеме: «условия возникновения → последствия проявления → влияние на результат». Фрагмент такого описания представлен в табл. 4.

Кроме того, для количественной оценки рискообразующего фактора необходимо определить вероятность появления фактора и уровень негативных последствий от его проявления (ущерба, убытков, потерь) на результаты проекта. Негативные последствия – *ожидаемые убытки проекта* – можно описать как дополнительные затраты команды проекта либо потери команды проекта при реагировании на конкретный рискообразующий фактор. Для измерения данных характеристик применяются, как правило, шкалы наименований, порядка, интервалов, при этом целесообразно использовать математический аппарат нечеткой логики, а в качестве инструмента определения численных значений характеристик использовать треугольную функцию принадлежности как наиболее простое и часто используемое на практике математическое выражение (табл. 5).

Очевидно, что предлагаемая процедура выделения, описания и оценки рискообразующих факторов позволит в дальнейшем:

- 1) выделить множества независимых рискообразующих факторов, оказывающих критическое влияние на результаты проекта;
- 2) оценить вероятности наступления и степени угрозы каждого из факторов;
- 3) провести анализ чувствительности результатов проекта при последовательном изменении критически значимых факторов;

4) провести комплексную оценку итогового риска программного проекта (высокорискованный проект, рискованный проект, среднерискованный проект, низкорискованный проект);

5) выбрать один из возможных вариантов управления итоговым риском: принять, уклониться, снизить, передать.

Таблица 3

**Состав внешних первичных факторов риска программных проектов**

Основания классификации	Первичные факторы риска
1. Государство	1. Изменение нормативно-правовых механизмов ведения бизнеса. 2. Изменение нормативного регулирования бизнес-процессов предметной области. 3. Отсутствие устоявшейся законотворческой практики по защите авторских и имущественных прав. 4. Изменение экономической ситуации в государстве, отрасли, регионе
2. Финансовый рынок	1. Колебания курса валют. 2. Изменение ставок по кредитам
3. Рынок труда	1. Отсутствие на рынке труда узкопрофильных специалистов
4. Продуктовый рынок	
4.1. Потребители	1. Неполнота и неточность оценки потребностей потенциального рынка. 2. Несоответствие функциональных характеристик ПП потребностям потребителей. 3. Слабое влияние внедрения ПП на совершенствование бизнес-процессов компаний потребителей. 4. Несовместимость предлагаемого продукта с ПП компаний-потребителей. 5. Несоответствие нефункциональных характеристик ПП имеющимся у потребителей программно-аппаратным средствам и коммуникациям. 6. Ошибочные прогнозы объема продаж. 7. Несоответствие рыночной цены возможностям потенциальных потребителей. 8. Ухудшение финансовой ситуации компаний, являющихся потенциальными потребителями. 9. Невостребованность ПП рынком. 10. Скрытое прогностическое сопротивление специалистов-потребителей внедрению ПП. 11. Низкий уровень подготовки пользователей ПП
4.2. Партнеры	1. Появление на рынке новых аналогичных продуктов. 2. Непредсказуемое поведение конкурентов. 3. Дискредитация ПП со стороны конкурентов. 4. Пиратское распространение копий ПП. 5. Ненадежная работа аутсорсинговых компаний. 6. Изменение цен на услуги связи. 7. Изменение цен на размещение рекламы

Таблица 4

**Описание первичных рискообразующих факторов**

Факторы	Условие	Последствия	Воздействие на цели
1. Изменение нормативного регулирования бизнес-процессов предметной области	Принятие законов, связанных с регулированием бизнес-процессов, затрагивающих область применения ПП	Необходимость дополнительных доработок в период продвижения ПП	Увеличение бюджета проекта
2. Колебания курса валют	Нестабильное соотношение рубля к иностранной валюте	Возможное изменение цен на ПП и рекламу	Сокращение объемов продаж. Увеличение бюджета программы продвижения
3. Появление новых аналогичных продуктов	Выход на рынок новых аналогичных продуктов	Усиление конкуренции	Сокращение объемов продаж
4. Пиратское распространение копий ПП	Появление в сети Интернет лицензионных ключей или «взломанных» версий ПП	Незаинтересованность потенциальных потребителей в использовании легальных копий	Сокращение объемов продаж

Оценки воздействия рискообразующих факторов на результаты проекта

Показатели	Шкалы			
	Маловероятно	Возможно	Вероятно	Очень вероятно
Вероятность наступления фактора	Менее 0,2	0,2–0,4	0,4–0,7	Более 0,7
Возможные убытки в объемах продаж, увеличение бюджета проекта	Незначительные	Умеренные	Критичные	Катастрофические
	Потери менее... 20 %	Потери от 20 до 40 %	Потери более 40% и менее 70%	Потери более... 70%
Степень воздействия фактора, баллы	Низкая	Ниже среднего	Средняя	Умеренно высокая
	0–1	2–4	5–6	7–8
				Высокая
				9–10

*Литература*

1. О мерах по развитию IT-отрасли в РФ // Аналитическое исследование: IT-кадры. – 2010 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.apkit.ru/committees/education/projects/itscadgy2010.php>, свободный (дата обращения: 14.08.2013).
2. Архипенков С. Лекции по управлению программными проектами. – М., 2009. – 127 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.arkhipenkov.ru/resources/sw\\_project\\_management.pdf](http://www.arkhipenkov.ru/resources/sw_project_management.pdf) (дата обращения: 24.09.2013).
3. Авдошин С.М. Информатизация бизнеса. Управление рисками / С.М. Авдошин, Е.Ю. Песоцкая. – М.: ДМК Пресс, 2011. – 176 с.
4. Фатрелл Р.Т. Управление программными проектами. Достижение оптимального качества при минимуме затрат / Р.Т. Фатрелл, Д.Ф. Шафер, Л.И. Шафер. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. – 1136 с.
5. Липаев В.В. Анализ и сокращение рисков проектов сложных программных средств. – М.: СИНТЕГ, 2005. – 224 с.
6. ДеМарко Т. Вальсируя с медведями: управление рисками в проектах по разработке программного обеспечения / Т. ДеМарко, Т. Листер. – М.: «p.m.Office», 2005. – 196 с.
7. Перегудов Ф.И. Основы системного анализа: учебник / Ф.И. Перегудов, Ф.П. Тарасенко. – 2-е изд., доп. – Томск: Изд-во НТЛ, 1997. – 396 с.
8. Шапкин А.С. Экономические и финансовые риски / А.С. Шапкин, В.А. Шапкин. – М.: Дашков и К, 2008. – 543 с.
9. Фатхутдинов Р.А. Инновационный менеджмент: учебник для вузов. 6-е изд. – СПб.: Питер, 2008. – 448 с.
10. Гриффитс М. Основные пять рисков проектов разработки программного обеспечения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.pmtoday.ru/project-management/risks/top-five-risks.html>, свободный (дата обращения: 07.09.2013).
11. Душкин Р. Методика управления рисками – обобщение моего опыта работы над проектами [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://habrahabr.ru/post/137645/>, свободный (дата обращения: 10.02.2012).
12. Калугин А. Ужасы нашего городка: риски разработки для разработчиков ПО [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://pmarcor.com/2011/08/29/software-risks-horrors/>, свободный (дата обращения: 18.09.2013).
13. Ключников В.О. Идентификация рисков IT-проектов // Государственное управление. – 2011. – № 20 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://e-journal.spa.msu.ru/images/File/2009/20/Klyuchnikov>, свободный (дата обращения: 16.04.2011).

**Ехлаков Юрий Поликарпович**

Д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой автоматизации обработки информации ТУСУРа  
Тел.: 8 (383-2) 41-41-31  
Эл. почта: [ure@tusur.ru](mailto:ure@tusur.ru)

Ekhlov Yu.P.

**Classification and description of risk-contributing factors in software development**

The paper discusses the distinctive aspects of the software development process as a high-risk project. The paper reviews a range of risk-contributing factors, offers their classification and formats for description of their probability and negative effects.

**Keywords:** software project risks, classification and description of risk-contributing factors.

УДК 004.52

А.Ф. Хусаинов

## Программный комплекс для анализа речи (на примере распознавания фонем татарского языка)

Предложен и реализован в виде программного комплекса подход к проектированию, созданию и управлению системами анализа речи. В его состав входят как реализованные средства решения стандартных задач (например, построения систем транскрибирования, проектирования и записи речевых корпусов), так и возможности изменения и добавления новых компонент. Эффективность применения предложенного комплекса при построении систем анализа речи продемонстрирована на примере создания системы автоматического распознавания фонем татарского языка.

**Ключевые слова:** анализ речи, средство проектирования, распознавание фонем, татарский язык.

В настоящее время в мире насчитывается около пяти тысяч языков, из которых около ста активно используются более чем 80% населения планеты. В то же время происходит активное развитие систем речевого интерфейса взаимодействия человека с компьютерами. Однако степень развития данных технологий сильно отличается между различными языками, и высокое качество работы речевых систем, например, для английского и немецкого языков, сочетается с полным отсутствием данных технологий для многих языков регионального масштаба. Данная ситуация объясняется как научной сложностью стоящих задач, так и высокими финансовыми затратами на подготовку необходимых программных инструментов и речевых корпусов [1]. В настоящий момент существуют проекты, направленные на преодоление данной ситуации, однако чаще всего они решают узкие задачи и не предоставляют достаточной свободы при создании средств анализа речи [2].

В данной работе описывается комплекс программных средств, позволяющий осуществлять проектирование систем анализа речи для различных языков. Для этого могут быть использованы уже имеющиеся в комплексе инструменты (выбор инвентаря фонем языка, описание акустических правил языка, средства проектирования и записи корпусов). Кроме того, существует возможность добавления новых и расширения функциональности уже имеющихся модулей комплекса. В рамках предложенной системы проектирования разработана и реализована система автоматического распознавания фонем татарского языка. На её примере показана эффективность предложенных программных средств при разработке систем анализа речи для новых языков.

**Комплекс проектирования систем анализа речи.** Предлагаемый комплекс проектирования систем анализа речи обладает целым рядом свойств, наличие которых продиктовано особенностями процессов создания и функционирования данных систем [3]:

### ***1. Модульная архитектура комплекса, наличие механизма расширения функциональности модулей.***

Область речевых технологий представляет собой совокупность множества различных направлений анализа речи, включая такие направления, как синтез речи, распознавание команд слитной речи, идентификация диктора, языка, эмоций, качества произношения [4]. Данные направления используют различные алгоритмы и подходы, однако с точки зрения алгоритмов вычисления характеристик речи, а также способов построения статистических моделей звуков или языков они имеют много общего, что делает оправданным выделение обособленных частей алгоритма в отдельные модули и их совместное использование в различных системах.

Кроме того, следует отметить высокую взаимосвязанность различных систем анализа речи между собой [5, 6]. Так, к примеру, система распознавания фонем языка может использовать информацию от модуля идентификации языка для настройки акустических моделей на нужный язык; в то же время модуль идентификации языка в качестве исходной информации для работы может принимать данные от модуля распознавания фонем. Наличие данных взаимосвязей делает необходимой возможность обмена информацией между целыми модулями систем анализа речи, что позволит повысить качество их работы.



Для реализации модульной архитектуры в комплексе проектирования были реализованы и используются следующие сущности:

*а.* Модуль – базовая сущность комплекса, решающая строго определенную, обособленную часть задачи, например вычисление вектора признаков речи или создание речевого корпуса. Модули реализуют модель «черного ящика»; взаимодействие модулей друг с другом происходит посредством передачи значений входных и выходных параметров. При этом параметры могут иметь как строго заданные значения (доступные типы данных: число, строка, дата, объект), так и являться указателями на значение параметра другого модуля, что позволяет реализовать возможность обмена необходимой информацией между модулями. С точки зрения программной архитектуры каждый модуль представляет собой реализацию базового интерфейса, посредством которого происходит управление модулем со стороны программного комплекса. Описание функций данного интерфейса представлено в табл. 1.

Таблица 1

Интерфейс управления модулями системы

Название функции	Параметры	Назначение
GetParameters	Входные: – Выходные: список параметров модуля с их значениями по умолчанию	Комплекс вызывает данную функцию для получения списка входных и выходных параметров конкретного модуля
Initialize	Входные: список входных параметров с их значениями Выходные: успешность инициализации модуля	Данная команда сообщает модулю о необходимости настройки параметров работы в соответствии со значениями переданных параметров. Выходное значение говорит о готовности модуля к запуску
Start	Входные: родительская оконная форма, в которой необходимо разместить модуль Выходные: –	Вызов данной команды инициирует запуск модуля в указанном родительском окне
Execute	Входные: – Выходные: –	Аналог функции Start для запуска модуля без необходимости отображения пользовательского интерфейса
Save	Входные: – Выходные: список выходных параметров с их значениями	Производит сохранение значений выходных параметров
CloseForm	Входные: – Выходные: –	Прекращает работу модуля

*б.* Проект – сущность, объединяющая модули для решения конкретной задачи. Визуальное отображение проекта позволяет легче отслеживать зависимости между модулями, а также производить их настройки в рамках решения данной задачи. Кроме того, проект содержит необходимую информацию о версиях и о правильной последовательности запуска модулей.

### **2. Возможность настройки прав доступа для различных пользователей.**

Создание систем анализа речи представляет собой комплексную междисциплинарную задачу, в которой необходимы знания по акустике, фонетике, лингвистике, математической статистике и моделированию, программированию. Поэтому большинство речевых систем разрабатывается коллективами ученых из разных областей знаний. Этим продиктована необходимость внедрения системы разделения и контроля прав доступа к различной функциональности комплекса для разных пользователей. К примеру, в проекте по распознаванию фонем языка администратор проекта может предоставить лингвисту доступ на изменение параметров исключительно модуля по формированию текстового корпуса, фонетисту – модуля определения правил транскрибирования и т.д. Таким образом, гарантируется сохранение целостности и работоспособности системы за счет точного распределения прав в команде исследователей.

### **3. Возможность сравнения различных конфигураций работы системы.**

Возможность предоставления прав доступа к отдельным модулям для специалистов в узких областях знаний при этом не ограничивает их способность контролировать работу всей системы целиком. Так, отдельно могут быть прописаны права на запуск каждого модуля (метод Execute описанного выше интерфейса) без возможности его редактирования. Таким образом, например,

специалист, занимающийся редактированием алгоритма вычисления вектора признаков, может контролировать качество работы всей системы распознавания в зависимости от вносимых им изменений в конкретный модуль.

**4. Предоставление реализаций базовых алгоритмов решения стандартных задач.**

Одной из сложностей, возникающих в процессе создания систем анализа речи для множества новых языков, является необходимость разработки и реализации большого количества вспомогательного инструментария и базовых алгоритмов решения стандартных задач. В предлагаемом программном комплексе на данный момент реализованы и доступны для использования следующие инструменты:

- а. Создание фонемного алфавита для конкретного языка.
- б. Описание акустических правил языка.
- в. Контроль процесса разработки текстового корпуса.
- г. Проектирование и запись речевого корпуса.

Общая структура комплекса представлена на рис. 1.

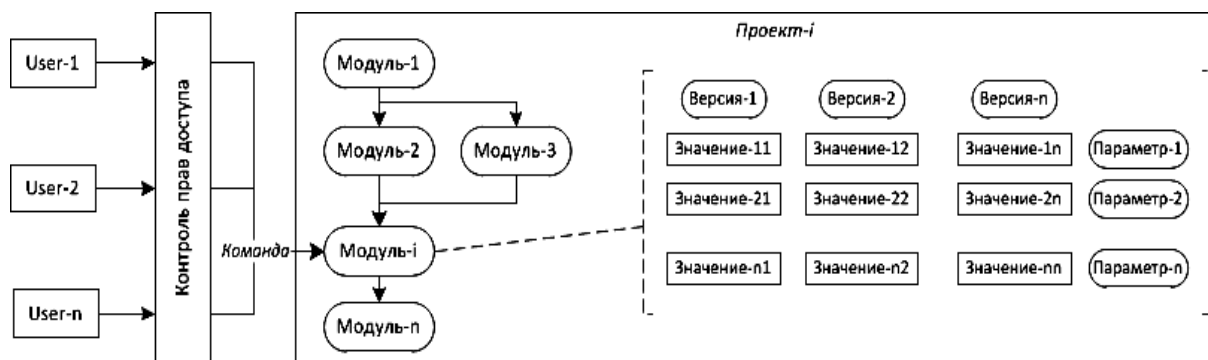


Рис. 1. Общая структура комплекса

**Система распознавания фонем татарского языка**

С помощью созданного комплекса, а также реализованного на его основе инструментария была разработана система распознавания фонем татарского языка. Татарским языком в мире владеет около 8 миллионов человек, в то же время для него не существует разработанных средств анализа речи. Отсутствуют также необходимые для развития данных средств речевые и текстовые корпуса, что позволит в полной мере использовать разработанный для этих целей инструментарий.

Визуальное представление структуры проекта изображено на рис. 2.

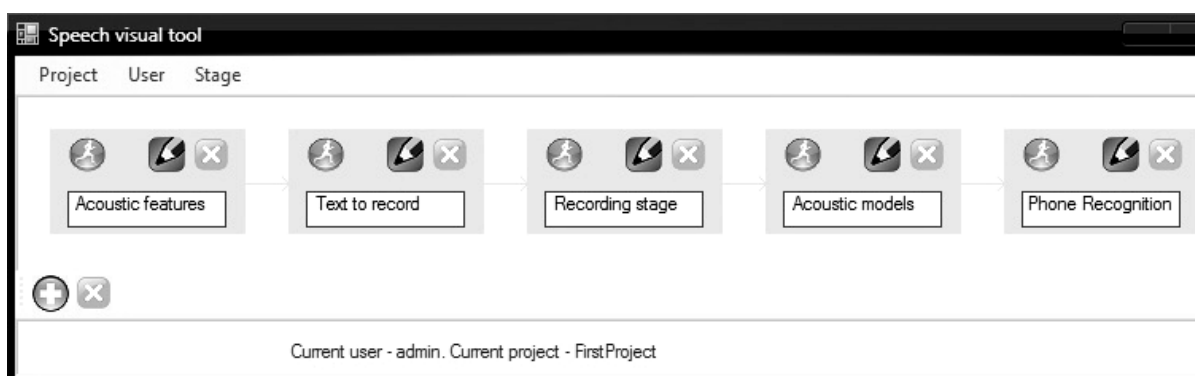


Рис. 2. Структура проекта распознавания фонем татарского языка

Описание характеристик и результатов работы всех модулей созданного проекта представлено в табл. 2. Для расчета параметров речевого сигнала, акустического моделирования, а также при реализации алгоритма распознавания фонем было задействовано средство НТК toolkit [7].

Анализ результатов работы проекта, а именно файлов с распознанными последовательностями фонем для 1157 файлов из тестового корпуса татарской речи, показал качество распознавания фонем, равное 61,25%.

Описание модулей проекта по распознаванию фонем татарского языка

Название модуля	Параметры	Описание результатов работы
Acoustic features	Входные: рабочая директория. Выходные: пути к файлам алфавита языка, алфавита фонем, правил транскрибирования и исполняемому файлу транскрибирования	С помощью данного инструмента был сформирован алфавит из 57 фонем татарского языка. Кроме того, были определены и описаны правила составления фонетических транскрипций [8], общее число правил равняется 35
Preparing text corpus to record	Входные: все выходные параметры модуля «Acoustic features». Выходные: пути к файлам с подготовленными для записи предложениями и их транскрипциями	Инструмент позволяет создавать наборы предложений для записи с постоянным контролем частотности входящих в их состав фонем и количества фонемных 1-, 2- и 3-gram
Recording stage	Входные: все выходные параметры модуля «Preparing text corpus to record». Выходные: пути к файлам списка дикторов, пронумерованных предложений с транскрипциями, распределения предложений по дикторам и путь к записанным аудиофайлам корпуса	Данный модуль предоставляет 3 основные возможности: 1. Создавать и редактировать список дикторов с указанием подробной информации. 2. Настраивать параметры распределения предложений по дикторам. 3. Производить запись аудиофайлов согласно заданным параметрам. Было записано 10788 файлов общей продолжительностью 5 ч
Acoustic models	Входные: все выходные параметры модуля «Recording stage». Выходные: пути к файлам конфигурации вычисляемых параметров, а также описаниям построенных акустических моделей (файлы hmmdefs, macros)	С помощью данного модуля была произведена настройка необходимых параметров (максимальное число гауссовских распределений в смеси – 29) и проведено обучение акустических моделей фонем
Phoneme recognition	Входные: все выходные параметры модуля «Acoustic modules», а также путь к аудиофайлам для распознавания. Выходные: файл с результатами распознавания	Было передано в качестве входных параметров и распознано 1157 файлов из тестовой части записанного корпуса

**Заключение.** Описание особенностей процесса построения и функционирования систем анализа речи позволило в конечном итоге разработать и построить программный комплекс проектирования подобных систем. Комплекс учитывает необходимость одновременной работы над проектом множества специалистов из разных областей, предоставляя возможности по настройке прав доступа для каждого из участников проекта. Основная сущность комплекса – модуль – обладает способностью обмениваться данными с другими модулями проекта, что предоставляет возможность, во-первых, создать единые точки доступа к базовой функциональности (например, вычислению вектора признаков) и избегать благодаря этому дублирования схожей функциональности в других проектах, и во-вторых, повысить качество работы отдельных подсистем анализа речи за счет использования информации, полученной от других подсистем (например, использование в работе распознавателя речи информации о языке диктора, полученной от подсистемы идентификации диктора). Кроме того, для упрощения процесса создания систем анализа речи для множества языков, для которых такие системы ещё не созданы, в комплексе был реализован набор инструментария и базовых алгоритмов, что заметно ускоряет создание базовых вариантов систем анализа речи.

Для демонстрации функциональности построенного комплекса на его основе была реализована система автоматического распознавания фонем татарского языка. С помощью инструментов комплекса были проведены такие этапы работы, как формирование алфавита фонем татарского языка, выделение основных акустических особенностей татарской речи, создание системы автоматического транскрибирования, подготовка и запись речевого корпуса. Полученные результаты (качество распознавания фонем 61,25%) позволяют сделать вывод о том, что комплекс может быть применён при построении подобных систем, а возможности добавления новых и расширения

функциональности уже существующих модулей позволяют дорабатывать системы для решения конкретных задач.

#### *Литература*

1. Vimala C. A Review on Speech Recognition Challenges and Approaches / C. Vimala, V. Radha // World of Computer Science and Information Technology Journal (WCSIT). – 2012. – Vol. 2, № 1. – P. 1–7.
2. Alumäe T. Open and Extendable Speech Recognition Application Architecture for Mobile Environments / T. Alumäe, K. Kaljurand // Conference Proceedings of The 3rd Workshop on Spoken Languages Technologies for Under-resourced languages (SLTU–2012). 7–9 May 2012, Cape Town. – Cape Town: North-West University, South Africa, 2012. – P. 15–18.
3. Хусаинов А.Ф. Прототип платформы анализа речи на татарском языке / А.Ф. Хусаинов, Д.Ш. Сулейманов // Матер. III Междунар. научн.-техн. конф. «Открытые семантические технологии проектирования интеллектуальных систем OSTIS – 2013». Минск, 21–23 февраля 2013 г. – Минск: БГУИР, 2013. – С. 361–368.
4. Сизов А.Г. Оценка качества голоса лиц, страдающих дисфонией / А.Г. Сизов, Р.В. Мещеряков, С.Д. Тиунов // Труды СПИИРАН. – 2012. – № 1. – С. 138–152.
5. Мещеряков Р.В. Структура систем синтеза и распознавания речи // Изв. Том. политех. ун-та. – 2009. – Т. 315, № 5. – С. 121.
6. Мещеряков Р.В. Диалог как основа построения речевых систем / Р.В. Мещеряков, В.П. Бондаренко // Кибернетика и системный анализ. – 2008. – № 2. – С. 30.
7. The НТК book (for НТК Version 3.4) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://speech.ee.ntu.edu.tw/courses/DSP2011spring/hw2/НТКBook-3.4.1.pdf>, свободный (дата обращения: 01.02.2013).
8. Практическая фонетика татарского языка [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://tatar.com.ru/fonetika.php>, свободный (дата обращения: 04.06.2013).

---

#### **Хусаинов Айдар Фаилович**

Аспирант Института вычислительной математики и информационных технологий  
Казанского (Приволжского) федерального университета  
Тел.: +7-987-205-13-80  
Эл. почта: [khusainov.aidar@gmail.com](mailto:khusainov.aidar@gmail.com)

Khusainov A.F.

#### **Software complex for speech analysis (the case of Tatar phonemes recognition system)**

This paper describes software toolkit for speech analysis designing, creating and managing purposes. This toolkit also implements basic functionality (i.e. building transcriber tool, designing and recording speech corpora) and provides ability to edit and add new components. Proposed toolkit employed for creating automatic phoneme recognition system for the Tatar language, experimental results indicate that toolkit can be successfully used for creation of speech analysis systems for under-resourced languages.

**Keywords:** speech analysis, design tools, phoneme recognition, the Tatar language.

УДК 519.681.5

Е.А. Шельмина

## Применение технологий параллельного программирования для решения обратных задач переноса примеси в атмосферном воздухе

Предложен алгоритм решения обратных задач переноса примеси в атмосферном воздухе с применением модифицированного метода Марчука. Для численного решения таких задач используются явные разностные схемы высокого порядка точности и технологии параллельного программирования. Для параллельной реализации численного решения обратной задачи переноса примеси используются функциональная, геометрическая декомпозиция и комбинация функциональной и геометрической декомпозиций.

**Ключевые слова:** обратные задачи, математическое моделирование, параллельная реализация.

К настоящему моменту разработано большое количество методов математического моделирования прямых и обратных задач математической физики, в том числе и задач переноса примеси. При использовании этих методов для постановки прямой задачи исследуемое физическое явление описывается дифференциальными уравнениями в частных производных с соответствующими начальными и граничными условиями, а решение поставленной задачи получают с использованием различных численных методов.

Решение обратных задач математической физики часто является элементом математического моделирования различных физических процессов. Это связано с тем, что далеко не все условия, описывающие процесс, заранее известны. На данный момент можно сказать, что методы решения обратных задач составляют важное направление исследований в области математической физики.

В настоящее время среди задач математической физики большое внимание уделяется задачам, которые описывают распространение примесей в атмосферном воздухе. Это связано с тем, что проблема охраны окружающей среды и ее восстановления является одной из важных задач науки, развитие которой стимулируется всевозрастающими темпами технического прогресса во всех странах мира. Поступление загрязняющих веществ в атмосферу избежать невозможно, но разумное использование природных ресурсов и постоянный контроль качества атмосферного воздуха позволят обеспечить безопасный уровень воздействия на атмосферу и избежать глобально негативных последствий. Большую помощь здесь может оказать применение методов математического моделирования, с помощью которых разрабатываются математические модели, позволяющие изучать атмосферные процессы. Основой этих моделей являются уравнения гидротермодинамики атмосферы, уравнения переноса примесей, уравнения, отвечающие за режим взаимодействия воздушных масс и примесей с неоднородной поверхностью Земли. Все эти уравнения записываются в дифференциальном виде и представляют собой законы сохранения энергии, массы и количества движения.

Следует отметить, что чаще всего проблема математического описания переноса примесей представляется двумя классами задач. Первый – это решение «прямых» задач, когда по известным параметрам источников примеси (месторасположение источника, время выброса) требуется найти значения концентраций выбрасываемой субстанции. Второй – решение «обратных» задач, когда известны значения концентрации примеси, измеренные в нескольких контрольных точках, требуется найти тип, координаты и мощность её источников.

Математическое описание «прямых» и «обратных» задач переноса примеси приводит к системам дифференциальных уравнений в частных производных. Но точное решение таких систем чаще всего невозможно получить в аналитическом виде, поэтому для решения таких задач используют численные методы. Но в силу сложных процессов распространения примеси такие задачи являются громоздкими и требовательными к вычислительным ресурсам. Перспективным способом решения этих проблем является использование современных высокопроизводительных многопроцессорных вычислительных систем, которые обеспечивают существенное ускорение получения результатов расчетов и повышение качества численного прогноза.

Целью данной работы является создание алгоритмов численного решения обратных задач переноса примеси с использованием явных разностных схем высокого порядка точности и высокопроизводительной вычислительной техники.

**Физическая постановка прямой задачи переноса примеси.** Распространение газообразной примеси в приземном слое атмосферы над промышленным центром и его окрестностями исследуется при следующих условиях. Рассматривается ограниченный в прямоугольнике участок территории, на котором в течение времени исследования происходит выброс газообразной примеси от различных источников. Мощность источников зависит от времени. Распределение по области исследования поступающей примеси зависит от метеорологических условий (поля ветра, осадков, интенсивности турбулентного обмена) и от характера взаимодействия примеси с подстилающей поверхностью. Предполагается, что эти необходимые для замыкания модели параметры известны. Кроме того, будем считать, что газообразная примесь инертна, т.е. не вступает в химические реакции с другими веществами и скорость ее переноса совпадает со скоростью движения окружающего воздуха, её молекулярный вес близок к молекулярному весу воздуха и примесь изотермична.

**Математическая постановка прямой задачи переноса примеси.** С учетом принятой физической постановки задачи адвективно-диффузионное уравнение, моделирующее перенос газообразной примеси в заданном потоке, представляется в следующем виде [1]:

$$\frac{\partial C}{\partial t} + U \frac{\partial C}{\partial x} + V \frac{\partial C}{\partial y} + W \frac{\partial C}{\partial z} + \sigma C = \frac{\partial}{\partial x} \left[ \Gamma \frac{\partial C}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[ \Gamma \frac{\partial C}{\partial y} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[ K_z \frac{\partial C}{\partial z} \right] + Q, \quad (1)$$

где  $C$  – концентрация примеси;  $U, V, W$  – компоненты соленоидального вектора скорости атмосферного воздуха, т.е.  $\frac{\partial U}{\partial x} + \frac{\partial V}{\partial y} + \frac{\partial W}{\partial z} = 0$ ;  $\Gamma, K_z$  – коэффициенты турбулентной диффузии;  $Q$  – интенсивность поступления примеси от  $M$  рассматриваемых высотных источников,

$$Q = \sum_{j=1}^M Q_j(t) \delta(x - x_j^0) \delta(y - y_j^0) \delta(z - z_j^0); \quad Q_j(t) - \text{расход выброса из источника с координатами}$$

$x_j^0, y_j^0, z_j^0$ ;  $\sigma$  – интенсивность влажного осаждения (вымывания осадками) примеси.

Начальные и граничные условия для уравнения (1) имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} t=0: \quad C(0, x, y, z) &= C_0(x, y, z); \\ x=0: \quad \frac{\partial C}{\partial x} &= 0; \quad x=L_x: \quad \frac{\partial C}{\partial x} = 0; \\ y=0: \quad \frac{\partial C}{\partial y} &= 0; \quad y=L_y: \quad \frac{\partial C}{\partial y} = 0; \\ z=0: \quad K_z \frac{\partial C}{\partial z} &= \alpha C - R; \quad z=L_z: \quad \frac{\partial C}{\partial z} = 0. \end{aligned} \quad (2)$$

$R = R(t, x, y)$  – интенсивность поступления газообразной примеси от наземных источников;  $\alpha$  – скорость сухого осаждения газообразной примеси.

**Физическая постановка обратной задачи переноса примеси.** Требуется по известным метеорологическим параметрам атмосферы и результатам измерений концентрации примеси в  $N$  точках ( $N$  – количество постов наблюдения, на которых осуществляется измерение концентрации примеси), проводимых в течение некоторого временного отрезка  $T$ , определить параметры (мощность, координаты и время срабатывания) источников примеси.

**Математическая постановка обратной задачи переноса примеси.** Чтобы записать математическую постановку обратной задачи переноса примеси, используем метод, который основан на решении уравнения, сопряженного с полуэмпирическим уравнением турбулентной диффузии (1), и двойственном представлении функционала от концентрации примеси [1]. Для этого адвективно-диффузионное уравнение переноса примеси (1) умножается на сопряженные функции  $C_k^*(t, x, y, z)$  {функции  $C_k^* \in C^2[0, L_x] \times [0, L_y] \times [0, L_z]$  и определены в области исследования,  $k=1, N$ ,  $N$  – количество измерений концентрации  $C(t, x, y, z)$  в точках с координатами  $(x_k, y_k, z_k)$  в момент времени  $t_k$ }

и интегрируется по времени и пространству. После некоторых математических преобразований получаются сопряженные уравнения [1]:

$$-\frac{\partial C_k^*}{\partial t} - \frac{\partial UC_k^*}{\partial x} - \frac{\partial VC_k^*}{\partial y} - \frac{\partial WC_k^*}{\partial z} + \sigma C_k^* - \frac{\partial}{\partial x} \left[ \Gamma \frac{\partial C_k^*}{\partial x} \right] - \frac{\partial}{\partial y} \left[ \Gamma \frac{\partial C_k^*}{\partial y} \right] - \frac{\partial}{\partial z} \left[ K_z \frac{\partial C_k^*}{\partial z} \right] = P_k; \quad k=1, \dots, N, \quad (3)$$

начальные и граничные условия:

$$\begin{aligned} C_k^*(T, x, y, z) &= 0; \\ x=0: UC_k^* + \Gamma \frac{\partial C_k^*}{\partial x} &= 0; \quad x=L_x: UC_k^* + \Gamma \frac{\partial C_k^*}{\partial x} = 0; \\ y=0: VC_k^* + \Gamma \frac{\partial C_k^*}{\partial y} &= 0; \quad y=L_y: VC_k^* + \Gamma \frac{\partial C_k^*}{\partial y} = 0; \\ z=0: K_z \frac{\partial C_k^*}{\partial z} &= \alpha C_k^*; \quad z=L_z: \frac{\partial C_k^*}{\partial z} = 0, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $P_k = \delta(x-x_k)\delta(y-y_k)\delta(z-z_k)\delta(t-t_k)$ ;  $k=1, \dots, N$ ;  $\delta(\xi)$  – дельта-функция ( $\xi \in \mathfrak{R}$ );  $N$  – количество измерений концентрации  $C(t, x, y, z)$  в точках с координатами  $(x_k, y_k, z_k)$  в момент времени  $t_k$ .

Здесь предполагаем, что  $t_k \gg 0$  настолько, что справедливым является допущение

$$C^*(0, x, y, z) = 0 \quad (5)$$

С учетом (3)–(5) и осуществленных математических преобразований, в ходе получения сопряженных уравнений получаем

$$\int_0^T \int_0^{L_x} \int_0^{L_y} \int_0^{L_z} CP_k dz dy dx dt = \int_0^T \int_0^{L_x} \int_0^{L_y} \int_0^{L_z} C_k^* Q dz dy dx dt + \int_0^T \int_0^{L_x} \int_0^{L_y} C_k^* \Big|_{z=0} R dy dx dt; \quad k=1, \dots, N,$$

где  $C_k^*$  – решение  $k$ -й сопряженной задачи (3)–(4) с правой частью  $P_k$ . Вследствие принятого вида функции  $P_k$  последнее равенство переписывается как

$$\int_0^T \int_0^{L_x} \int_0^{L_y} \int_0^{L_z} C_k^* Q dz dy dx dt + \int_0^T \int_0^{L_x} \int_0^{L_y} C_k^* \Big|_{z=0} R dy dx dt = C_k; \quad k=1, \dots, N \quad (6)$$

и может рассматриваться в качестве двойственного представления функционала от концентрации примеси или некоторых дополнительных соотношений для оценки по измеренным значениям концентрации примеси  $C_k$  в точке с координатами  $(x_k, y_k, z_k)$  в момент времени  $t_k$  распределения и интенсивности источников выброса примеси в приземный слой воздуха. При этом нахождение решения системы уравнений (6) позволяет установить параметры источников загрязнения.

Таким образом, применение метода сопряженных уравнений позволяет построить алгоритм решения обратной задачи по нахождению параметров точечных источников по данным измерений концентрации примеси, полученных в ряде контрольных точек.

**Численное решение.** В данной работе для численной реализации обратной задачи переноса примеси (3)–(4), (6) использовались метод конечного объема и явные разностные схемы высокого порядка точности: схема Ботта [2] и схема ENO [3] для аппроксимации адвективных членов. Тестирование разностных схем с целью определения их точности производилось на двумерном уравнении переноса примеси с известным аналитическим решением [4]. При этом было получено, что используемые разностные схемы высокого порядка точности дают результаты, достаточно близкие к аналитическому решению для случая постоянных значений скорости и коэффициента диффузии, что подтверждает теоретическое исследование их порядка точности.

При численном решении обратной задачи для проверки правильности её решения использовались результаты решения прямой задачи в качестве необходимых входных данных. Необходимые для расчетов параметры (скорость, направление приземного ветра, турбулентные характеристики атмосферного пограничного слоя) рассчитывались с использованием мезомасштабной модели ТГУ-ИОА СО РАН [5]. В качестве входных параметров использовались результаты измерения монооксида углерода на пяти постах наблюдения, расположенных в г. Томске. При моделировании рассматривался период времени, охватывающий двое суток (7–8 сентября 2000 г.,  $T = 172800$  с), следова-

тельно, количество измерений  $\{C_k, k=1, \dots, N\}$ , необходимых для решения обратной задачи, составляет  $N = 30$ . Область исследования имеет площадь размером  $50 \times 50$  км, в ее центральной части находится городская территория. Верхняя граница расчетной области располагается на высоте 1000 м.

**Параллельная реализация.** При численном решении задач переноса примеси выделяют два основных способа параллельной реализации: распараллеливание по физическим процессам (функциональная декомпозиция) и геометрическая декомпозиция расчетной области.

**Функциональная декомпозиция.** Распараллеливание по физическим процессам метода численного решения задачи по определению параметров источников производилось с использованием принципа «master-slave». В этом случае управляющий master-процесс с частотой  $\omega$  передает каждому slave-процессу значения метеорологических параметров, необходимые для решения сопряженных задач. Подчиненные slave-процессы, получив данные, в свою очередь, ведут расчеты независимо друг от друга, и найденные на каждом шаге по времени приближенные решения своей сопряженной задачи (3)–(4) возвращают управляющему процессу, который ищет глобальный минимум функционала (6), что в итоге позволит определить параметры источников загрязнения.

В работе на основе теоретических оценок и в результате вычислительных экспериментов исследованы ускорение и эффективность данного параллельного алгоритма для задачи идентификации параметров мгновенного источника. Теоретические выкладки приводят к следующим результатам:

$$S_p^{\Phi 1} \approx \frac{p-1}{1 + \frac{5\chi \cdot \omega}{m}}, \quad E_p^{\Phi 1} = \frac{S_p}{p} \approx \frac{1-1/p}{1 + \frac{5\chi \cdot \omega}{m}}, \quad (7)$$

Здесь  $p$  – число используемых процессов;  $m$  – число арифметических операций для вычисления одного значения сеточной функции;  $\chi$  – отношение времени межпроцессорной передачи одного числа к времени арифметической операции;  $\Phi 1$  – первый вариант функциональной декомпозиции.

Из (7) видно, что при таком способе организации параллельных вычислений не удастся достичь идеального параллелизма, поскольку нет хорошей балансировки загрузки используемых в расчетах  $p$  процессоров. Это связано с тем, что master-процесс не участвует в проведении массовых вычислений. Поэтому с целью повышения эффективности алгоритма рассматривается другой подход, в котором master-процесс дополнительно к своей работе также решает одну из  $N$  сопряженных задач (3)–(4). В этом случае теоретическая оценка ускорения и эффективности может быть записана следующим образом:

$$S_p^{\Phi 2} \approx \frac{p}{1 + \frac{5\chi \cdot \omega}{m}}, \quad E_p^{\Phi 2} \approx \frac{1}{1 + \frac{5\chi \cdot \omega}{m}} \quad (8)$$

и разработанная параллельная программа будет иметь более высокие показатели по времени выполнения ( $\Phi 2$  – второй вариант функциональной декомпозиции).

Для подтверждения полученных оценок ускорения параллельного алгоритма был проведен ряд расчетов на кластере ТГУ СКИФ Cyberia. Результаты представлены в табл. 1.

Таблица 1

**Время счета (сек) параллельной программы для рассматриваемых вариантов функциональной декомпозиции**

Количество измерений, $N$	Число используемых процессов/время счета для варианта $\Phi 1$	Число используемых процессов/время счета для варианта $\Phi 2$
5	6/312	5/323
10	11/316	10/337
20	21/322	20/354

Из таблицы видно, что оба рассматриваемых варианта имеют высокие показатели масштабируемости, что выражается в слабом изменении времени счета при добавлении процессорных элементов в связи с увеличением объема вычислений ( $N$ ). Однако первый вариант функциональной декомпозиции алгоритма решения обратной задачи (3)–(4), (6) имеет небольшое преимущество во времени выполнения параллельной программы, что обусловлено появлением дополнительных возможностей совмещения работы активных процессов. В то же время соотношение эффективности



рассматриваемых параллельных программ  $e^\Phi = \frac{E_p^{\Phi 1}}{E_p^{\Phi 2}} < 1$  показывает лучшую масштабируемость второго варианта декомпозиции, что хорошо согласуется с теоретическими оценками (7)–(8), согласно которым  $(e^\Phi)_{\text{теор}} \approx \frac{p}{p+1}$ .

**Геометрическая декомпозиция.** При решении каждой сопряженной задачи (3)–(4) в данной работе также использовалась одномерная (вдоль оси  $OY$ ) геометрическая декомпозиция сеточной области. В этом случае вычисления осуществляются следующим образом:  $N$  сопряженных задач (3)–(4) последовательно одна за другой решаются численно в подобласти вычислительной сетки, распределенной каждому процессу. Вычисления в течение промежутка времени  $[0, T]$  проводятся каждым процессом одновременно, но для корректного расчета сеточных значений функции  $C_k^*$  вблизи границ подобласти требуются некоторые сеточные значения с соседних по расположению подобластей. Это может быть обеспечено лишь путём межпроцессорной передачи данных с использованием, например, стандарта MPI.

Теоретическая оценка ускорения и эффективности данного алгоритма имеет следующий вид:

$$S_p^\Gamma \approx \frac{p}{1 + \frac{\chi}{m} \left( \frac{5\omega}{N} + \frac{4p}{N_x} \right)}, E_p^\Gamma = \frac{S_p^\Gamma}{p} \approx \frac{1}{1 + \frac{\chi}{m} \left( \frac{5\omega}{N} + \frac{4p}{N_x} \right)}, \quad (9)$$

где  $N_x$  – размер вычислительной сетки по оси  $Ox$ ;  $N$  – количество решаемых сопряженных задач.

Для подтверждения проведенных теоретических оценок были проведены вычислительные эксперименты, результаты которых представлены в табл. 2.

Таблица 2

**Время счета параллельной программы для геометрической декомпозиции**

Количество измерений, $N$	Число используемых процессов, $p$	Время, с
5	5	627
10	10	643
20	20	743

Сопоставляя результаты, приведенные в табл. 1 и 2, видно, что применение геометрической декомпозиции для рассматриваемой задачи идентификации параметров внезапного выброса в атмосферу по данным измерений существенно (более чем в два раза) уступает по быстродействию функциональной декомпозиции. Причиной этого являются коммуникационные затраты на межпроцессорную передачу данных, необходимую для корректного решения сопряженных задач (3) – (4) на всей сеточной области, разделенной между активными процессами.

**Комбинированный способ распараллеливания.** Рассмотренные выше подходы создания параллельных версий алгоритмов решения обратной задачи переноса примеси показали неплохие результаты по эффективности, однако количество используемых активных процессов в них ограничено: в случае функциональной декомпозиции число проведенных измерений  $N$ , а при одномерной геометрической декомпозиции размером сетки  $N_x$  и выбранным сеточным шаблоном.

При использовании комбинированного подхода параллельной реализации предлагается для увеличения в расчетах количества используемых активных процессов совместить применение функциональной и геометрической декомпозиции. Все  $p$  активных процессов делятся на  $N$  групп (по числу измерений), каждая из которых решает численно одну сопряженную задачу (3)–(4), используя одномерную геометрическую декомпозицию. Для получения приближенного решения процессы отдельной группы обмениваются между собой рассчитанными значениями сеточной функции вблизи границ подобластей. Поиск минимума функционала выполняет один из  $p$  процессов, которому остальные передают результаты промежуточных расчетов.

Теоретические оценки такого способа параллельной реализации записываются в следующем виде:

$$S_p^{\text{комб}} \approx \frac{p}{1 + \frac{\chi}{m} \left( 5\omega + \frac{4p}{N \cdot N_x} \right)}, \quad E_p^{\text{комб}} = \frac{S_p^{\text{комб}}}{p} \approx \frac{1}{1 + \frac{\chi}{m} \left( 5\omega + \frac{4p}{N \cdot N_x} \right)}, \quad \frac{p}{N} = 1, 2, 3, \dots \quad (10)$$

Сравнивая оценки параллельных реализаций (9) и (10), можно отметить, что эффективность комбинированного подхода не хуже, чем при геометрической декомпозиции, однако количество используемых активных процессов можно увеличить на порядок, что при имеющей место масштабируемости параллельной версии алгоритма должно привести к значительному сокращению времени счета.

Результаты вычислительных экспериментов для задачи идентификации характеристик источника примеси подтвердили предварительные теоретические оценки (табл. 3).

Таблица 3

**Время счета параллельной программы для комбинации функциональной и геометрической декомпозиции**

Количество измерений, $N$	Время счета последовательной программы, с	Число используемых процессов / Время счета для комбинированного подхода, с
5	1626	100/33
10	3922	200/42
20	7799	400/59

Стоит отметить, что результаты численных расчетов при использовании комбинированного подхода показывают снижение времени счета с уменьшением вычислительной трудоемкости задачи, замедление ускорения параллельной программы с ростом числа используемых процессов и при сокращении количества сопряженных задач  $N$ . Комбинированный подход действительно на порядок позволяет увеличить число используемых процессов, при этом эффективность параллельной программы остается на уровне не менее 50%, что является неплохим для задач такого класса показателем. Однако, в целом функциональная декомпозиция имеет существенное преимущество, судя по (8)–(10).

**Заключение.** В данной работе приведены математические постановки прямой и обратной задач переноса примеси в атмосферном воздухе. Математические постановки обратных задач опираются на аппарат сопряженных уравнений и двойственное представление функционала от концентрации примеси. Для численного решения сопряженных задач используются явные разностные схемы высокого порядка точности. Для ускорения проведения вычислительных расчетов была разработана параллельная программа, реализующая комбинацию функциональной и геометрической декомпозиции.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 12-01-31050 мол\_а.

*Литература*

1. Марчук Г.И. Математическое моделирование в проблеме окружающей среды. – М.: Наука, 1982. – 315 с.
2. Bott A. Monotone Flux Limitation in the Area – preserving Flux – form Advection Algorithm // J. Monthly Weather Review. – 1992. – Vol. 120. – P. 2592–2602.
3. Chi-Wang Shu. Essentially non-oscillatory schemes for hyperbolic conservation laws // Preprint of Division of Applied Mathematics. –Brown University. – 1996. – 92 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.ipam.ucla.edu/publications/pcatut2005/pcatut\\_5477\\_preprint.pdf](http://www.ipam.ucla.edu/publications/pcatut2005/pcatut_5477_preprint.pdf), свободный (дата обращения: 24.02.2013).
4. Панасенко Е.А. Определение городских районов-загрязнителей атмосферного воздуха по данным наблюдений / Е.А. Панасенко, А.В. Старченко // Оптика атмосферы и океана. – 2009. – Т. 22, № 3. – С. 279–283.
5. Старченко А.В. Численное исследование локальных атмосферных процессов // Вычислительные технологии. – 2005. – №10, ч. 2. – С. 81–89.

**Шельмина (Панасенко) Елена Александровна**

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. экономической математики информатики и статистики ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 90-01-87

Эл. почта: eashelmina@mail.ru

Shelmina (Panassenko) E.A.

**The numerical solution of inverse problems of pollutant transport using a finite difference schemes of high order and supercomputers**

In the paper we suggest an algorithm for solving inverse problems of pollutant transport using a modified method of Marchuk. Independent conjugate equations are integrated for solving the inverse problem at each time step. Such conditions of numerical investigation allow to attract high-performance computing. There are the following ways for the parallel implementation of numerical solution of pollutant transport: geometrical decomposition, functional decomposition, the combination of functional and geometric decomposition.

**Keywords:** inverse problems, mathematical modeling, parallel implementation.

---

УДК 519.25; 004.8

А.О. Шумская

## Оценка эффективности метрик расстояния Евклида и расстояния Махаланобиса в задачах идентификации происхождения текста

Рассматривается вопрос эффективности применения Евклидовой метрики и расстояния Махаланобиса при определении искусственной генерации текста. Для вычисления метрик используются текстовые характеристики оригинальных авторских текстов и сгенерированных на их основе текстов. В качестве способов генерации используются синонимизация и метод Марковских цепей.

**Ключевые слова:** расстояние Евклида, расстояние Махаланобиса, текст, авторство, искусственные тексты, идентификация, характеристики текста.

**Статистические методы в атрибуции текстовых произведений.** Определение авторства является активно изучаемой и расширяемой областью научных знаний. Множество исследований российских и зарубежных ученых проводятся для оценки существующих и разработки новых методов, с помощью которых могут быть решены задачи, связанные с атрибуцией текстовых массивов.

Задачи определения происхождения текста на фоне анонимности и плагиата в компьютерных сетях распространения информационных материалов становятся особенно актуальными. В связи с этим требуются исследования и новые решения, способные дать ответ на вопрос, был ли текст написан человеком (естественный текст) или текст является искусственно созданным. В данном случае искусственными (искусственно созданными) текстами называются текстовые произведения, сгенерированные специальными программами-генераторами.

Методы статистического анализа берут за основу тот факт, что стиль автора можно определить по какому-то определенному параметру или набору таких параметров – так называемый авторский инвариант [1]. Примерами таких параметров могут быть средняя длина слова, частота вхождений некоторого символа, набора символов или определенных слов.

Статистические методы нашли широкое применение в вопросах атрибуции. К их достоинствам можно отнести сравнительно с машинными методами быстрое проведение расчетов, обучения, универсальность. Недостатком является необходимость выделения инварианта, что требует дополнительных статистических расчетов, объем которых зависит и от задач, стоящих перед исследователем, и от выборки текстовых произведений и ее свойств.

**Набор данных для проведения эксперимента.** Выбор идентифицирующих признаков, которые бы гарантированно разделил двух любых авторов, практически невозможен. Поэтому на практике считается достаточным, чтобы параметр позволял уверенно различать разные группы авторов, т.е. существовало достаточно большое количество групп авторов, для которых средние значения параметра значительно различаются. Параметр в таком случае не поможет различить тексты авторов из одной группы, но позволит различать тексты авторов, попавших в разные группы. Различать тексты авторов одной группы можно за счет использования одновременно достаточно большого вектора различных по характеру параметров.

Проведенные в ходе исследования расчеты позволили выделить характеристики, показательные для таких методов генерации искусственных текстов, как синонимизация и метод Марковских цепей, а также выделить характеристики, слабо проявляющиеся при этих методах генерации. В обоих случаях: для метода синонимизации и метода Марковских цепей – значения характеристик сгенерированных текстов закономерно изменялись относительно своих оригиналов. Кроме того, в случае с синонимизацией изменения проявились соответственно уровню уникальности сгенерированного текста, что говорит о влиянии алгоритма генерации на изменение определенных параметров [2].

Основываясь на полученных при расчетах значениях характеристик, можно выделить ряд признаков, которые изменились в каждом из случаев в большей степени, а также слабо изменяемые в процессе генерации характеристики.

Наиболее изменившиеся характеристики синонимизации:

- количество служебных слов,
- упоминание определенных слов,
- количество коротких слов.

Слабо изменившиеся характеристики синонимизации:

- количество длинных слов,
- средняя длина слова.

Наиболее изменившиеся характеристики метода Марковских цепей:

- количество предложений,
- упоминание определенных слов.

Слабо изменившиеся характеристики метода Марковских цепей:

- количество длинных слов,
- количество коротких слов,
- средняя длина слова,
- количество служебных слов.

Для получения более точной оценки значимости изменения значений текстовых характеристик, полученных в ходе расчетов, может быть использован математический аппарат, а именно критерии согласия.

В работе использовались два способа установления сходства между векторами классов: расстояние Евклида (евклидова метрика) и расстояние Махаланобиса [3]. Целью проведения экспериментальных вычислений является определение применимости статистических методов в задачах определения происхождения текстовых произведений, обнаружения искусственно сгенерированных текстов.

В обоих расчетах присутствуют следующие обозначения:  $v_{original}$  – вектор средних для оригинального текста,  $v_{Symonim}$  – вектор средних для текстов, сгенерированных программой SyMonim,  $v_{Article}$  – вектор средних для текстов, сгенерированных программой Article Clone Easy,  $v_{Delirium}$  – вектор средних для текстов, сгенерированных программой Delirium.

**Эксперимент с расчетом расстояния Евклида.** Чтобы проверить степень отличимости текстов на основе рассчитанных параметров, параметры были объединены в некоторый пробный инвариант и была рассчитана метрика Евклида от вектора значений произвольного текста с известным происхождением до вектора средних каждой из выборок.

Евклидова метрика есть геометрическое расстояние между двумя точками в многомерном пространстве. Данная величина применяется в методах таксономии, классификации и систематизации. Расстояние Евклида показывает, как далеко друг от друга находятся два вектора, тем самым характеризуя их причастность к тому или иному классу, определенному вектором средних.

Входными данными для экспериментальных вычислений расстояния Евклида являются

- векторы средних для выборок: авторские тексты, тексты, сгенерированные с помощью программы SyMonim, тексты, сгенерированные с помощью программы Article Clone Easy, тексты, сгенерированные с помощью программы Delirium;

- мощность инварианта (количество исследуемых текстовых характеристик и соответствующих значений);

- некоторый входной текст известного происхождения, который можно отнести к какому-либо из участвующих в экспериментальных расчетах классов текстов. Следует отметить, что в качестве входных текстов в данных расчетах брались текстовые произведения, не используемые для расчета вектора средних.

Расчет метрики Евклида ( $De$ ) проводится по классической формуле

$$De = \sqrt{\sum_{i=1}^k (x_i - \mu_i)^2},$$

где  $k$  – мощность инварианта (количество характеристик);  $x$ ,  $\mu$  – сравниваемые векторы.

Алгоритм проведения экспериментальных расчетов в виде блок-схемы приведен на рис. 1.

Результаты расчета метрики для обозначенных выше векторов приведены в табл. 1 (синонимизация), табл. 2 (метод Марковских цепей).

На основе рассчитанных значений для синонимизации можно заключить, что выделенные параметры действительно являются идентифицирующими, так как, представив текст как многомерный вектор, с помощью метрики Евклида можно сделать вывод о том, к какой из выборок он ближе.

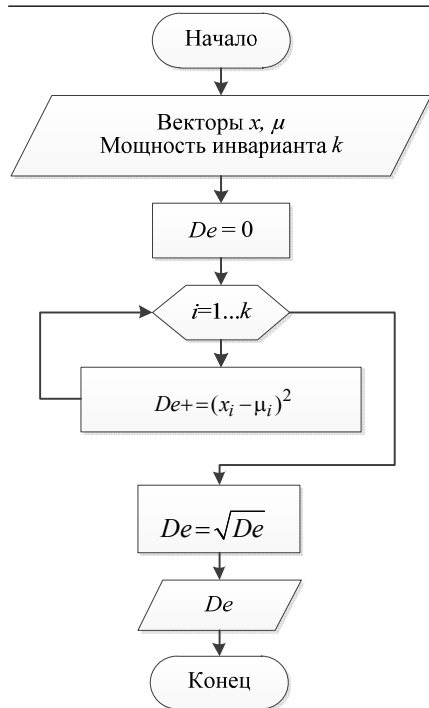


Рис. 1. Блок-схема алгоритма расчетов расстояния Евклида в работе

Таблица 1  
Полученные результаты метрики Евклида для синонимизации

Входной текст (вектор x)	Расстояние Евклида до класса (определенного вектором среднего μ)		
	<i>v<sub>original</sub></i>	<i>v<sub>SyMonim</sub></i>	<i>v<sub>Article</sub></i>
Авторский текст	13,124	16,18	34,167
Текст, сгенерированный SyMonum	14,387	14,317	11,11
Текст, сгенерированный Article Clone Easy	17,025	21,115	8,808

Таблица 2  
Полученные результаты метрики Евклида для метода Марковских цепей

Входной текст (вектор x)	Расстояние Евклида до класса (определенного вектором средней μ)	
	<i>v<sub>original</sub></i>	<i>v<sub>Delirium</sub></i>
Авторский текст	19,557	20,381
Текст, сгенерированный Delirium	9,072	4,432

В случае с методом Марковских цепей разность рассчитанных расстояний до вектора оригинальных текстов и до вектора искусственных текстов оказалась меньше, чем в случае с синонимизацией. Это может быть объяснено тем, что для данного метода изменения текстовых характеристик при программной генерации были существенно ниже, а также меньшее количество текстовых характеристик было отнесено к наиболее изменяющимся.

**Эксперимент с расчетом расстояния Махаланобиса.** Второй метрикой сходства в работе выступило расстояние Махаланобиса. В математической статистике расстояние Махаланобиса – это мера расстояния между векторами случайных величин, обобщающая понятие расстояния Евклида. Оно отличается от него тем, что учитывает корреляции между переменными и инвариантно к масштабу. Данная величина широко используется в кластерном анализе и методах классификации. Оно тесно связано с распределением Т-квадрат Хотеллинга (англ. Hotelling's T-squared distribution), используемым в многомерном статистическом тестировании, и линейным дискриминантным анализом Фишера, используемым в машинном обучении с учителем.

Чтобы использовать расстояние Махаланобиса в задаче определения принадлежности заданной точки классу, нужно найти матрицу ковариации [4]. Как правило, это делается на основе известных выборок. Затем необходимо подсчитать расстояние Махаланобиса от заданной точки до выделенного класса и оценить его.

Входными данными для экспериментальных вычислений расстояния Махаланобиса являются:

- векторы средних для выборок: авторские тексты, тексты, сгенерированные с помощью программы SyMonim, тексты, сгенерированные с помощью программы Article Clone Easy, тексты, сгенерированные с помощью программы Delirium;
- некоторый входной текст известного происхождения, который можно отнести к какому-либо из участвующих в экспериментальных расчетах классов текстов. Следует отметить, что так же, как и для евклидовой метрики, в качестве входных текстов брались текстовые произведения, не используемые для расчета вектора средних.

Формально расстояние Махаланобиса ( $Dm$ ) от многомерного вектора  $\mathbf{x} = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_N)^T$  до множества с вектором среднего  $\boldsymbol{\mu} = (\mu_1, \mu_2, \mu_3, \dots, \mu_N)^T$  и матрицей ковариации  $\mathbf{S}$  определяется по нижеприведенной формуле:

$$Dm = \sqrt{(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})^T \mathbf{S}^{-1} (\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})},$$

где  $\mathbf{x}$  – вектор характеристик входного текста;  $\boldsymbol{\mu}$  – вектор средних для некоторого класса текстов;  $\mathbf{S}$  – объединенная ковариационная матрица.

Алгоритм проведения экспериментальных расчетов в виде блок-схемы приведен на рис. 2.

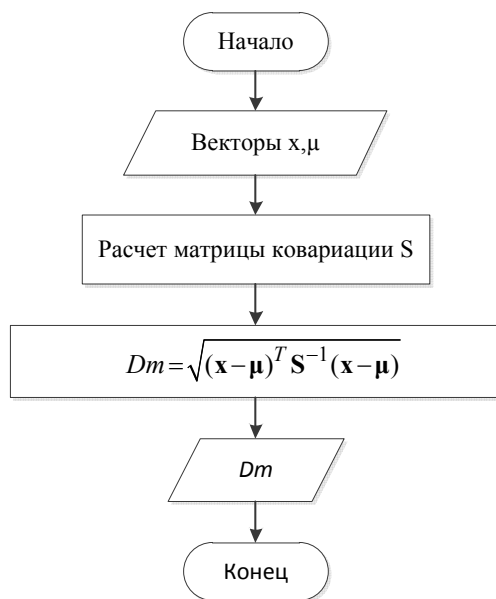


Рис. 2. Блок-схема расчетов расстояния Махаланобиса в работе

Результаты вычислений расстояния Махаланобиса приведены в табл. 3 (синонимизация), 4 (метод Марковских цепей).

Результаты вычислений сходны с результатами расчета расстояния Евклида. Для синонимизации можно отметить закономерность получения наименьшего расстояния Махаланобиса для текстов, которые принадлежат одному классу, также отмечается наибольшее проявление «отдаленности» от других классов текста с большей уникальностью (Article Clone Easy).

Для метода Марковских цепей результаты идентичны расчетам Евклидовой метрики: текстовые характеристики слабо проявлены в сгенерированных текстах, поэтому разница между расстояниями до двух различных классов у входных текстов не настолько показательна, как у метода синонимизации. Повторение данных наблюдений говорит о том, что для данного метода необходимо изменить набор текстовых характеристик для достижения результатов, имеющих значение в вопросе возможности идентификации текстов, сгенерированных на основе этого алгоритма.

Таблица 3

**Полученные результаты расстояния Махаланобиса для синонимизации**

Входной текст (вектор $x$ )	Расстояние Махаланобиса до класса (определенного вектором среднего $\mu$ )		
	$v_{original}$	$v_{Synonym}$	$v_{Article}$
Авторский текст	0,13	0,269	0,416
Текст, сгенерированный SyMonum	0,142	0,134	0,107
Текст, сгенерированный Article Clone Easy	0,259	0,375	0,072

Таблица 4

**Полученные результаты расстояния Махаланобиса для метода Марковских цепей**

Входной текст (вектор $x$ )	Расстояние Махаланобиса до класса (определенного вектором среднего $\mu$ )	
	$v_{original}$	$v_{Delirium}$
Авторский текст	0,210	0,265
Текст, сгенерированный Delirium	0,062	0,014

**Заключение.** Результаты экспериментальных вычислений показывают степени схожести случайного входного текста со специально исследуемыми выборками искусственных текстов. Предполагается, что этот и подобные расчеты могут позволить выработать наиболее эффективный способ выявления искусственной генерации текстовых произведений.

На основе представленных в работе результатов можно заключить:

- Расстояние Евклида и расстояние Махаланобиса могут использоваться для выявления искусственной генерации текста, так как на случайных входных данных с известным происхождением оба метода расчетов показывают минимальное расстояние до класса, к которому относится входной текст.

- В качестве вектора среднего для проверяемого класса необходимо использовать вектор выборки с высоким показателем (более 65%) уникальности текста, так как при низком показателе этого параметра идентифицирующие признаки слабо проявлены и не дают возможности произвести оценку метода создания текста.

- Для метода Марковских цепей необходимо изменение инварианта для достижения более существенной разности между численными значениями степени отличимости классов.

- Необходима апробация описанных методов идентификации на различных входных данных и на других методах генерации искусственных текстов.

*Литература*

1. Романов А.С. Разработка и исследование математических моделей, методик и программных средств информационных процессов при идентификации автора текста / А.С. Романов, А.А. Шелупанов, Р.В. Мещеряков. – Томск: В-Спектр, 2011. – 188 с.
2. Шумская А.О. Выбор параметров для идентификации искусственно созданных текстов // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (28). – С. 126–128.
3. Хачумов М.В. Расстояния, метрики и кластерный анализ // Искусственный интеллект и принятие решений. – 2012. – № 1. – С. 81–89.
4. Амелькин С.А. Обобщенное расстояние Евклида-Махаланобиса и его свойства / С.А. Амелькин, А.В. Захаров, В.М. Хачумов // Информационные технологии и вычислительные системы. – 2006. – № 4. – С. 40–44.

---

**Шумская Анастасия Олеговна**

Инженер каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем ТУСУРа

Тел.: 8-952-804-00-69

Эл. почта: shumskaya.ao@gmail.com

Shumskaya A.O.

**The effectiveness of Euclidean distance and the Mahalanobis distance in the problems of identification of the text origin**

The article presents the effectiveness of Euclidean metric and the Mahalanobis distance in identification of the text origin. To calculate the metrics we used text features of original texts and texts generated on the basis of original texts. As a generation method the synonymy and Markovian chain method were used.

**Keywords:** Euclidean distance, Mahalanobis distance, text, authorship, automatically generated, identifying, text characteristics.



УДК 004.021

Е.А. Янченко, Н.Ю. Хабибулина

## Оценка перспективности концепции рыночного программного продукта

Рассмотрены вопросы оценки перспективности проектов по разработке программных продуктов. На основе анализа методических рекомендаций по разработке научно-технических программ предложена структура критериев оценки перспективности ИТ-проекта. Построена гибридная модель оценки перспективности концепции рыночного программного продукта на базе функциональной сети параметров.

**Ключевые слова:** концепция рыночного программного продукта, критерии оценки перспективности проектов, гибридная модель оценки.

В настоящее время термин «стартап» получил повсеместное распространение, однако устоявшегося определения в литературе до сих пор не существует. Если обратиться к толковым словарям английского языка, кроме значения «запускать» [1, 2], start-up трактуется как новое предприятие / фирма, в некоторых случаях в качестве характеристики указываются высокие начальные издержки [3] или быстрые темпы развития [4].

По версии крупнейшей интернет-энциклопедии стартап (start-up) (англ. запускать) — недавно созданная компания (проект) (возможно, ещё не зарегистрированная официально, но всерьёз планирующая стать официальной), строящая свой бизнес на основе инновации или инновационных технологий, не вышедшая на рынок или едва начавшая на него выходить и обладающая ограниченным набором ресурсов. Крупное сообщество по поддержке по поддержке стартапов [5], в определение стартапа кроме требования по построению бизнеса на основе инновационного продукта, вносит количественные критерии: существование компании на рынке — менее трех лет, и годовой оборот — менее 1 млн долл.

Кроме того, термин «стартап» часто используется не только для характеристики инновационной компании, но и отдельного инновационного проекта.

Таким образом, можно выделить несколько признаков, характеризующих старатап:

- построение бизнеса на основе инновации;
- высокие начальные издержки;
- отсутствие стабильного денежного потока.

Инновационная компания проходит в своем развитии 5 стадий: посевную (seed stage), стадию запуска (startup stage), стадию роста (growth stage), стадию расширения (expansion stage) и стадию «выхода» (exitstage) [6]. Если соотнести эту периодизацию с жизненным циклом тиражного программного проекта (рис. 1), то станет очевидно, что конкурентные преимущества закладываются на первых двух стадиях проекта: на стадии seed формируется идея программного продукта, собирается творческое ядро команды, создается бизнес-план; затем начинается этап start-up, когда продвижение продукта на рынок еще не началось, но уже необходимы серьезные финансовые издержки, которые пока еще ничем не компенсируются.

Риск такого проекта очень велик, в связи с чем два первых этапа развития инновационного проекта (seed и start-up) называют «долиной смерти». Преимущественно в этот период гибнут вновь создаваемые инновационные компании [6, 7]. Для небольшого коллектива разработчиков, планирующих выйти на рынок со своим продуктом, этап выбора идеи будущего программного продукта является ключевым на этапе разработки концепции проекта. Это связано с тем, что следующий этап — дорогая и длительная разработка программного продукта. Поэтому необходим детальный анализ рыночных, финансовых и временных факторов для своевременного устранения малоэффективных вариантов и привлечения инвестиции для проекта.

В литературе описывается несколько подходов к выбору и обоснованию наиболее приоритетных для компании проектов. Все они основаны на использовании метода экспертных оценок и различаются лишь критериями оценки проектов. Так, в [8] оценку перспективности проектов предлагается проводить по следующим критериям: финансовая ценность, стратегическая ценность, уровень

рисков. В Методических рекомендациях по разработке научно-технических программ [9] для оценки проектов предлагается использовать несколько другие критерии: актуальность, обозримость, эффективность, комплексность, коммерческая привлекательность, потенциал исполнителей, реализуемость, научно-технический потенциал, практическая востребованность, масштабность.

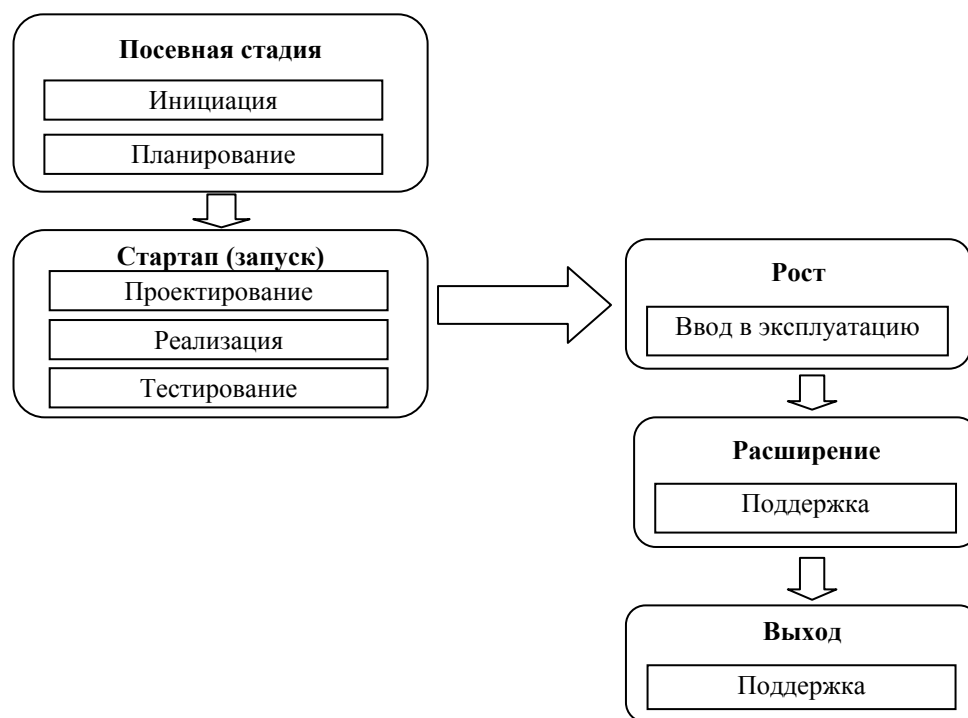


Рис. 1. Жизненный цикл ИТ-проекта по разработке рыночного ПП

Однако ни одна из предложенных методик не отражает фокусировки проекта на рыночные потребности и не содержит критерии, с помощью которых можно оценить наиболее важную составляющую концепции программного проекта – ориентацию на потребителя и рыночные условия.

Для четкой фокусировки продукта под требования рынка при выборе проекта авторами предлагается использовать три группы характеристик: характеристики продукта, рынка и проекта (рис. 2).

Каждая из характеристик перспективности проекта может описываться в виде набора критериев – показателей либо атрибутов [10]. Показатель имеет определенную размерность, т.е. может быть выражен в виде некоторой количественной величины. Атрибут описывает качественные характеристики проекта, поэтому представляется качественной (лингвистической) величиной.

На базе предложенной структуры критериев построена гибридная модель оценки перспективности концепции рыночного программного продукта, в основе которой используется функциональная сеть параметров [11]. Данная модель позволяет использовать не только разнородные параметры предметной области, но и комбинировать различные способы задания закономерностей между ними.

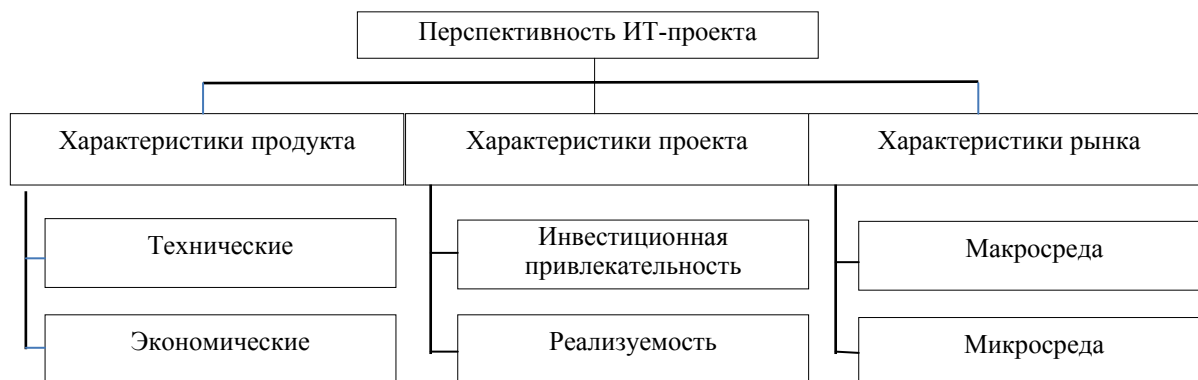


Рис. 2. Структура критериев оценки перспективности ИТ-проекта

Модель оценки перспективности концепции программного продукта представляет собой сеть функциональных зависимостей параметров, отражающую причинно-следственные связи между ними. На рис. 3 приведена общая структура сформированной модели оценки перспективности концепции рыночного программного продукта.

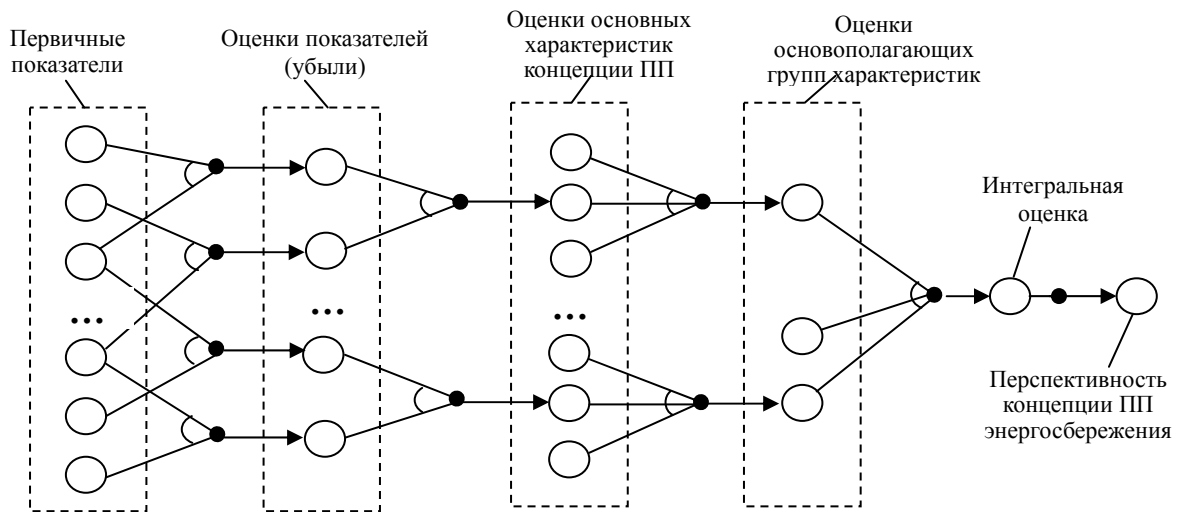


Рис. 3. Структура модели оценки перспективности концепции рыночного программного продукта

Функциональная сеть состоит из 54 параметров, которые расположены в 6 слоях направленного графа без циклов и петель.

Первый слой определяют так называемые базовые параметры, значения которых не зависят от значений других параметров (всего их 37). В качестве базовых параметров в данной модели выбраны основные количественные и качественные критерии, применяемые в различных моделях оценки проектов [12–17] и позволяющие наиболее комплексно оценить все факторы, влияющие на перспективность концепции рыночного программного продукта, например:

- $x_1$  – трудозатраты на разработку программного продукта;
- $x_2$  – время разработки;
- $x_3$  – стоимость аппаратного оснащения;
- $x_4$  – стоимость программного обеспечения;
- $x_5$  – стоимость обучения;
- $x_6$  – структура процесса;
- $x_7$  – количество сотрудников, которых нужно привлечь дополнительно;
- $x_8$  – необходимость привлечения соисполнителей;
- $x_9$  – наличие разработанных компонентов и модулей;
- $x_{11}$  – количество конкурентов;
- $x_{12}$  – интенсивность конкуренции;
- $x_{13}$  – насыщенность рынка;
- ...
- $x_{35}$  – наличие государственной поддержки отрасли;
- $x_{36}$  – наличие входных барьеров;
- $x_{37}$  – уровень развития ИКТ.

Остальные параметры сети непосредственно или опосредованно зависят от базовых. В стоке сети располагается так называемый целевой параметр, значения которого и определяют оценку перспективности концепции рыночного программного продукта.

Второй слой сети составляют параметры, отражающие оценки затрат на разработку, готовности команды к реализации проекта, уровня конкуренции на рынке, покупательской способности, а также совокупной стоимости владения и степени повышения деятельности организации-потребителя при использовании программного продукта. Значения данных показателей зависят от значений базовых параметров. Для их определения заданы либо математические функции, либо производственные правила. Примеры параметров и сформированных функциональных зависимостей второго слоя сети:  $x_{38}$  – затраты на разработку ( $x_{38} = x_1 / x_2 + x_3 + x_4 + x_5$ );  $x_{40}$  – уровень конкуренции (если  $x_{11} =$  «вы-

сокое» и  $x_{12}$  = «средняя» и  $x_{13}$  = «высокая», то  $x_{40}$  = «высокий»; если  $x_{11}$  = «высокое» и  $x_{12}$  = «низкая» и  $x_{13}$  = «низкая», то  $x_{40}$  = «низкий» ...).

Изначально параметры модели измеряются на некоей предметной шкале, т.е. шкале абсолютных значений. Предметная шкала для показателей перспективности проекта представляет собой числовую шкалу, а для атрибутов – шкалу наименований. Целевой параметр модели – оценка перспективности проекта – измеряется на универсальной шкале [0; 1]. Поэтому встает вопрос, каким образом осуществлять переход от предметной шкалы к универсальной. Для этого можно воспользоваться подходом, описанным в [18] и предполагающим построение функций отображения. В данной модели используется ступенчатая функция отображения. В результате получают «отображающие» коэффициенты параметров первого и второго слоев в виде баллов, например: высокий уровень – 1; средний – 0,5; низкий – 0.

Третий слой сети составляют оценки основных характеристик концепции ПП:  $x_{44}$  – вероятность успешной реализации;  $x_{45}$  – инвестиционная привлекательность;  $x_{46}$  – оценки рыночной микросреды и  $x_{47}$  – макросреды;  $x_{48}$  – технический уровень и  $x_{49}$  – экономическая привлекательность программного продукта. Значения данных параметров формируются с помощью правил-продукций.

В четвертом слое сети производится оценка трех основополагающих групп характеристик, описанных выше:  $x_{50}$  – перспективность проекта (характеристика проекта);  $x_{51}$  – привлекательность рынка (характеристика рынка);  $x_{52}$  – перспективность программного продукта (характеристика продукта).

Пятый слой сети – параметр  $x_{53}$  – «оценка перспективности концепции программного продукта» отражает количественную оценку уровня перспективности концепции. В качестве методологической основы процесса получения интегрированной оценки предлагается принять метод сведения многокритериальной задачи оценивания к однокритериальной путем аддитивной свертки частных критериев с весовыми коэффициентами:  $x_{53} = a_1 \times x_{50} + a_2 \times x_{51} + a_3 \times x_{52}$ , где  $a_1, a_2, a_3$  – весовые коэффициенты показателей, задаваемые командой экспертов при оценке.

Стоком сети является параметр  $x_{53}$  – «перспективность концепции программного продукта», значения которого отражают качественную (лингвистическую) оценку перспективности концепции. Значения данного параметра определяются через значения параметра  $x_{53}$  с помощью следующих продукционных правил:

*ЕСЛИ  $0,8 < x_{53} < 1$  ТО  $x_{54}$  = "очень высокая".*

*ЕСЛИ  $0,6 \leq x_{53} < 0,8$  ТО  $x_{54}$  = "высокая".*

*ЕСЛИ  $0,4 \leq x_{53} < 0,6$  ТО  $x_{54}$  = "средняя".*

*ЕСЛИ  $0,2 \leq x_{53} < 0,4$  ТО  $x_{54}$  = "ниже среднего".*

*ЕСЛИ  $0 \leq x_{53} \leq 0,2$  ТО  $x_{54}$  = "низкая".*

Всего в качестве функциональных зависимостей между параметрами модели оценки перспективности концепции программного продукта сформировано 6 математических функций и 71 продукционное правило.

Данная модель оценки перспективности концепции рыночного программного продукта была апробирована при оценке ИТ-проектов при принятии решения о присвоении статуса резидента межвузовского студенческого бизнес-инкубатора «Дружба» (МСБИ «Дружба», г. Томск) в конце 2012 г. В качестве примера применения модели для принятия решения рассмотрим оценку проекта «Бубука sound system». В качестве экспертов выступали сотрудники бизнес-инкубатора.

Проект «Бубука sound system» (bubuka.info) представляет собой облачный сервис, который предоставляет возможность публичного проигрывания музыки с соблюдением законодательства. В результате экспертной оценки заявки и презентации по независимым параметрам первого уровня **параметр «вероятность успешной реализации»** получил значение «высокая», поскольку команда имела всех необходимых специалистов, у которых был опыт совместной работы в данной сфере, не было необходимости привлечения соисполнителей, разработка не требовала высоких трудозатрат, а **риск** по проекту был значительно снижен и получил экспертную оценку как «средний» за счет того, что к моменту рассмотрения был разработан прототип продукта, включавший основной функционал.

Приведенные значения расчетов внутренней нормы доходности и чистого дисконтированного дохода значительно превышали необходимый минимум, который обычно требуют венчурные фонды, при этом, несмотря на то, что на данной стадии обоснованность параметров финансовых расчетов не может быть высокой в силу объективных причин, критерию **«инвестиционная привлекательность»** было присвоено значение «средняя».

При оценке *рыночной микросреды* были сделаны следующие выводы:

– «*уровень конкуренции*» был оценен как низкий, поскольку в отрасли работает небольшое количество фирм, интенсивность конкуренции – низкая, что подтверждается небольшим количеством тематической информации и рекламы, необоснованной закрытостью цен и способов покупки, аналитическая информация по рынку также свидетельствует о его низкой насыщенности;

– «*покупательная способность*» получила оценку «высокая», что определяется значительной емкостью рынка, достаточно большим для b2b-рынка числом потенциальных потребителей (около 300 тыс. целевых потребителей) и различным уровнем платежеспособного спроса, который зависит от географического местоположения.

Уровень *рыночной макросреды* также оценён как перспективный, поскольку развитие отрасли информационных технологий поддерживается государственной политикой в сфере инноваций, к тому же отрасль имеет барьеры входа ввиду сложности поиска необходимых правообладателей и заключения с ними лицензионных договоров, а разнородный уровень информационно-коммуникационных технологий в разных регионах России изначально учтен при проектировании продукта.

Оценка *технического уровня* – «средний», поскольку не все требования, необходимые для последующего масштабирования продукта, были заложены в первый прототип продукта.

Высокий уровень *экономической привлекательности продукта* выражается в низкой совокупной стоимости владения в сравнении с основным конкурентом – Российским авторским обществом (РАО), а также в экономии затрат на персонал при использовании продукта в сетевом бизнесе.

Таким образом, *интегральная оценка перспективности* проекта попала в категорию «*очень высокая*», и проекту был присвоен статус резидента МСБИ «Дружба».

Динамика развития проекта подтверждает адекватность модели и сделанных выводов. На сегодняшний момент проект стал финалистом нескольких конкурсов, получил финансирование от Фонда содействия инновациям, стал одним из победителей областного конкурса начинающих малых инновационных компаний, признан лучшим венчурным проектом в рамках XV инновационного форума «INNOVUS-2013».

Представленная модель оценки перспективности концепции рыночного программного продукта позволяет определять интегрированную оценку на основе первичных показателей с учетом мнений экспертов относительно важности показателей. Предложенный набор показателей позволяет команде разработчиков объективно оценить проект с различных точек зрения: инвестора, менеджмента, разработчиков, потенциальных покупателей, и осуществить выбор наиболее перспективной концепции программного продукта.

#### *Литература*

1. Oxford dictionaries [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://oxforddictionaries.com/definition/start-up?q=start-up> (дата обращения: 25.08.2013).
2. An encyclopedia BRITANNICA COMPANY [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.merriam-webster.com/dictionary/start-up> (дата обращения: 25.08.2013).
3. Infoplease [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://dictionary.infoplease.com/start-up>
4. The free dictionary by Farlex [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.thefreedictionary.com/start-up> (дата обращения: 25.08.2013).
5. Startuppoin [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://startuppoin.ru/> (дата обращения: 20.09.2013).
6. Венчурные инвестиции и экосистема технологического предпринимательства: Сборник статей. – М.: ОАО «Российская венчурная компания», «Бизнес-журнал», 2011. – 96 с.
7. Васильев Р.Б. Оценка степени зрелости российского рынка ИТ-услуг / Р.Б. Васильев, Г.А. Левочкина // Бизнес-информатика. – 2012. – №2(20). – С. 56–64.
8. Архипенков С. Лекции по управлению программными проектами. – М.: Наука, 2009. – 128 с.
9. Методические рекомендации по определению рыночной стоимости интеллектуальной собственности // Официальный сайт компании «КонсультантПлюс» [Электронный ресурс]. – [http://www.consultant.ru/document/cons\\_doc\\_LAW\\_41415](http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_41415) (дата обращения: 04.04.2013).
10. Ехлаков Ю.П. Функциональные модели и организационно-правовые механизмы продвижения прикладных программных продуктов на рынок корпоративных продаж / Ю.П. Ехлаков, А.А. Ефимов. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2010. – 172 с.

11. Силич М.П. Системная технология: объектно-ориентированный подход. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2002. – 224 с.
12. Ехлаков Ю.П. Методика оценки конкурентоспособности прикладных программных продуктов / Ю.П. Ехлаков, Е.А. Янченко // Бизнес-информатика. – 2011. – № 3. – С. 10–15.
13. Тесленко И.Б. Факторы конкурентоспособности инновационной продукции / И.Б. Тесленко, Н.В. Муравьева // Качество. Инновации. Образование. – 2011. – №3. – С. 14–19.
14. Буймов А.С. Оценка конкурентоспособности инновационного продукта / А.С. Буймов, Е.Д. Вайсман // Маркетинг в России и за рубежом. – 2010. – № 1. – С. 74–80.
15. ГОСТ 28195-89. Оценка качества программных средств. Общие положения [Электронный ресурс] // Complexdoc.ru: [сайт]. – Режим доступа: <http://www.complexdoc.ru/text> ГОСТ 28195-89 (дата обращения: 02.04.2013).
16. ГОСТ 28806-90. Качество программных средств. Термины и определения [Электронный ресурс] // Complexdoc.ru: [сайт]. – Режим доступа: <http://www.complexdoc.ru/text> ГОСТ 28806-90 (дата обращения: 02.04.2013).
17. ГОСТ Р ИСО/МЭК 9126-93. Информационная технология. Оценка программной продукции. Характеристики качества и руководства по их применению [Электронный ресурс] // Complexdoc.ru: [сайт]. – Режим доступа: <http://www.complexdoc.ru/text> ГОСТ Р ИСО/МЭК 9126-93 (дата обращения: 02.04.2013).
18. Мелихов А.Н. Ситуационные советующие системы с нечеткой логикой / А.Н. Мелихов, Л.С. Бернштейн, С.Я. Коровин. – М.: Наука, 1990. – 272 с.

---

**Янченко Елена Андреевна**

Аспирантка каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 42-87-40

Эл. почта: [yanchenko.elena@gmail.com](mailto:yanchenko.elena@gmail.com)

**Хабибулина Надежда Юрьевна**

Канд. техн. наук, доцент каф. компьютерных систем в управлении и проектировании ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-47-17

Эл. почта: [hnu@kcup.tusur.ru](mailto:hnu@kcup.tusur.ru)

Yanchenko E.A., Khabibulina N.Yu.

**Prospects of market software concept**

In the article the problems of prospectivity assessment of the software development projects are investigated. Based on the analysis of guidelines for the development of scientific and technical software we offered the structure of evaluation criteria of promising IT-project. We constructed a hybrid model to estimate the potential of the market software concept based on functional network parameters.

**Keywords:** market software concept, criteria for promising projects, a hybrid model evaluation.

УДК 336.64:658.1

А.А. Захарова, Е.В. Телипенко

## Интегральный показатель оценки выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия

Обоснована необходимость разработки интегрального показателя для контроля выполнения стратегии управления риском банкротства, сформулированы требования к данному показателю. Предложена методика расчета и интерпретации значений интегрального показателя на основе нечеткой модели. Показаны преимущества использования предложенного интегрального показателя в стратегическом управлении риском банкротства предприятия.

**Ключевые слова:** стратегия, управление риском банкротства, контроль, интегральный показатель, нечеткая модель.

Состояние современной мировой экономики далеко от стабильности. Не прекращается череда кризисов в странах Европы, Америки и Азии, вызванных различными причинами политического, экономического, природного характера. Даже незначительные, но неожиданные или трудно прогнозируемые изменения в экономике вызывают волны банкротств предприятий. Так, в России число банкротств предприятий ежегодно увеличивается на 5–15%. В связи с этим проблемы управления риском банкротства предприятий не теряют своей остроты как в России, так и во всем мире. В условиях формирования «экономики знаний» вопросы управления риском банкротства наиболее актуальны для инновационных предприятий, так как именно такие предприятия в наивысшей степени подвержены рискам, связанным с неопределенностью внешней среды.

Следует отметить, что управление риском банкротства предприятия является стратегическим процессом, принимаемые решения в этой сфере критичны для выживания предприятия в рыночной среде, имеют долгосрочные последствия. В связи с этим процесс управления риском банкротства предприятия должен охватывать все основные этапы стратегического управления: анализа; разработки, оценки и выбора альтернатив; формирования программ; контроля выполнения стратегии.

Следует отметить, что в России не сложилась какая-то единая методология управления риском банкротства предприятий. Несмотря на разнообразие существующих подходов и предлагаемых методик, сегодня отсутствует комплексное взаимосвязанное математическое и программное обеспечение для задач стратегического управления риском банкротства на всех его этапах. В связи с этим актуальна разработка методов и моделей, обеспечивающих поддержку принятия решений на основных этапах управления риском банкротства предприятия.

**1. Обоснование разработки интегрального показателя выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия.** Для решения обозначенной выше проблемы в [1, 2] предложено создание новой инструментальной среды поддержки принятия стратегических решений в сфере управления риском банкротства предприятия. Предлагаемый оригинальный комплекс математических моделей и алгоритмов информационной системы управления риском банкротства, в отличие от существующих аналогов, позволяет обеспечить взаимосвязь решений по всем основным этапам управления риском банкротства предприятия. Выделены три основных этапа управления риском банкротства предприятия:

- 1) выявление факторов, негативное влияние которых может привести к банкротству;
- 2) оценка факторов и определение уровня риска банкротства предприятия;
- 3) выбор методов минимизации риска.

На первом этапе с помощью метода главных компонент, метода прогнозирования временных рядов и SWOT-анализа осуществляется отбор факторов риска банкротства, являющихся наиболее критичными для конкретного исследуемого предприятия [1, 2].

Далее производится оценка уровня выделенных факторов, на основании которых осуществляется расчет показателя уровня риска банкротства предприятия. При этом уровень риска банкротства предприятия определяется на основе нечетко-множественной модели, предложенной в [3].

Нечетко-множественная модель имеет ряд преимуществ по сравнению с другими существующими методиками. Например, в отличие от «коэффициентных» методов [1], позволяет свернуть все

полученные значения в один комплексный показатель. В отличие от множества методов экспресс-оценки риска банкротства, рассчитывающих единый показатель уровня банкротства на основе значений нескольких факторов (модели Альтмана, Лиса, Давыдовой и Беликова, Зайцевой и др), не связана конкретными зависимостями между показателями риска банкротства, что снимает отраслевые и страновые ограничения использования модели. Применение данной модели позволяет не только получить комплексную оценку уровня риска, но и проследить динамику уровня каждого из показателей и обобщенной оценки риска.

В предложенной системе управления риском банкротства на основе полученной обобщенной оценки уровня риска банкротства, а также уровня отдельных показателей далее предполагается на основе иерархических моделей осуществить оценку и выбор возможных мероприятий, которые могут снизить имеющийся риск банкротства.

Рассмотрим, обеспечиваются ли все этапы стратегического управления инструментарием в многоуровневой системе управления риском банкротства предприятия.

1. Стратегический анализ – обеспечивается на этапах 1 и 2. Применяются система методов (метод главных компонент и нечеткий SWOT-анализ), позволяющих осуществить отбор факторов, негативное влияние которых может привести к банкротству, а также нечетко-множественная модель для анализа уровня риска банкротства предприятия.

2. Стратегический выбор – обеспечивается на этапе 3. С помощью метода анализа иерархий оцениваются возможные альтернативы снижения изменения риска банкротства, учитывая реакции элементов системы на оказываемые стратегические воздействия.

3. Формирование программ – не обеспечивается, хотя косвенно результаты иерархического анализа, полученные на третьем этапе, могут быть применены для обоснования актуальности формулирования целевых индикаторов программ.

4. Стратегический контроль. Обеспечивается в малой степени. С одной стороны, полученные на основе нечетко-множественной модели оценки уровня обобщенного риска и показателей в разные моменты времени позволяют проследить их динамику и сделать вывод об улучшении или ухудшении ситуации. С другой стороны, есть определенные недостатки использования данной модели в качестве инструмента контроля выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия. Во-первых, нечеткие классификаторы, характеризующие уровень отдельных показателей, для целей обобщенной оценки риска банкротства строятся исходя из их нормативных значений. Это естественно, поскольку именно близость к критическим значениям показателей свидетельствует о нездоровой финансово-экономической ситуации на предприятии. А для формирования стратегических ориентиров использовать нормативные значения не всегда целесообразно, поскольку предприятие может иметь значения отдельных показателей ниже нормативных в течение нескольких отчетных периодов, и при этом стремится улучшить их. Во-вторых, обобщенная оценка риска банкротства является некоторой усредненной величиной, что может приводить к сглаживанию критичных значений отдельных показателей. При оценке же выполнения стратегии важен контроль выполнения всех целевых ориентиров одновременно.

В связи с этим необходим отдельный интегральный показатель выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия, который может являться дополнением к предложенной в [1, 2] системе управления риском банкротства.

Сформулируем основные требования к модели интегральной оценки выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия:

- агрегирование многих критериев, имеющих различную размерность и направленность изменений;
- возможность определения промежуточных обобщенных показателей по группам показателей;
- учет весов критериев, т.е. их важности в интегральной оценке;
- формализация нечетких понятий для обеспечения эффективной обработки качественной информации наравне с четкими количественными данными;
- привязка интегрального показателя к целевым ориентирам стратегического управления риском банкротства (отдельным факторам риска банкротства).

**2. Интегральный показатель выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия: методика расчета.** Для расчета интегрального показателя выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия предлагается использовать базовую нечеткую модель, аналогичную представленной в [4]. Расчет интегрального показателя включает нижеследующие этапы.



1. Выбор критериев интегральной оценки, создание групп критериев (при необходимости).

Каждый целевой ориентир стратегического управления риском банкротства (фактор риска банкротства), являющийся критерием интегральной оценки, рассматривается как нечеткая переменная  $(\alpha_i, X, C(\alpha_i))$ , где  $\alpha_i$  – наименование нечеткой переменной;  $X = \{x\}$  – область ее определения (базовое множество);  $C(\alpha_i) = \{\mu_{C\alpha_i}(x)/x, (x \in X)\}$  – нечеткое подмножество множества  $X$ , описывающее ограничения на возможные значения переменной  $\alpha_i$ .

При необходимости критерии интегральной оценки можно объединять по группам критериев, количество групп  $j$  определяется экспертом. Например, группа показателей ликвидности, рентабельности, имущественного положения, оценки собственных и заемных средств и др. Выделение групп целевых показателей позволит получать частные значения интегрального показателя по группам, что позволит анализировать выполнение стратегии управления риском банкротства предприятия по отдельным аспектам финансово-хозяйственной деятельности.

2. Назначение весов значимости критериев  $w_i$  и весов групп критериев  $w_j$ .

3. Построение функций принадлежности нечетких переменных.

Экспертным путем строятся функции принадлежности критериев. По сути функции принадлежности критериев отражают степень соответствия фактического значения критерия запланированному.

4. Расчет реальных достигнутых значений целевых ориентиров стратегического управления риском банкротства (критериев интегральной оценки).

5. Определение значений степеней принадлежности нечетких переменных, соответствующих достигнутым значениям целевых ориентиров стратегического управления риском банкротства в соответствующем периоде оценки.

Значение критерия на определенный момент времени задается как степень принадлежности  $\mu_{C\alpha_i}(x)$  фактического значения критерия нечеткому множеству  $C(\alpha_i)$ .

6. Расчет интегрального показателя IS по группам и в целом по всем выбранным целевым показателям.

Свертка критериев осуществляется на основе операции пересечения нечетких множеств. Если имеется  $n$  критериев  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ , то интегральная оценка IS определяется по формуле (1). Операция пересечения нечетких множеств соответствует операции  $\min$ , выполняемой над их функциями принадлежности (2).

$$IS = C(\alpha_1) \cap C(\alpha_2) \cap \dots \cap C(\alpha_n), \quad (1)$$

$$\mu_{IS} = \min_{i=1, n} \mu_{C\alpha_i}(x). \quad (2)$$

Чем больше значение функции принадлежности  $\mu_{IS}$ , тем выше значение интегрального показателя, тем ближе фактическое положение дел к состоянию, определенному целевыми ориентирами стратегии управления риском банкротства.

В случае если критерии имеют различную важность, каждому из них приписывается число  $w_i \geq 0$  (чем важнее критерий, тем больше  $w_i$ ). Тогда интегральная оценка определяется по формуле (3), а функция принадлежности  $\mu_{IS}$  определяется по формуле (4):

$$IS = C^{w_1}(\alpha_1) \cap C^{w_2}(\alpha_2) \cap \dots \cap C^{w_n}(\alpha_n); \quad w_i \geq 0, i = \overline{1, n}; \quad \frac{1}{n} \sum_{i=1, n} w_i = 1, \quad (3)$$

$$\mu_{IS} = \min_{i=1, n} \mu^{w_i}_{C\alpha_i}(x). \quad (4)$$

7. Интерпретация значений интегрального показателя выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия.

Область определения нечеткой переменной, описывающей целевой ориентир стратегического управления, условно можно разделить на три области (табл. 1). Соответственно функцию принадлежности  $\mu_{C\alpha_i}(x) \in [0; 1]$  также условно нужно разбить на три интервала.

Так как  $\mu_{C\alpha_i}(x) \in [0; 1]$ , то и значение интегрального показателя выполнения стратегии управления риском банкротства находится в интервале  $[0; 1]$ , интерпретация значений представлена в табл. 2.

Таблица 1

Интервалы области определения нечеткой переменной целевого ориентира		
Область $X$	Характеристика	$\mu_{C\alpha_i}(x)$
$X_{пл}$	Область планового изменения критерия	[0,25; 0,75]
$X_{отр}$	Область ухудшения нижнего значения критерия	[0; 0,25]
$X_{пол}$	Область превышения верхнего значения критерия	[0,75; 1]

Таблица 2

Интерпретация значений интегрального показателя выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия	
$\mu_{IS}$	Характеристика
[0,25; 0,75]	Все целевые ориентиры не ниже нижних контрольных значений, причем чем ближе значение к 0,75, тем ближе текущее состояние выполнения стратегии к комплексному целевому стратегическому ориентиру реализации стратегии управления риском банкротства
[0; 0,25]	Значения одного или нескольких критериев ухудшились по сравнению с контрольными значениями
[0,75; 1]	Значения всех критериев достигли или превысили запланированные значения

Значения  $\mu_{IS}$ , представленные в табл. 2, отражают случай равенства весов критериев. При различных весах значения границ интервалов  $\mu_{IS}$  необходимо скорректировать на средневзвешенное значение (отклонение по модулю) границ областей критериев, рассчитанных с учетом весов, от представленных в табл. 1 (не учитывающих веса критериев).

**Пример расчета интегрального показателя выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия.** Приведем расчеты интегрального показателя на примере одного из производственных предприятий г. Томска. В 2010 г. для целей управления риском банкротства предприятия согласно методике, представленной в разд. 1, в ходе предварительного анализа были отобраны 10 показателей, оказывающих наибольшее влияние на риск банкротства данного предприятия. Показатели (критерии интегральной оценки) и их фактические значения с 2010 по 2012 г., а также назначенные экспертами веса этих показателей представлены в табл. 3.

Таблица 3

Исходные данные для расчета интегрального показателя выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия				
Наименование показателя	Вес	Значения показателей по годам		
		2010	2011	2012
Коэффициент текущей ликвидности	2	2,4	2,42	2,93
Рентабельность продукции, %	2	5,57	6,08	5,33
Оборачиваемость собственного капитала	1	0,969	0,825	0,732
Оборачиваемость средств в расчетах	0,5	2,26	2,5	1,87
Коэффициент соотношения заемных и собственных средств	1	0,559	0,293	0,368
Коэффициент долгосрочного привлечения заемных средств	0,5	0,0028	0,023	0,018
Коэффициент концентрации заемного капитала	1	0,358	0,226	0,269
Доля оборотных средств в активах	0,5	0,811	0,758	0,779
Коэффициент абсолютной ликвидности	0,5	0,007	0,003	0,001
Коэффициент быстрой ликвидности	1	0,8	1,56	1,29

Экспертным путем были построены функции принадлежности критериев, которые, по сути, формализуют стратегические ориентиры предприятия в сфере управления риском банкротства (это те значения факторов, которые предприятие стремится достигнуть, осуществляя мероприятия по снижению риска банкротства своего предприятия). Заметим, что часть из этих показателей имеет в качестве планового ориентира увеличение значения показателя (например, рентабельность, коэффициенты ликвидности и др.), а часть – снижение (коэффициенты концентрации заемного капитала, долгосрочного привлечения заемных средств и др.). Примеры построенных функций принадлежности для двух показателей, отличающихся по этому признаку, приведены в табл. 4.

Далее в табл. 5 представлены расчетные значения функций принадлежности фактических значений критериев интегральной оценки, а также значений самой интегральной оценки выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия, рассчитанные с учетом весов критериев. Также для сравнения приведены значения интегральной оценки, рассчитанные без учета важности весов.

Таблица 4

## Примеры функций принадлежности критериев интегральной оценки

Коэффициент быстрой ликвидности	$x$	0,2	0,8	1	1,3	1,5	1,7	2	2,6
	$\mu_{C\alpha_i}(x)$	0	0,25	0,35	0,45	0,55	0,65	0,75	1
Коэффициент концентрации заемного капитала	$x$	0,7	0,5	0,4	0,3	0,25	0,2	0,1	0
	$\mu_{C\alpha_i}(x)$	0	0,25	0,35	0,45	0,55	0,65	0,75	1

Таблица 5

## Значения функций принадлежности критериев и интегральной оценки выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия

Наименование показателя	Значения $\mu_{C\alpha_i}(x)$ , $\mu_{IS}$		
	2010	2011	2012
Коэффициент текущей ликвидности	0,2	0,22	0,53
Рентабельность продукции, %	0,21	0,26	0,18
Оборачиваемость собственного капитала	0,7	0,52	0,4
Оборачиваемость средств в расчетах	0,78	0,87	0,65
Коэффициент соотношения заемных и собственных средств	0,75	0,66	0,55
Коэффициент долгосрочного привлечения заемных средств	1	0,75	0,77
Коэффициент концентрации заемного капитала	0,33	0,52	0,51
Доля оборотных средств в активах	0,88	0,84	0,85
Коэффициент абсолютной ликвидности	1	0,81	0,59
Коэффициент быстрой ликвидности	0,25	0,58	0,45
<b>Интегральная оценка выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия (с учетом весов важности показателей)</b>	<b>0,2</b>	<b>0,22</b>	<b>0,18</b>
<b>Интегральная оценка выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия (без учета весов важности показателей)</b>	<b>0,25</b>	<b>0,47</b>	<b>0,35</b>

Видим, что значение интегрального показателя без учета весов критериев увеличилось в 2011 г. и уменьшилось в 2012 г. При этом все значения интегральных показателей находятся в зоне планируемого изменения  $[0,25; 0,75]$ . Графическая интерпретация динамики критериев интегральной оценки, а также самого интегрального показателя (без учета важности критериев) представлена на рис. 1. Зона планового изменения показателей выделена линиями. Видно, что все критерии находятся в зоне плановых значений, а три критерия имели в 2010 г. значения выше плановых.

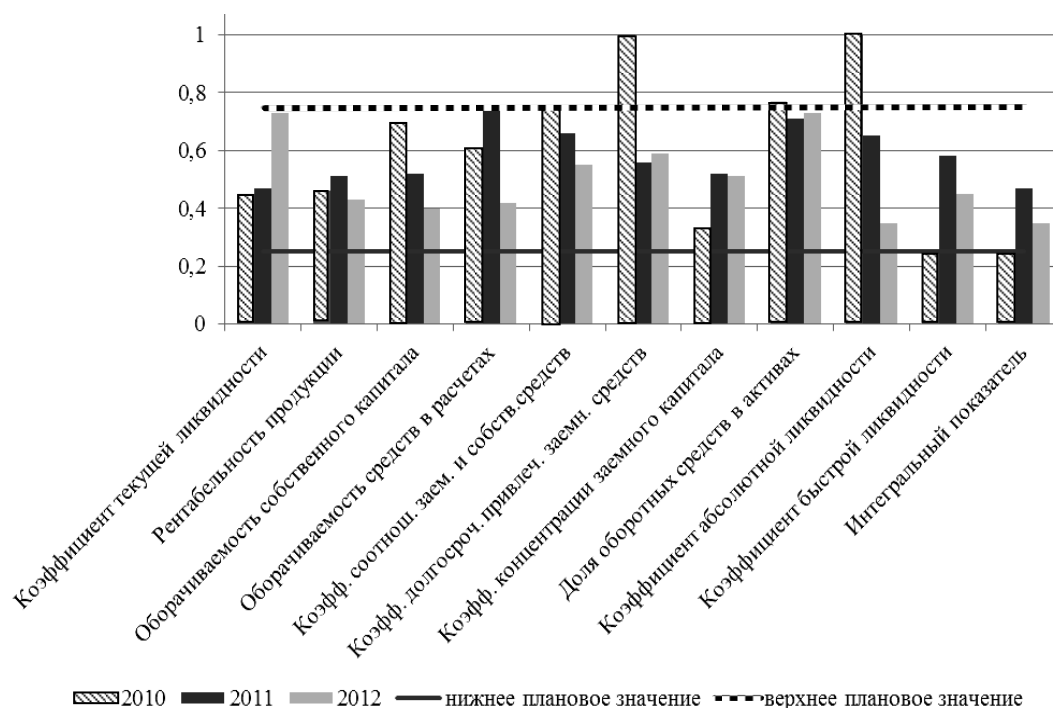


Рис. 1. Динамика критериев и интегрального показателя выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия (равные веса критериев)

Если же рассматривать значения интегрального показателя, рассчитанного с учетом важности критериев, мы видим даже некоторое его снижение в 2012 г. по сравнению с 2010 г. Это свидетельствует о том, что наиболее важные показатели (критерии) ухудшили свое значение. Графическая интерпретация динамики критериев интегральной оценки, а также самого интегрального показателя (с учетом важности критериев) представлена на рис. 2. Зона планового изменения показателей также выделена линиями. Для каждого уровня зона плановых изменений теперь различна (в связи с разной их важностью для анализа). Все критерии находятся в зоне плановых значений, а три критерия имели в 2010 г. значения выше плановых.

Можно отметить следующие преимущества применения предложенной интегральной оценки:

- осуществляется агрегирование многих критериев, имеющих различную размерность и направленность изменений. Это позволяет лицу, принимающему решение, более наглядно представить себе динамику показателей риска банкротства, не задумываясь о предпочтительном направлении их изменений, пороговых значениях и т.п. Все показатели интерпретируются в одинаковой размерности и направленности изменений;
- существует возможность определения промежуточных обобщенных показателей по группам показателей. Выделение групп целевых показателей позволяет получать частные значения интегрального показателя по группам, что позволяет анализировать выполнение стратегии управления риском банкротства предприятия по отдельным аспектам финансово-хозяйственной деятельности;
- учитываются веса критериев, т.е. их важности в интегральной оценке;
- существует возможность формализации качественной информации, нечетких понятий;
- интегральный показатель привязан к целевым ориентирам стратегического управления риском банкротства (отдельным факторам риска банкротства).

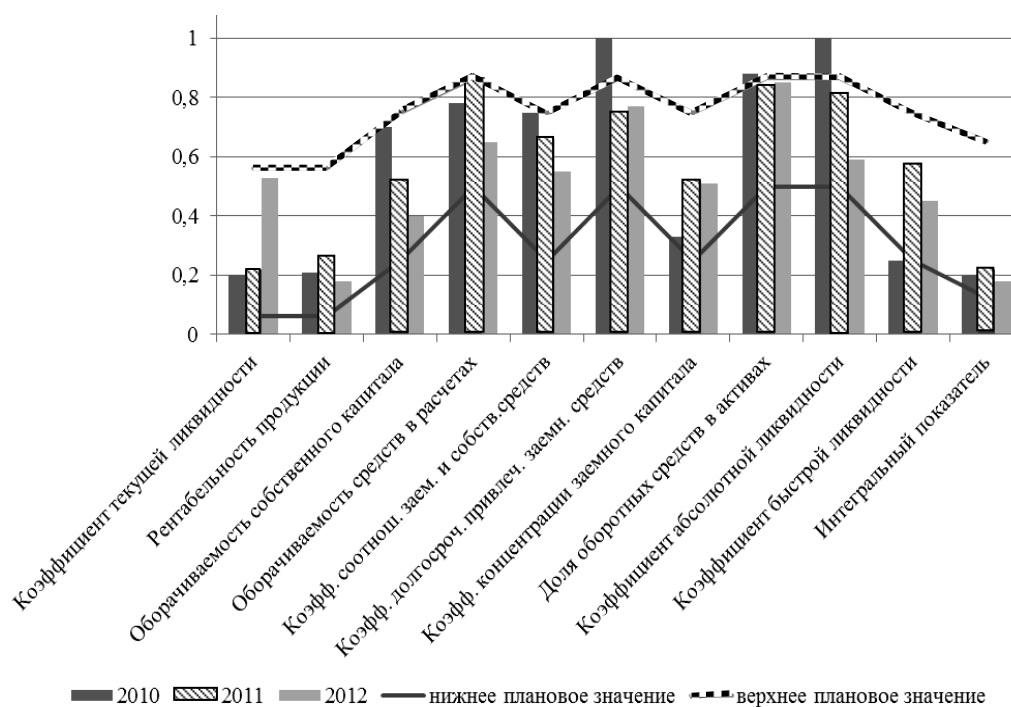


Рис. 2. Динамика критериев и интегрального показателя выполнения стратегии управления риском банкротства предприятия (разные веса критериев)

**Заключение.** Таким образом, интегральный показатель выполнения стратегии управления риском банкротства позволяет отслеживать динамику банкротства предприятия, проводить сравнение интегральных оценок по годам развития, осуществлять мониторинг эффективности реализации стратегии, а также проводимых мероприятий по снижению риска банкротства предприятия.

Предлагаемая модель интегральной оценки выполнения стратегии управления риском банкротства может использоваться в двух направлениях обоснования решений:

- как инструмент стратегического управления риском банкротства, позволяющий контролировать достижение планируемого (оптимального) финансово-экономического состояния развития предприятия (основное назначение показателя);

– как инструмент точечной оценки риска банкротства предприятия по наиболее критичными факторам, выделенным для конкретного исследуемого предприятия, в целях управления риском банкротства (дополнительное назначение показателя).

*Литература*

1. Захарова А.А. Многоуровневая система управления риском банкротства предприятия / А.А. Захарова, Е.В. Кочеткова // Экономический анализ: теория и практика. – 2010. – №3. – С. 46–49.
2. Zakharova A.A. Information system of bankruptcy risk management of an enterprise / A.A. Zakharova, E.V. Telipenko // 7-th International Forum on Strategic Technology (IFOST–2012): Proceedings: in 2 vol., Tomsk, September 18–21, 2012. – Tomsk: TPU Press, 2012. – Vol. 1. – P. 539–543.
3. Недосекин А.О. Нечетко-множественный анализ риска фондовых инвестиций. – СПб.: Сезам, 2002. – 181 с.
4. Захарова А.А. Модель интегральной оценки стратегического развития города / А.А. Захарова, А.А. Мицель // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2005. – № 3. – С. 11–15.

---

**Захарова Александра Александровна**

Зав. каф. информационных систем НИ ТПУ  
Тел.: 8 (384-51) 6-49-42  
Эл. почта: aaz@tpu.ru

**Телипенко Елена Викторовна**

Ст. преп. каф. информационных систем НИ ТПУ  
Тел.: 8 (384-5) 16-49-42  
Эл. почта: kochetkovaev@mail.ru

Zakharova A.A., Telipenko E.V.

**Integrated performance index of risk management strategy in business bankruptcy**

In the paper we demonstrated the necessity of developing the integrated performance index of risk management strategy and we defined the requirements to the index. We offered the calculation procedure and interpretations of an integrated index value on the basis of fuzzy models. There are shown the advantages of the given integrated index in strategic risk management of a business bankruptcy.

**Keywords:** strategy, bankruptcy risk management, control, integrated indicator, fuzzy model.

---

УДК 621.3.011

Р.И. Аширбакиев, В.К. Салов

## Адаптивный итерационный выбор оптимальной сегментации границ проводников и диэлектриков в задачах электростатики

Предложен адаптивный итерационный выбор оптимальной сегментации границ проводников и диэлектриков при решении задач электростатики. Разработан алгоритм для двумерной задачи. Выполнен вычислительный эксперимент. Показана эффективность предложенного алгоритма.

**Ключевые слова:** электростатика, метод моментов, сегментация, TALGAT.

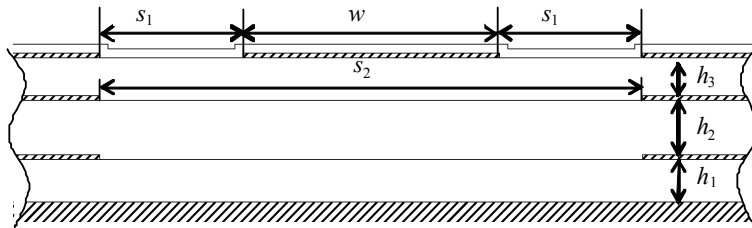
Численное решение задач электростатики часто сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ)  $S\sigma = v$ , где  $S$  – матрица размером  $N \times N$ , описывающая структуру,  $\sigma$  – искомый вектор плотности заряда на проводниковых и диэлектрических границах, а  $v$  – вектор заданных напряжений. Границы структуры при этом разбиваются на  $N$  сегментов, выбор длины которых влияет на размер матрицы  $S$  и точность вычисления параметров. Уменьшение длины сегмента увеличивает точность вычисления, но при этом также увеличивается  $N$ . Как известно, при использовании прямых методов время, требуемое на решение СЛАУ, пропорционально  $N^3$  и может быть велико.

Потребность в уменьшении вычислительных затрат моделирования заставляет пристальнее рассмотреть возможность использования всех скрытых ресурсов. Один из них – выбор сегментации. Возможность получения приемлемых результатов даже при самой грубой сегментации делает целесообразным начало моделирования именно с неё, поскольку это моделирование требует минимальных затрат. (Порядок матрицы СЛАУ при этом может составлять всего лишь единицы-десятки, а значит, решение СЛАУ может быть очень быстрым.) Необходимость получения более точных результатов делает естественным *итерационный* характер выбора сегментации, т.е. повтор вычислений с учащением сегментации до получения решения с заданной точностью. (Возрастание затрат будет небольшим, поскольку порядок матрицы будет все ещё довольно мал: десятки-сотни.) При этом естественно использовать результаты предыдущей итерации, например вычисленные плотности заряда на границах для неравномерной сегментации (более частой в местах более сильного изменения плотности).

Отметим несколько факторов, связанных с точностью моделирования. Прежде всего, должна контролироваться точность получения именно требуемой характеристики (например, задавая значение её текущего относительного изменения), поскольку влияние сегментации на различные характеристики может очень сильно отличаться. Например, влияние на первичные параметры (матрицы погонных коэффициентов) может быть сильным, на вторичные (задержки или параметры отклика) – слабым или также сильным (если вычитаются большие значения, как в дальней перекрестной помехе). Другим аспектом является различное влияние на точность заданной характеристики сегментации различных границ структуры, определяющее тонкий *адаптивный* выбор сегментации на каждой из них. В частности, естественно отдельно контролировать сегментацию при вычислении индуктивной матрицы (на которую влияет сегментация границ только проводников) и емкостной матрицы (на которую влияет сегментация границ и проводников, и диэлектриков). Таким образом, для *оптимальной* (по критерию минимизации  $N$  при заданной точности моделирования за счёт выбора её густоты на различных границах) сегментации целесообразно отдельно сегментировать границы проводников и диэлектриков, а также границы каждого из них, поскольку их влияние на точность моделирования будет разным.

В результате затраты на несколько итераций с увеличивающимся, но остающимся малым, порядком СЛАУ дадут его оптимальное значение, значительно экономящее вычислительные затраты по сравнению с заведомо большим, полученным при равномерной автосегментации всех границ. Использование адаптивного итерационного выбора оптимальной сегментации (АИВОС) представляется эффективным, особенно для моделирования в реальном времени.

Для двумерной задачи в системе TALGAT [1] проведен вычислительный эксперимент, показывающий эффективность АИВОС. Выбрана структура, поперечное сечение которой показано на рис. 1. Геометрические параметры структуры взяты из фрагмента реальной печатной платы: ширина проводника  $w = 890$  мкм, зазоры  $s_1 = 500$  мкм,  $s_2 = 1890$  мкм, толщина проводника и сплошных проводящих областей  $t = 35$  мкм, толщина препрегов  $h_1 = h_3 = 144$  мкм, толщина подложки  $h_2 = 220$  мкм. Толщина паяльной маски принята равной  $h_M = 30$  мкм. Ширина сплошных проводящих областей



принята равной  $5w$ . Для уменьшения случайной погрешности измерялось время 100 вычислений.

Рис. 1. Увеличенный фрагмент поперечного сечения моделируемой структуры

Алгоритм вычислений для двумерной структуры таков:

1. Устанавливаются исходные параметры моделирования ( $tol$ , параметры структуры).
2. Устанавливается длина сегмента, равная ширине проводника  $w$ .
3. Выполняется предварительное вычисление значения контролируемой величины  $K_0$ .
4. Длина сегмента уменьшается в два раза.
5. Вычисляется значение контролируемой величины при заданной сегментации.
6. Если  $(K_i - K_{i-1})/K_{i-1} > tol$ , то переход к п. 4.

В табл. 1 приведены время  $T_i$ , затраченное на вычисление погонной ёмкости  $C_i$ , значение  $C_i$  и порядок матрицы СЛАУ  $N_i$  для каждой итерации выбора сегмента. Количество итераций для  $tol = 0,01$  составило 4, однако для наглядного представления зависимости  $T_i$  от  $i$  итерации были продолжены. Время вычислений с равномерной сегментацией 10 мкм, заданной вручную (выбиралась с условием разбиения границ проводников на торцах на 3 сегмента), составило 1798,02 с, порядок матрицы СЛАУ  $N = 7135$ ,  $C = 129,7$  пФ/м. Общее время работы алгоритма (сумма  $T_i$  в строках 1–4 табл. 1) составило 13,47 с, что в 3 раза меньше времени следующей итерации и в 133 раза меньше времени, затраченного на вычисления с сегментацией, заданной вручную.

Таблица 1

**Результаты вычислительного эксперимента для  $C$**

$i$	Затраченное время $T_i$ , с	Длина сегмента, мкм	$N_i$	$C_i$ , пФ/м
1	0,47	890	105	121,4
2	0,96	445	182	124,4
3	2,70	222,5	340	125,7
4	9,34	111,25	659	125,8
5	38,31	55,625	1297	127,5
6	174,84	27,8125	2568	128,6

В табл. 2 приведены время  $T_i$ , затраченное на вычисление погонной ёмкости  $C0_i$  для структуры без диэлектрических границ, значения  $C0_i$  и порядок матрицы СЛАУ  $N_i$  для каждой итерации выбора сегмента. Количество итераций для  $tol = 0,01$  также составило 4. Время вычислений с равномерной сегментацией 10 мкм, заданной вручную, составило 1309,12 с, порядок матрицы СЛАУ  $N = 5560$ ,  $C0 = 40,11$  пФ/м. Общее время работы алгоритма (сумма  $T_i$  в строках 1–4 табл. 2) составило 12,08 с, что в 2,5 раза меньше времени следующей итерации и в 108 раз меньше времени, затраченного на вычисления с сегментацией, заданной вручную.

Таблица 2

**Результаты вычислительного эксперимента для  $C0$**

$i$	Затраченное время $T_i$ , с	Длина сегмента, мкм	$N_i$	$C0_i$ , пФ/м
1	0,46	890	76	38,09
2	0,93	445	138	39,12
3	2,50	222,5	262	39,62
4	8,19	111,25	510	39,85
5	31,58	55,625	1006	39,96
6	133,95	27,8125	1998	40,03

В табл. 3 приведены время  $T_i$ , затраченное на вычисление волнового сопротивления  $Z_i$  и значения  $Z_i$  для каждой итерации выбора сегмента. Количество итераций для  $tol=0,01$  составило 4. Время вычислений с равномерной сегментацией 10 мкм, заданной вручную, составило 3127,25 с. Общее время работы алгоритма (сумма  $T_i$  в строках 1–4 табл. 3) составило 30,604 с, что почти в 3 раза меньше времени следующей итерации и в 142 раза меньше времени, затраченного на вычисления с сегментацией, заданной вручную.

Таким образом, предложен адаптивный итерационный выбор оптимальной сегментации границ проводников и диэлектриков при решении задач электростатики, позволяющий получать требуемые характеристики с заданной точностью, не делая избыточных вычислений. Показано, что время работы алгоритма с предложенным способом сегментации структуры меньше в десятки раз по сравнению с временем, затраченным на вычисления с сегментацией, заданной вручную.

Авторы благодарят Т.Р. Газизова за помощь в написании статьи.

Работа выполнена по договору от 16.11.2012 №96/12 ТУСУРа и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева» в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. №218, договор от 12.02.2013 г. №02.G25.31.0042.

#### Литература

1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2012660373. TALGAT 2011 / Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др. / Заявка №2012618426. Дата поступления 5 октября 2012 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 ноября 2012 г.

Таблица 3

#### Результаты вычислительного эксперимента для Z

$i$	Затраченное время $T_i$ , с	$Z$ , Ом
1	1,054	48,78
2	2,286	47,66
3	6,302	47,15
4	21,962	46,94
5	83,636	46,55
6	354,946	46,32

#### Аширбакиев Ренат Ихсанович

Аспирант, каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 90-01-45

Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

#### Салов Василий Константинович

Аспирант, каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: catred@mail2000.ru

Ashirbakiev R.I., Salov V.K.

#### Adaptive iterative selection of the optimal segmentation of a conductor and dielectric boundaries in electrostatic problems

In the paper we offered an adaptive iterative selection of the segmentation of a conductor and dielectric boundaries in electrostatic problems. The algorithm for two-dimensional problem is implemented. The computational experiment is performed. The efficiency of proposed algorithm is demonstrated.

**Keywords:** electrostatic problems, method of moments, segmentation, TALGAT.



УДК 621.3.011.7

В.К. Салов, Т.Р. Газизов

## Моделирование микрополосковой линии с полигонами

Выполнено моделирование микрополосковой линии с полигонами на разных слоях. Вычислены её волновое сопротивление и погонная задержка. Установлено, что наличие полигонов, может уменьшить волновое сопротивление линии на несколько процентов. Выявлено, что наличие полигона на верхнем слое уменьшает задержку, а на среднем и нижнем – увеличивает.

**Ключевые слова:** микрополосковая линия, волновое сопротивление, задержка, компьютерное моделирование, TALGAT.

При проектировании многослойных печатных плат с цифровыми и аналоговыми, в том числе радиочастотными, цепями необходимо обеспечить заданное волновое сопротивление полосковых линий передачи. Использование в качестве схемной земли ближайшего слоя часто требует очень узкую полосу, что увеличивает относительный разброс её ширины, а значит, и разброс волнового сопротивления. Поэтому на практике вытравливают фольгу под полоской на одном или нескольких слоях, тем самым используя в качестве схемной земли нижний слой. Согласно свойствам плоского конденсатора увеличение расстояния от полоски до земли позволяет увеличить ширину полоски.

Однако такое решение требует учёта ряда аспектов электромагнитной совместимости (ЭМС). Так, необходимо убедиться, что вытравы в слоях (земли и питания) не создают проблем ЭМС из-за изменения пути протекания обратных токов (сигналов и питаний), но это можно сделать только после трассировки платы. Другим аспектом является учет влияния сплошных проводящих областей (называемых при проектировании печатных плат полигонами) на характеристики линии передачи, его можно выполнить квазистатическим анализом до трассировки платы. Для этого часто используют формулы для расчета обычной микрополосковой линии передачи. Доступные калькуляторы линий передачи позволяют учитывать изменения поперечного сечения, но только довольно простых структур [1, 2]. Между тем, в системе TALGAT [3] возможен анализ структур с произвольным поперечным сечением.

Цель данной работы – выполнить моделирование микрополосковой линии с разным числом полигонов.

В системе TALGAT проведен расчёт волнового сопротивления ( $Z$ ) и погонной задержки ( $\tau$ ) микрополосковой структуры. Для оценки влияния полигонов исследовано несколько вариантов: МПЛ – микрополосковая линия без полигонов, поперечное сечение которой представлено на рис. 1; МПЛ1 – микрополосковая линия с полигонами на одном (верхнем) слое (рис. 2); МПЛ2 – микрополосковая линия с полигонами на двух (верхнем и среднем) слоях (рис. 3); МПЛ3 – микрополосковая линия с полигонами на трёх (верхнем, среднем и нижнем) слоях (рис. 4). Геометрические параметры проводников и диэлектриков взяты из фрагмента реальной печатной платы: ширина проводника  $w = 890$  мкм, толщина проводника и полигонов  $t = 18$  мкм, толщина препрегов  $h_1 = h_3 = 144$  мкм, толщина подложки  $h_2 = 220$  мкм. Толщина паяльной маски принята равной  $h_M = 30$  мкм, а относительная диэлектрическая проницаемость: препрегов  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r3} = 4,5$ ; подложки  $\epsilon_{r2} = 4,4$ ; паяльной маски  $\epsilon_{rM} = 3,5$ . Ширина полигонов принята равной  $5w$ . Зазоры между краями полоски и полигонов приняты равными  $s = 0,5; 1,0; 1,5$  мм, а полигонов –  $(s + w + s)$ . Длина сегментов дискретизации всех границ 7 мкм.

В системе TALGAT построены геометрические модели четырёх вариантов поперечного сечения микрополосковой линии. Методом моментов вычислены матрицы погонных емкостей и индуктивностей структуры (с учётом всех полигонов), из которых для дальнейших расчётов бралось значение для первого проводника (полоски). Далее вычислены значения  $Z$  и  $\tau$  линии.

В таблице приведены значения  $Z$  и  $\tau$  для разных вариантов структуры при различных расстояниях до полигона  $s$ . Для каждого значения приведён процент отклонения от значения для МПЛ.

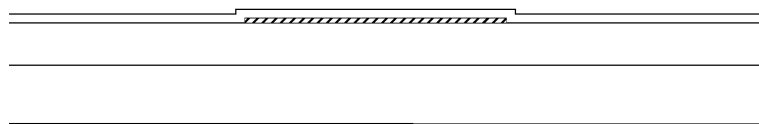


Рис. 1. Фрагмент поперечного сечения МПЛ

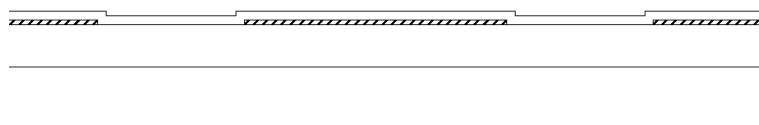


Рис. 2. Фрагмент поперечного сечения МПЛ1

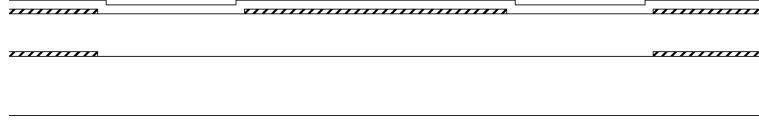


Рис. 3. Фрагмент поперечного сечения МПЛ2

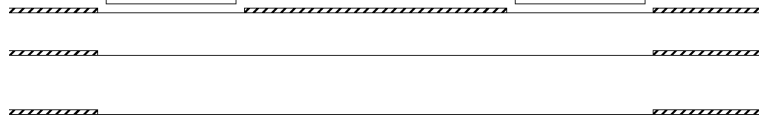


Рис. 4. Фрагмент поперечного сечения МПЛ3

#### Вычисленные значения $Z$ и $\tau$ для вариантов структуры при разных $s$

	$s = 1,5$ мм				$s = 1,0$ мм				$s = 0,5$ мм			
	$Z$ , Ом	$\Delta Z$ , %	$\tau$ , нс/м	$\Delta \tau$ , %	$Z$ , Ом	$\Delta Z$ , %	$\tau$ , нс/м	$\Delta \tau$ , %	$Z$ , Ом	$\Delta Z$ , %	$\tau$ , нс/м	$\Delta \tau$ , %
МПЛ	50,411	0	6,098	0	50,411	0	6,098	0	50,411	0	6,098	0
МПЛ1	50,167	-0,466	6,079	-0,312	49,731	-1,349	6,056	-0,689	47,614	-5,548	5,996	-1,673
МПЛ2	50,155	-0,508	6,079	-0,312	49,681	-1,448	6,057	-0,672	47,280	-6,211	6,005	-1,525
МПЛ3	50,152	-0,513	6,080	-0,295	49,668	-1,474	6,058	-0,656	47,190	-6,389	6,011	-1,427

Анализ результатов для  $Z$  показывает последовательное уменьшение его значения, достигающее минус 0,5% для  $s = 1,5$  мм, минус 1,5% для  $s = 1,0$  мм и минус 6,4% для  $s = 0,5$  мм. Примечательно, что основной вклад в уменьшение  $Z$  вносит полигон верхнего слоя, тогда как влияние остальных гораздо меньше, причем уменьшается с удалением от полоски. Таким образом, выбор зазора критичен для  $Z$ . Лишь при больших зазорах влияние полигонов можно не учитывать и вычислять  $Z$ , как в обычной микрополосковой линии. Уменьшение зазоров все сильнее уменьшает  $Z$  и требует вычисления  $Z$  с учётом полигонов. Очевидно, что количеством полигонов и их зазорами можно контролировать  $Z$  при невозможности сделать это другими средствами. Такое поведение  $Z$  объясняется увеличением ёмкости микрополосковой линии при добавлении полигонов, которое ведет к уменьшению  $Z$ , согласно формуле  $Z = 1/(v_0 \sqrt{C \cdot C_0})$ , где  $v_0$  – скорость света в вакууме,  $C$  и  $C_0$  – погонные ёмкости: при заданных диэлектриках и в вакууме. Анализ результатов для  $\tau$  показывает, что добавление полигона на верхний слой уменьшает  $\tau$  (до 1,6% при  $s = 0,5$  мм), а на средний и нижний слои – наоборот, увеличивает, компенсируя (хотя и не полностью) уменьшение  $\tau$  из-за верхнего полигона. Такое поведение  $\tau$  объясняется перераспределением электрического поля – в варианте МПЛ1 поле распределено во внешней среде больше, чем в варианте МПЛ. В двух других вариантах (МПЛ2 и МПЛ3) оно больше распределяется в диэлектриках линии, чем во внешней среде, что и ведет к увеличению значения  $\tau$ .

В заключение отметим, что данные результаты получены для конкретных значений параметров стека печатной платы. Поэтому для других значений и стеков выводы могут отличаться. Возможны качественные оценки, но они очень ограничены. Так, можно определённо утверждать, что при меньшей толщине проводников (5 мкм) влияние полигонов будет слабее, а при большей (35 мкм) – сильнее. Однако разработанная программа позволяет выполнить точные количественные оценки для любых параметров, заданных пользователем, а также может быть легко изменена для анализа других стеков.

Работа выполнена по договору от 16.11.2012 №96/12 ТУСУРа и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева» в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. №218, договор от 12.02.2013 г. №02.G25.31.0042.

#### *Литература*

1. Speedstack PCB impedance field solver and PCB layer stackup tool package [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.polarinstruments.com/products/stackup/Speedstack\\_PCB.html](http://www.polarinstruments.com/products/stackup/Speedstack_PCB.html), свободный (дата обращения: 27.09.2013).
2. Расчет волнового сопротивления трех вариантов полосковых линий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://zfdtd.narod.ru/utl/index.htm>, свободный (дата обращения: 27.09.2013).
3. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2012660373. TALGAT 2011 / Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др. / Заявка №2012618426. Дата поступления 5 октября 2012 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 ноября 2012 г.

---

#### **Салов Василий Константинович**

Аспирант, каф. телевидения и управления ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-39  
Эл. почта: [catred@mail2000.ru](mailto:catred@mail2000.ru)

#### **Газизов Тальгат Рашитович**

Профессор, каф. телевидения и управления ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-39  
Эл. почта: [talgat@tu.tusur.ru](mailto:talgat@tu.tusur.ru)

Salov V.K., Gazizov T.R.

#### **Simulation of a microstrip line with polygons**

In the research we simulated a microstrip line with polygons on different layers. We calculated the characteristic impedance and the delay per unit length of the line. It is observed that the polygons reduce impedance characteristic up to several percent for considered structure. It is revealed that polygon on top layer reduces the delay, while the polygons on middle and bottom layers increase the delay.

**Keywords:** microstrip line, characteristic impedance, delay, simulation, TALGAT.

УДК 621.391.31

Р.С. Суровцев

## Методика предварительного моделирования целостности сигналов в межсоединениях печатных плат бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата в системе TALGAT

Кратко изложена методика предварительного моделирования целостности сигналов в межсоединениях печатных плат бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата. Методика продемонстрирована на примере фрагмента реальной печатной платы макета приемного модуля блока системы автономной навигации космического аппарата. Показан уровень перекрестных помех 5% от уровня сигнала в активной линии.

**Ключевые слова:** имитационное моделирование, печатная плата, целостность сигналов, перекрестная помеха, TALGAT.

С каждым годом неуклонно растет плотность монтажа печатных плат (ПП) бортовой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) космических аппаратов (КА). Этот рост и увеличение верхней граничной частоты спектра используемых сигналов заставляют разработчика уделять особое внимание электромагнитной совместимости (ЭМС) бортовой РЭА. Неучёт требований ЭМС может привести к выходу из строя бортовой РЭА и утрате КА, что влечёт за собой большие финансовые потери и подрыв репутации предприятия-разработчика.

Одной из самых актуальных в ЭМС является проблема целостности сигналов (ЦС) в ПП бортовой РЭА, которая особенно обостряется с ростом электрической длины и плотности монтажа межсоединений [1]. Сигналы, проходящие по межсоединениям, подвержены задержке по времени, отражению от неоднородностей, затуханию из-за потерь в проводниках и диэлектриках. Также немаловажно влияние других межсоединений. На пути практической реализации уменьшения искажений сигналов в межсоединениях часто стоят физические и технологические ограничения.

Решению данной проблемы способствует предварительное имитационное моделирование целостности сигналов. При строгом подходе применяется электродинамический анализ. Однако необходимые для этого вычислительные затраты часто высоки даже для относительно простых конфигураций. Примечательно, что при допущении распространения в межсоединениях только поперечной волны могут получаться довольно точные результаты [2]. Своевременное квазистатическое моделирование целостности сигналов позволяет выявить критические участки межсоединений ПП и устранить нежелательные связи в ЛП на этапе лабораторно-отрабочных испытаний (ЛОИ), а не на этапе изготовления летного образца. Для этого разработана система TALGAT [3], однако методика моделирования с её помощью ПП бортовой РЭА не рассматривалась.

Цель данной работы – представить методику моделирования ЦС в ПП бортовой РЭА КА в системе TALGAT. Для этого необходимо:

- выбрать моделируемый фрагмент реальной ПП бортовой РЭА КА;
- продемонстрировать методику проведения предварительного моделирования ЦС на примере выбранного фрагмента;
- обобщить и кратко изложить методику проведения предварительного моделирования ЦС в реальных ПП.

Для демонстрации методики выбран фрагмент (с максимальной плотностью трассировки) реальной ПП макета приемного модуля блока системы автономной навигации (САН) КА. Выбранный фрагмент ПП блока САН представлен на рис. 1, а.

Моделирование любой ЛП начинается с анализа исходных данных, выявляющих особенности прохождения печатных трасс по ПП. Рассматриваемая ЛП расположена на двух слоях: сначала она проходит на верхнем слое (Top) и через переходное отверстие переходит на внутренний слой ПП (Middle 2). Один из внутренних слоёв (Middle 1) является землей для проводников на слоях Top и Middle 2. Примечательно, что на участке ЛП, проходящей на слое Middle 2, присутствует второй

слой земли (Bottom). При строгом подходе к моделированию необходим учет всех изломов печатных трасс, а также такого важного элемента ПП как переходное отверстие. Однако при предварительном моделировании такими особенностями ПП можно пренебречь.

Также важна оценка сложности диэлектрического заполнения стека ПП. В данном случае оно является типовым [4] и включает в себя четыре проводящих слоя, два прокладочных слоя (каждый состоит из препрегов марок 1080 и 7628) и слой основы (рис. 1, б). Печатные проводники на верхнем слое ПП для защиты покрыты иммерсионным золотом.

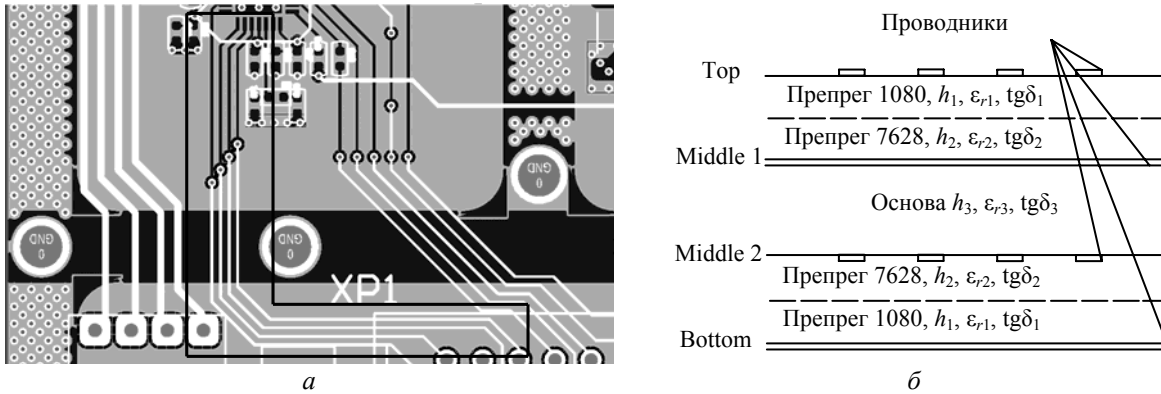


Рис. 1. Фрагмент (а) и стек (б) печатной платы блока САН

Толщина слоёв стека ПП: препрега марки 1080 – 274 мкм, препрега марки 7628 – 180 мкм, основы – 510 мкм. Параметры печатных проводников: ширина  $w = 200$  мкм, расстояние между проводниками  $s = 400$  мкм, толщина фольги  $t = 35$  мкм, толщина покрытия иммерсионным золотом  $t_G = 5$  мкм. Относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь соответственно: препрега марки 1080 – 3,58 и 0,016; препрега марки 7628 – 4,6 и 0,012, основы из материала FR-4 (вычисленная на частоте 1,55 ГГц) – 4,52 и 0,0162. На поверхности ПП отсутствуют покрывающие диэлектрические слои, такие как паяльная маска и влагозащитное покрытие.

Одним из начальных и наиболее важных этапов моделирования многопроводных линий передачи (МПЛП) является построение геометрической модели поперечного сечения по заданным параметрам. Важность этого этапа заключается в точности получения результатов последующего моделирования. Поперечные сечения линии на слоях Top и Middle 2 в системе TALGAT [3] представлены на рис. 2.

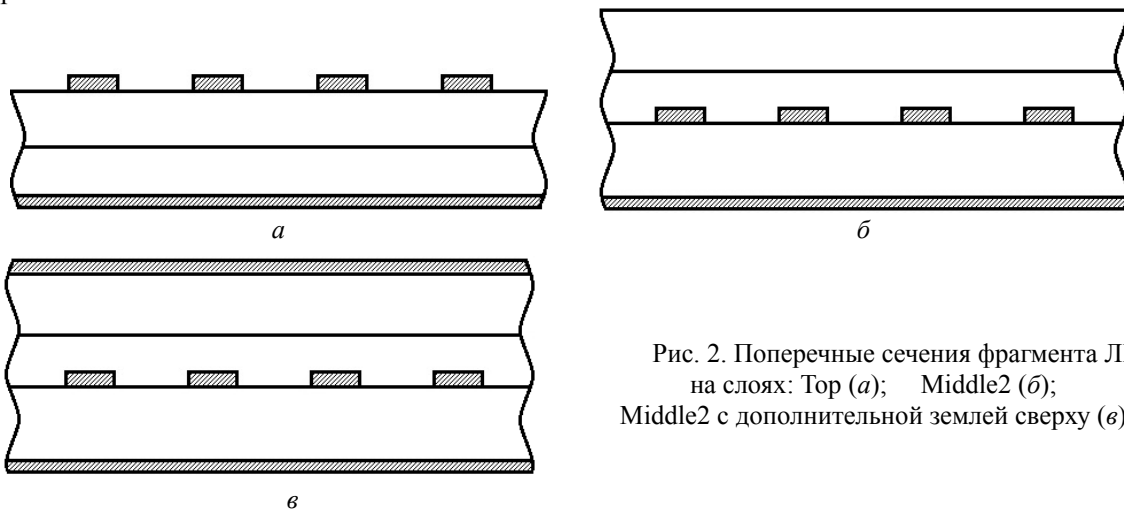


Рис. 2. Поперечные сечения фрагмента ЛП на слоях: Top (а); Middle2 (б); Middle2 с дополнительной землей сверху (в)

Следующим этапом моделирования является вычисление матриц первичных погонных параметров ( $L$ ,  $C$ ,  $R$ ,  $\tau$ ) для поперечных сечений отрезков ЛП, которыми представлен исследуемый фрагмент. Далее из первичных параметров вычисляются вторичные – погонные задержки и матрица волновых сопротивлений, дающая понимание о согласовании ЛП. Также важно знать четверти суммы  $((K_C + K_L)/4)$  и разности  $((K_C - K_L)/4)$  ёмкостной и индуктивной связей и их произведение на погонную задержку ( $\tau$ ) и длину отрезка ЛП ( $L$ ). Это позволяет оценить вклад каждого отрезка в уро-

вень перекрестных помех на концах ЛП без вычисления временного отклика сигнала. Эти значения сведены в таблицу.

Параметры отрезков ЛП

$i$	$L_i$ , мм	$\tau$ , нс/м	$Z$ , Ом	$(K_C+K_L)/4$	$\tau(K_C+K_L)/4$	$L_i\tau(K_C+K_L)/4$	$(K_C-K_L)/4$	$\tau(K_C-K_L)/4$	$L_i\tau(K_C-K_L)/4$
1	7,5	5,14	103,5	0,105	0,540	4,05	0,0160	0,0822	0,615
2	3,5	6,52	84,4	0,142	0,926	3,24	0,0122	0,0795	0,280
3	5,0	6,76	60,4	0,058	0,392	1,96	0,0037	0,0250	0,125
4	14,0	6,52	84,4	0,142	0,926	12,96	0,0122	0,0795	1,113

Из таблицы следует, что наибольший вклад в уровень перекрестных помех на ближнем и дальнем концах фрагмента вносит четвертый отрезок. Примечательно, что именно он имеет наибольшую протяженность.

Заключительным этапом моделирования перекрестных помех в МПЛП является вычисление временного отклика сигнала [5]. Для этого предварительно составляется схема включения МПЛП с заданием нагрузок на концах проводников и параметров источника(ов) воздействия. Рассматриваемый фрагмент состоит из четырех отрезков (два отрезка с одинаковыми поперечными сечениями –  $Tl_2$  и  $Tl_4$ ; два отрезка с разными поперечными сечениями –  $Tl_1$  и  $Tl_3$ ), как показано на рис. 3. Общая протяженность фрагмента  $L=30$  мм, длина первого отрезка со структурой рис. 2,  $a$  –  $L_1 = 7,5$  мм, второго со структурой рис. 2,  $b$  –  $L_2 = 3,5$  мм, третьего со структурой 2,  $b$  –  $L_3 = 5$  мм, четвертого со структурой рис. 2,  $b$  –  $L_4 = 14$  мм.

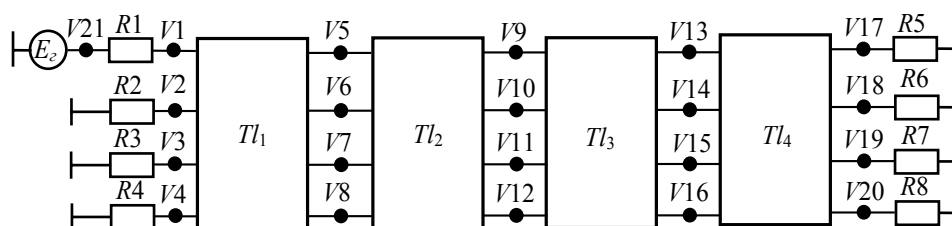


Рис. 3. Эквивалентная схема исследуемого фрагмента

При составлении эквивалентной схемы необходимо корректно учесть реальные параметры воздействий, а также входной и выходной импедансы приемника и передатчика. Если они неизвестны, можно выбрать одну из эквивалентных схем с одним источником воздействия. В качестве воздействия можно использовать тестовый сигнал, например импульс в виде трапеции с уровнем, длительностями фронта/спада и плоской вершины, приближенными к реальным. Если неизвестны реальные нагрузки ЛП, полезно моделирование нескольких типовых случаев: 50 Ом в начале и конце ЛП, псевдосогласование в начале и рассогласование в конце (большое входное сопротивление приёмника) ЛП, рассогласование в начале (малое выходное сопротивление передатчика) и рассогласование в конце ЛП. Для предварительной оценки ЦС в ЛП выбрано моделирование для случая 50 Ом, имитирующего измерительный тракт.

Для оценки уровня перекрестных помех в четырехпроводной ЛП проведено моделирование по схеме рис. 3 для случая, когда первый от края структуры проводник активный, а остальные – пассивные, при  $R_1 = R_2, \dots, = R_8 = 50$  Ом. В качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции с ЭДС  $E_0 = 6$  В, длительность фронта/спада импульса  $t_r = t_f = 1$  нс, длительность плоской вершины импульса  $t_d = 8$  нс. В результате получены сигналы на концах ЛП (рис. 4).

Из полученных результатов видно, что в начале активного проводника амплитуда сигнала ( $V1$ ) равна 3 В и фронт сигнала не искажен, но наблюдается выброс амплитудой 0,5 В, тогда как на конце активного проводника выброса нет. Перекрестные помехи имеют максимальный уровень на ближайшем от активного пассивном проводнике. Уровень перекрестной помехи достигает 0,15 В на ближнем конце и 0,06 В на дальнем конце, что составляет приблизительно 5 и 2% от сигнала в активной линии соответственно. Такой уровень ближней перекрестной помехи может быть критичен для бортовой РЭА КА. По мере удаления пассивного проводника от края структуры уровень ближней и дальней перекрестной помех снижается и стремится к одному значению. Примечательно, что на последнем пассивном проводнике уровень ближней и дальней перекрестной помех практически одинаковый и составляет приблизительно 0,02 В.

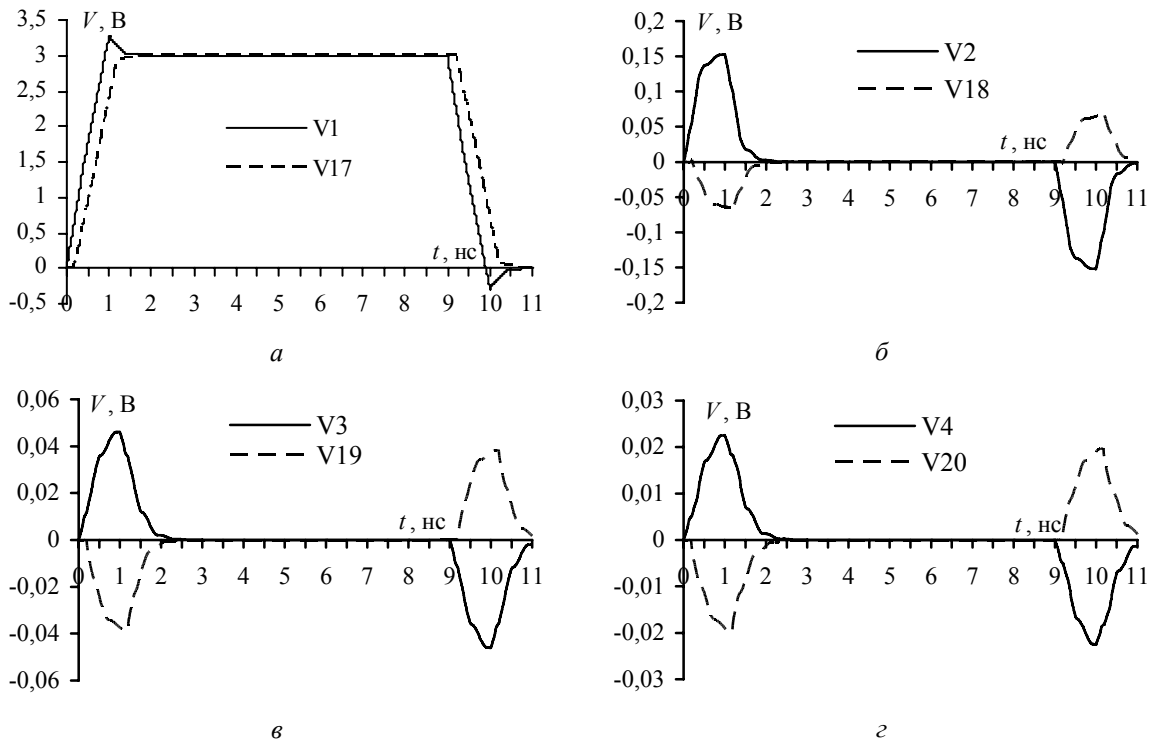


Рис. 4. Формы сигналов в начале (—) и конце (---) проводников: активного (а), первого пассивного (б), второго пассивного (в), третьего пассивного (г)

Таким образом, методика предварительного моделирования целостности сигналов фрагмента ПП включает: подробный анализ прохождения печатных трасс в многослойных ПП; оценку сложности диэлектрического заполнения стека ПП; составление поперечного сечения ПП с учётом всех особенностей диэлектрического заполнения; вычисление погонных параметров ЛП; оценку вклада каждого из отрезков ЛП в уровень перекрестных помех; получение эквивалентной схемы фрагмента; вычисление временного отклика; анализ полученных результатов. В случае получения неудовлетворительных результатов на этапе предварительного моделирования принимаются меры по устранению сильных взаимовлияний между проводниками и уменьшению уровня перекрестных помех (например, с помощью разнеса печатных проводников по ПП).

В работе на примере фрагмента реальной ПП показана методика проведения предварительного моделирования целостности сигналов в системе TALGAT. Выполнена качественная и количественная предварительная оценка уровня перекрестных помех в четырехпроводной ЛП, состоящей из четырех отрезков со сложным диэлектрическим заполнением. Выявлено, что максимальный уровень перекрестной помехи (на ближнем конце первого пассивного проводника) составляет приблизительно 5% от уровня сигнала в активной линии. Подобные оценки позволяют принять необходимые меры по уменьшению перекрестных помех на этапе лабораторно-отрабочных испытаний, таким образом уменьшая затраты на их повторное проведение.

Автор благодарит Т.Р. Газизова за помощь в написании статьи.

Работа выполнена по договору от 16.11.2012 №96/12 ТУСУРа и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева» в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. №218, договор от 12.02.2013 г. №02.G25.31.0042.

#### Литература

1. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Изд-во НТЛ, 2003. – 212 с.
2. Орлов П.Е. Квазистатическое и электродинамическое моделирование модальных явлений в многопроводных структурах / П.Е. Орлов, Е.С. Долганов, Т.Р. Газизов // Инфокоммуникационные технологии. – 2011. – Т. 9, №4. – С. 96–100.

3. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2012660373. TALGAT 2011. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др. Заявка №2012618426. Дата поступления 5 октября 2012 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 ноября 2012 г.

4. PSelectro, группа предприятий по производству печатных плат [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.pselectro.ru/>, свободный (дата обращения 5.09.2013).

5. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 152 с.

---

**Суворцев Роман Сергеевич**

Аспирант, каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: [surovtsevrs@gmail.com](mailto:surovtsevrs@gmail.com)

Surovtsev R.S.

**The technique of preliminary modeling of signal integrity in the printed-circuit board interconnections of the radioelectronic spacecraft equipment in the TALGAT system**

The technique of preliminary modeling of signal integrity in the printed-circuit board interconnections of the radioelectronic spacecraft equipment is briefly described. The technique is demonstrated on the example of real printed-circuit board fragment of the receiver module prototype of the spacecraft block of an autonomous navigation system. Crosstalk level of 5% from signal level in the active line is demonstrated.

**Keywords:** imitating modeling, printed-circuit board, signal integrity, crosstalk, the TALGAT system.



УДК 536.581:519.876.5+681.536.5

В.М. Карабан, М.П. Сухоруков, Е.А. Морозов

## Математические модели многослойных печатных плат для теплового моделирования электронных устройств и систем

Рассматриваются вопросы реализации тепловых моделей печатных плат, которые определяются объектом моделирования, требуемой точностью получения результатов, а также скоростью и трудоемкостью их получения.

**Ключевые слова:** математическая модель, печатная плата, трассировка, джоулево тепло.

Современные печатные платы (ПП) представляют собой конструкцию, состоящую из диэлектрического основания (стеклотекстолит, FR-4 и др.), на одной или обеих сторонах которого расположены изолированные слои проводящего материала (меди). С точки зрения теплового моделирования подобная конструкция ПП в первом приближении может рассматриваться упрощенно: как однородный материал с двунаправленной (анизотропной) теплопроводностью, т.е. когда значение коэффициента теплопроводности различно в направлении нормали к ПП и в ее плоскости. Данный подход является приемлемым до тех пор, пока распределение проводящего рисунка более или менее равномерно в любом слое или его плотность пренебрежимо мала.

Однако при сохраняющейся тенденции миниатюризации – увеличение функциональности при одновременном сокращении размера изделий – разработчики современных ПП (устройств) стараются увеличить степень интеграции, как следствие ПП становятся все более неоднородными и возникает необходимость учета локальной теплопроводности.

Зачастую ПП имеют большое количество меди в слоях питания и земли, что наряду с наличием переходных отверстий (особенно тепловых) может эффективно использоваться разработчиками ПП для отвода тепла от корпусов интегральных схем (микросхем). Подобная детальная информация о величине локальной проводимости ПП необходима для повышения точности (достоверности) моделирования процессов теплообмена.

Проведение теплового моделирования для каждого отдельного слоя ПП является дорогостоящим и непрактичным для модели системного уровня. Поэтому авторами в статье рассматривается подход к вычислению локальных анизотропных проводимостей ( $k_x$ ,  $k_y$ ,  $k_z$ ) ПП с использованием специальной (фоновой) сетки.

Также авторами приводятся три математические модели [1–4], каждая из которых применяется для решения тех или иных задач, будь то расчет блока радиоэлектронной аппаратуры, состоящего из десятков узлов, или же расчет теплового режима конкретного печатного узла, содержащего множество сложных элементов, в том числе интегрированных схем высокой степени интеграции.

### 1. Компактная (усредненная) тепловая модель ПП [1]:

- самая простая из доступных;
- представляет собой однородный материал, в котором проводимость в плоскости ПП ( $k_{in-plane}$ )  $\gg$  проводимости в направлении нормали к ПП ( $k_{normal}$ );
- проводящие слои (верхний, нижний и внутренние) задаются в процентном соотношении от величины поверхности диэлектрика;
- проводящие слои не моделируются (не рассматриваются) в отдельности.

$$k_{in-plane} = \sum k_i t_i / \sum t_i, \quad (1)$$

$$k_{normal} = \sum t_i / \sum (t_i / k_i), \quad (2)$$

$$k_i = f_i k, \quad (3)$$

где  $k$  – теплопроводность материала (Вт/м·К);  $t$  – толщина слоя (м);  $f_i$  – коэффициент покрытия меди.

На основании анализа выражений (1)–(3) видно, что наибольшее влияние на итоговую теплопроводность модели оказывает теплопроводность в плоскости, нежели по нормали. В свою очередь

на теплопроводность в плоскости, большее влияние оказывают слои меди, в то время как на теплопроводность по нормали влияет слой диэлектрика.

Приведем пример:

- количество внутренних проводящих слоев = 6;
- площадь покрытия каждого проводящего слоя = 40%;
- толщина верхнего, нижнего и внутренних слоев проводящего материала = 35 мкм;
- толщина слоя ПП = 145 мкм;
- теплопроводность проводящего материала (меди) = 388 Вт/м·К;
- теплопроводность диэлектрического основания (FR4) = 0,35 Вт/м·К.

На основании (1) теплопроводность в плоскости:

$$k_{in-plane} = (8 \cdot 35 \cdot 10^{-6} \cdot 388 \cdot 0,4 + 7 \cdot 145 \cdot 10^{-6} \cdot 0,35) / (8 \cdot 35 \cdot 10^{-6} + 7 \cdot 145 \cdot 10^{-6}) = 33,06 \text{ Вт/м} \cdot \text{К}.$$

На основании (2) теплопроводность по нормали:

$$k_{normal} = 1,29 \cdot 10^{-3} / ((8 \cdot 35 \cdot 10^{-6} / 388) + (7 \cdot 145 \cdot 10^{-6} / 35)) = 0,44 \text{ Вт/м} \cdot \text{К}.$$

Применение данной модели оправдано при проведении оценочного анализа теплового режима блока или стойки радиоэлектронной аппаратуры, когда погрешность порядка 15–20% не критична.

### 2. Компактная (слоистая) тепловая модель ПП [1]:

- имеет более детальное представление структуры, чем компактная (усреднённая) модель, поскольку ПП моделируется, как слой диэлектрического основания со слоями меди;
- проводящие слои задаются в процентном соотношении от величины поверхности диэлектрика;
- проводящие слои представляются тонкими пластинами и моделируются по отдельности.

Подобная модель, находит применение при расчетах многослойных печатных плат, на которых установлены сложные и чувствительные к температуре элементы (например, процессоры, «системы-на-кристалле»).

### 3. Тепловая модель ПП с импортом трассировки [1, 2]:

- локальная теплопроводность ПП оценивается на основе проводящего рисунка;
- геометрия трассировки не включается в физическую (расчетную) модель ПП и необходима лишь для определения значений локальной теплопроводности с применением фоновой сетки. Как следствие не требуется создание геометрической модели проводников и усложнение расчетной сетки;
- для проведения расчета значения локальной теплопроводности транслируются в физическую (расчетную) модель из фоновой сетки.

Матрица фоновой сетки (строки и столбцы) используется в модели ПП с импортом трассировки для определения (задания) ортотропной теплопроводности ПП, причем строки матрицы отвечают за направление  $x$ , а столбцы – за направление  $y$ . Размер матрицы зависит от размерности фоновой сетки. Значения ( $k_x, k_y, k_z$ ) в каждой ячейке определяются локальной плотностью проводящих слоев и их ориентацией в пространстве (рис. 1). Затем эти значения переносятся на расчетную сетку, которая строится без учета геометрии проводника, таким образом, теплопроводность проводника учитывается в структуре модели.

Рис. 1. Методика построения матрицы теплопроводности на основе фоновой сетки

0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3
0,3	27	27	27	27	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3
0,3	27	27	27	27	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3
0,3	0,3	0,3	27	27	27	27	0,3	0,3	0,3
0,3	0,3	0,3	27	27	27	27	0,3	0,3	0,3
0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3

Как следствие, подобный подход (модель) позволяет более детально учитывать неоднородность трассировки, без необходимости дополнительного усложнения расчетной сетки, что в сравнении с компактными (усредненной и слоистой) моделями дает ей преимущество.

Причем для модели с импортом трассировки присутствует зависимость пространственного распределения температуры от разрешения фоновой сетки. На рис. 2 показаны расчетные примеры распределения температур на плате при различных разрешениях фоновой сетки.

Модель указанного типа также актуальна при расчете теплового режима высокоомощных устройств, в которых протекают большие токи.

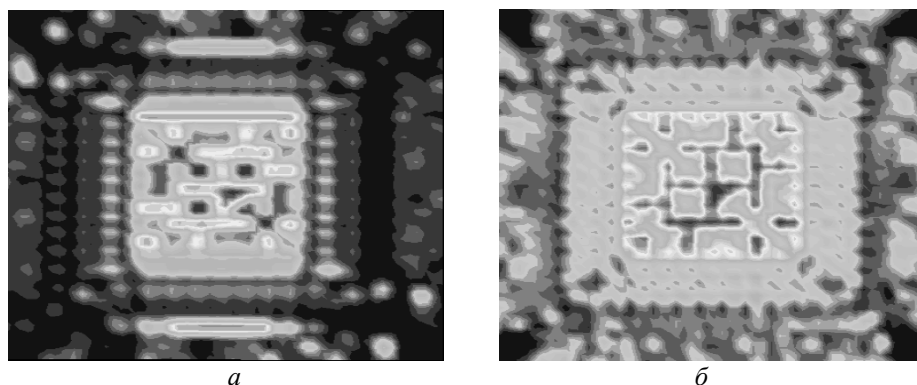


Рис. 2. Распределения температуры. Разрешения фоновой сетки: *a* – 50×50, *б* – 400×400

#### 4. Подробная модель ПП [1]

Для данной модели требуется создание геометрической модели трассировки и включение ее в физическую (расчетную) модель ПП. Как следствие, требуется значительное усложнение расчетной сетки.

Применение подробной модели может быть оправдано только при необходимости получения чрезвычайно точного распределения температур в устройстве.

Результаты проведенного сравнительного анализа сведены в таблицу.

**Сравнение достоверности результатов и вычислительных затрат**

Модель	Достоверность результатов	Вычислительные затраты
Компактная (усреднённая)	Низкая	Низкие
Компактная (слоистая)	Средняя	Средние
Импорт трассировки	Высокая	Высокие
Подробная	Очень высокая	Очень высокие

На основании тепловой модели ПП с импортом трассировки проведен расчет температурного поля печатного узла блока управления (рис. 3) с учетом и без учета джоулева тепла, выделяемого проводящим рисунком.

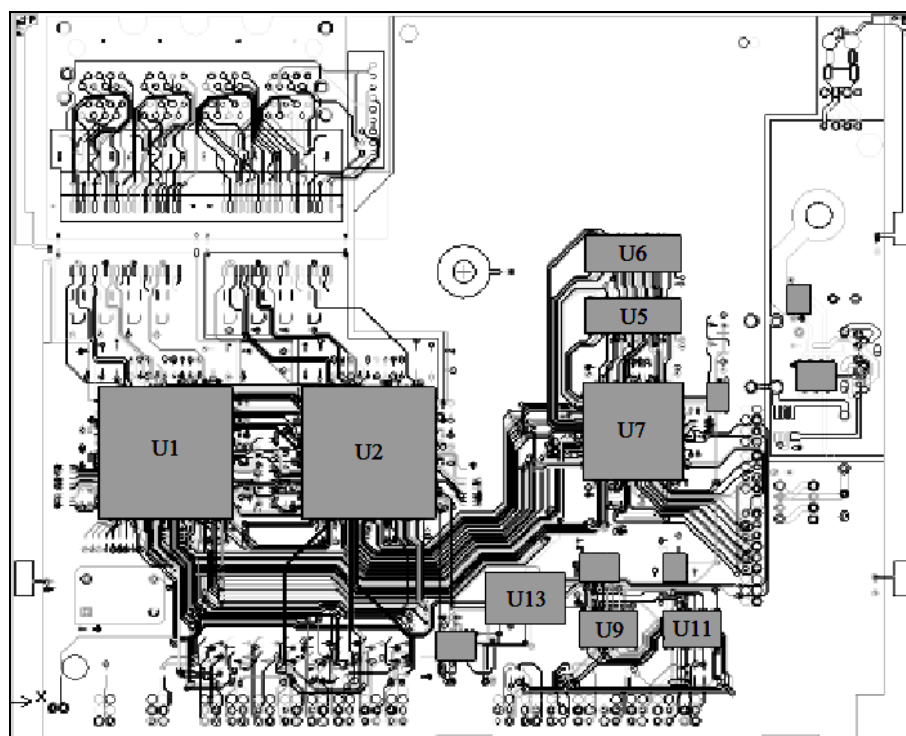


Рис. 3. Модель ПП блока управления с импортом трассировки, используемая в расчетах

Полученные численные результаты (рис. 4) свидетельствуют о значительном влиянии тепла на температурное поле печатного узла блока управления. Так, расхождение результатов моделирования для ПП составило 50 °С, а для элементов – от 2 до 11 °С.

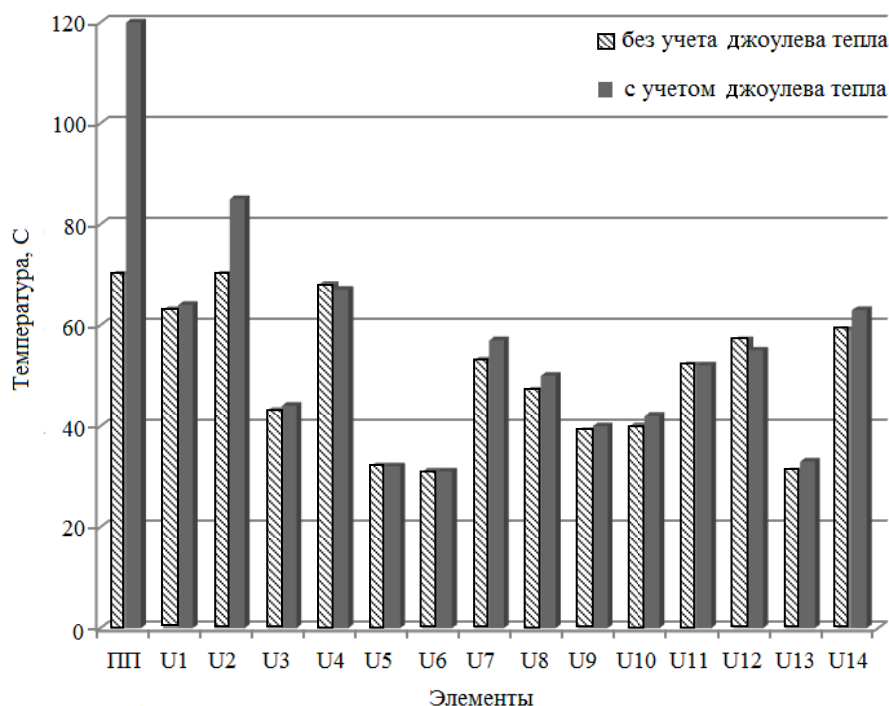


Рис. 4. Результаты теплового моделирования ПП с учетом и без учета тепла проводников

**Заключение.** В данной работе рассмотрены тепловые модели (подходы к представлению) ПП, которые определяются объектом моделирования, требуемой точностью результатов, а также скоростью и трудоемкостью их получения.

Применение компактной (усредненной) тепловой модели ПП оправдано при проведении оценочного анализа теплового режима блока или стойки радиоэлектронной аппаратуры, когда погрешность составляет порядка 15–20%, не критична.

Компактная (слоистая) тепловая модель ПП, находит применение при расчетах многослойных печатных плат, на которых установлены сложные и чувствительные к температуре элементы (например, процессоры, «системы-на-кристалле»).

Тепловая модель ПП с импортом трассировки позволяет более детально учитывать неоднородность трассировки без необходимости дополнительного усложнения расчетной сетки, что, в сравнении с компактными (усредненной и слоистой) моделями, дает ей преимущество. Модель указанного типа также актуальна при расчете теплового режима высокоомощных устройств силовой электроники, в которых протекают большие токи. Применение подробной модели, может быть оправдано только при необходимости получения чрезвычайно точного распределения температур в устройстве.

На основании тепловой модели ПП с импортом трассировки проведен расчет температурного поля печатного узла блока управления с учетом и без учета джоулева тепла. Результаты свидетельствуют о необходимости учета физических процессов саморазогрева проводников при протекании по ним электрического тока.

Работа выполнена в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218 и договора между ОАО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 12.02.2013 г. №02.G25.31.0042.

#### Литература

1. Карабан В.М. Модели печатных плат с повышенной вычислительной эффективностью / В.М. Карабан, И.О. Суслов // Матер. 17-го Междунар. молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». – Харьков: ХНУРЭ, 2013. – Т. 2. – С. 127–128.

2. Карабан В.М. Модель печатного узла с учетом джоулевого тепла / В.М. Карабан, И.О. Суслон // Матер. 17-го Междунар. молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». – Харьков: ХНУРЭ, 2013. – Т. 2. – С. 125–126.

3. Карабан В.М. Возможности проведения расчета теплового режима печатных плат в системе имитационного моделирования ANSYS Icepak / В.М. Карабан, И.О. Суслон // Матер. XVI Междунар. науч. конф., посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем акад. М.Ф. Решетнева. – 2012. – Ч. 1. – С. 179–180.

4. Карабан В.М. Возможности ANSYS Icepak в области теплового моделирования микросхем / В.М. Карабан, И.О. Суслон // Матер. XVI Междунар. науч. конф., посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева. – 2012. – Ч. 1. – С. 177–178.

---

**Карабан Вадим Михайлович**

Канд. физ.-мат. наук, зав. лаб. теплового и механического анализа и синтеза

НИИ космических технологий ТУСУРа

Тел.: (382-2) 90-01-62

Эл. почта: karaban\_vm@mail.ru

**Сухоруков Максим Петрович**

Аспирант, науч. сотрудник лаб. теплового и механического анализа и синтеза

НИИ космических технологий ТУСУРа

Тел.: (382-2) 90-01-62

Эл. почта: max\_sukhorukov@mail.ru

**Морозов Егор Александрович**

Вед. инженер-конструктор

ОАО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва».

Эл. почта: morozov@iss-reshetnev.ru

Karaban V.M., Sukhorukov M.P., Morozov E.A.

**Mathematical models of multi-layer printed circuit boards for thermal modeling of electronic devices and systems**

The work deals with the implementation of thermal models of printed circuit boards, which are determined by the object model, the required accuracy of the results, as well as the speed and complexity of their receipt.

**Keywords:** mathematical model, circuit board, trace, Joule heat.

УДК 621.397

А.С. Попов

## Оценка уровня помехоустойчивости одночастотных систем цифрового эфирного телевизионного вещания

Предложен способ оценки уровня помехоустойчивости сигналов стандартов DVB-T/T2. Описан лабораторный эксперимент по определению критических состояний сигналов стандартов DVB-T/T2. Предложена модель тракта вещания сигналов стандарта DVB.

**Ключевые слова:** помехоустойчивость, зона покрытия, DVB-T/T2, COFDM, QPSK, QAM, уровень сигнала, MER, BER.

**Постановка задачи.** Планирование, построение и последующая эксплуатация сетей цифрового наземного ТВ-вещания (ЦНТВ) стандартов DVB-T/T2 должны опираться на точные данные о помехоустойчивости систем ЦНТВ в различных условиях [1]. Одним из факторов, определяющих реальную помехоустойчивость систем DVB-T/T2, является наличие достаточно точной информации о потенциальных возможностях системы.

В стандарте на систему DVB-T дано понятие квазибезошибочного приема – QEF, для которого приведены табулированные аналитические значения граничного отношения C/N («MER») – мощности сигнала на несущей к спектральной плотности аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ), требуемого для достижения в различных режимах и условиях вещания вероятности ошибки на выходе декодера Витерби, равной  $2 \times 10^{-4}$  [1]. Это максимально допустимое значение, при котором в нормально функционирующей системе обеспечивается достаточный запас помехоустойчивости. Поэтому крайне важно не довольствоваться одним граничным значением коэффициента ошибки по битам (КОБ, англ. – BER), а иметь четкое представление о характере зависимости КОБ от отношения C/N («MER»).

**Модель тракта вещания.** Тракт ЦНТВ был смоделирован с помощью прибора для тестирования вещательного оборудования компании Etecard и комплексного анализатора принимаемого OFDM-сигнала ИТ-15Т2 фирмы Planar. В качестве дополнительного контрольного средства использовался портативный приемник LV5Т2 фирмы NOTONLYTV. Прибор HDAccess 2 позволяет сформировать сигнал OFDM системы DVB. С помощью анализатора ИТ-15Т2 можно измерить параметры принимаемого сигнала: уровень, MER и BER в широком диапазоне, количество ошибок. Таким образом, эти измерительные приборы позволяют выбрать режим вещания системы DVB (модуляцию, кодовую скорость, защитный интервал, количество несущих) и оценить помехоустойчивость на приеме [2].

Схема подключения оборудования показана на рис. 1.

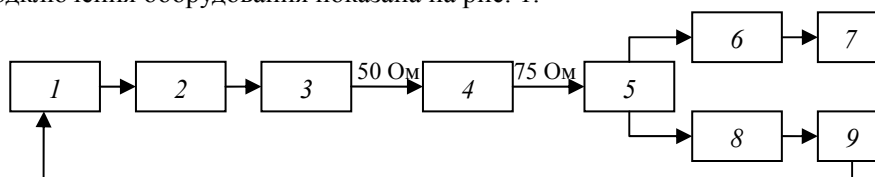


Рис. 1. Схема подключения оборудования для исследования помехозащищенности системы DVB

На схеме изображены: формирователь сигнала DVB ООО «НПП Триада-ТВ» (1) сигнала DVB-T/T2 с возможностью управления его параметрами (модуляция, количество несущих частот, защитный интервал, символьная скорость); «защищающий» аттенюатор (2) (полоса пропускания частот телевизионного диапазона) с постоянным ослаблением для ограничения уровня сигнала; переменный аттенюатор (3) (полоса пропускания частот телевизионного диапазона) с шагом в 1 дБ; трансформатор (4) 50 Ом в 75 Ом; сплиттер (5); set-top-box (6) с устройством вывода для субъективной оценки качества видео и звука (7); анализатор сигнала стандарта DVB-T/T2 (7); ПК (8) для получения и обработки данных с анализатора; генерации транспортного потока для формирователя (1).

**Лабораторный эксперимент.** Линии связи в зависимости от места в устройстве выполнены коаксиальными кабелями с волновыми сопротивлениями 50 и 75 Ом. Переменный аттенюатор (3) мо-

делирует идеальную среду распространения сигнала DVB-T/T2. Аттенуатор позволяет вносить большие ослабления (соответствующие расстоянию) с шагом в 1 дБ. Параметры фиксировались. Подобным образом были проведены измерения сигнала стандарта DVB в основных режимах и их вариантов (больше 1000).

Эксперимент спланирован, проведен согласно установленной методике [1, 3].

Пример оформления фрагмента постоянных и измеренных параметров приведен в таблице.

Часть эксперимента по определению уровня помехоустойчивости системы описан в [1].

**Изменяемые и измеряемые параметры для режима 2k, 1/32, 2/3**

Настройки формирователя	Количество несущих		Защитный интервал		Относительная скорость кода		
	2k		1/32		2/3		
Изменяемые							
<i>d</i> , ослабление, дБ	0	5	10	15	20	25	26
Измеряемые							
<i>U</i> , уровень, дБмкВ	60,8	56,1	51,3	46,4	42,1	38,5	38,2
MER, дБ	35	35	35	32,3	27,8	23,4	21,4
preVBER	1,00E-06	1,00E-06	1,00E-06	4,40E-05	5,40E-05	9,10E-04	7,20E-04
postVBER	1,00E-08	1,00E-08	1,00E-08	1,00E-08	1,00E-08	1,00E-08	1,00E-08
Ошибки	0	0	0	0	0	0	0

При лабораторных испытаниях для оценки помехоустойчивости использовались звездные диаграммы, построенные по реальному передаваемому сигналу цифрового телевидения.

Звездные диаграммы, полученные в ходе выполнения работы, изображены на рис. 2.

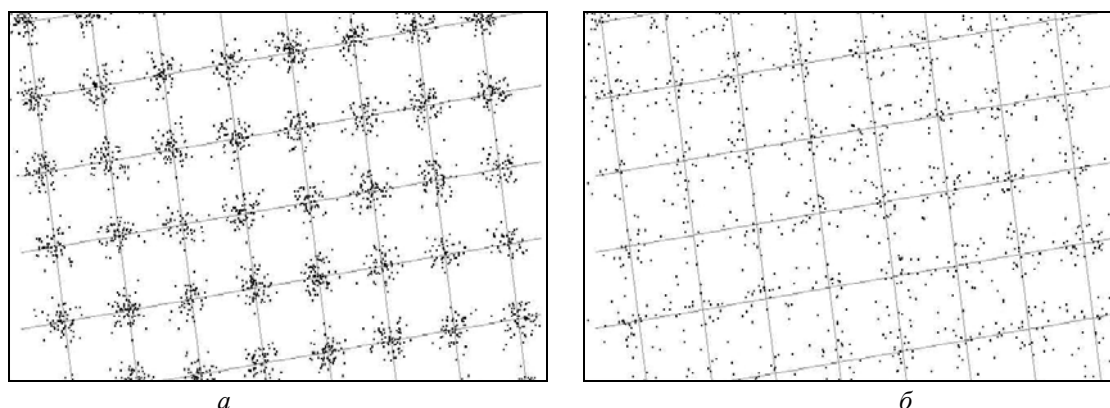


Рис. 2. Фрагмент звездной диаграммы 64-QAM эфирного сигнала стандарта DVB-T2:  
*а* – без ослабления, *б* – с ослаблением до «разрушения» полезного сигнала

По ним можно косвенно оценить степень помехоустойчивости сигналов стандарта DVB. После снижения уровня сигнала (рис. 2, *а*) ниже «критического» в 35,6 дБмкВ, сигнал «разрушается» (рис. 2, *б*).

С целью дополнительной проверки используемого для измерений анализатора ИТ-15Т2 в филиале РТРС «Томский ОРТПЦ» состоялась апробация данного устройства. По результатам испытаний видно (рис. 3), что распределение уровней согласуется по форме кривых. Сдвиг в 1 дБ можно объяснить совокупностью погрешностей в измерениях и точности прибора. Это свидетельствует о том, что прибор пригоден для работы, показания достаточно достоверны.

На основе экспериментально полученных данных автором предложена функция (1), которая характеризует зависимость уровня сигнала от ослабления, соответствующего расстоянию от передатчика до приемника (эквивалент среды передачи сигнала) в частном случае при мощности передатчика 1 кВт.

$$U(d) = 120 \cdot d^{-0,76} + 28,8, \quad (1)$$

где  $U(d)$  – функция зависимости уровня сигнала на входе приемника от ослабления, дБмкВ;  $d$  – ослабление, дБ. График предлагаемой функции приведен ниже (рис. 5, сплошная кривая).

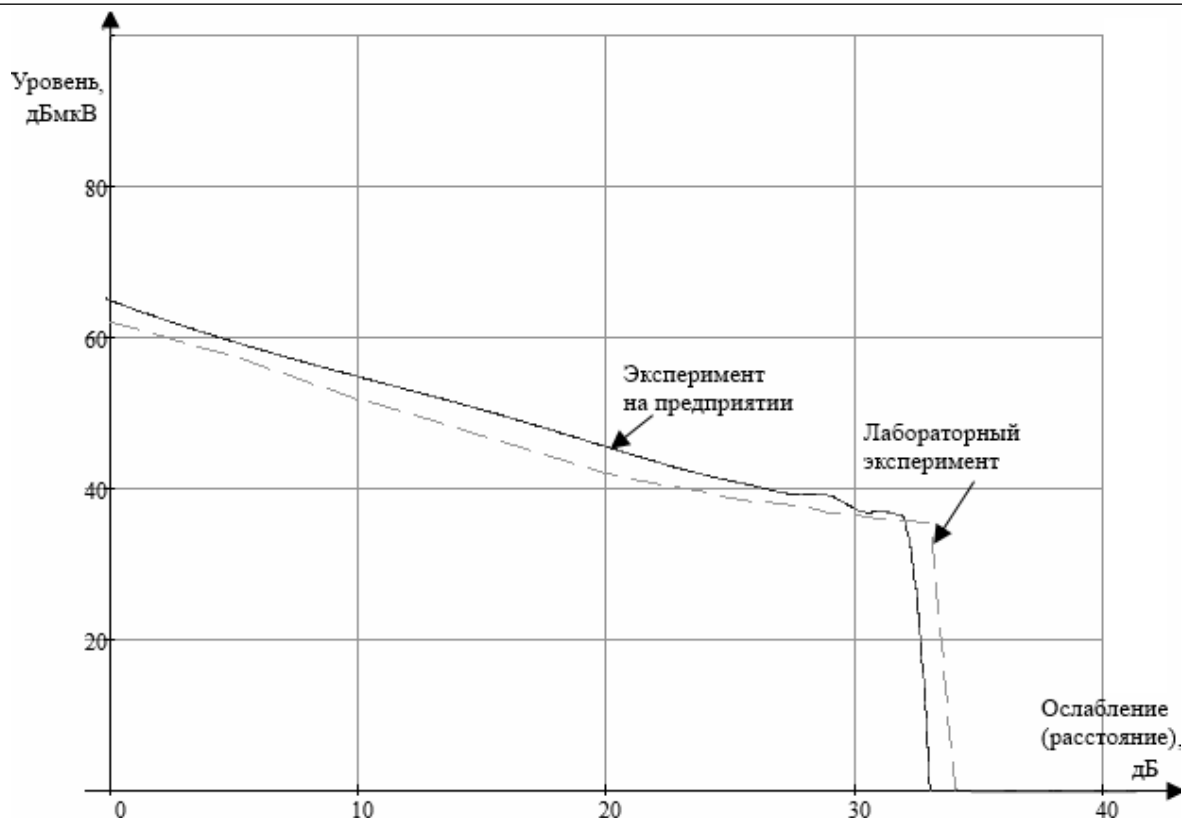


Рис. 3. Зависимость уровня сигнала стандарта DVB-T/T2 от ослабления в лабораторных условиях и на предприятии с направленного ответвителя (выходные данные округлены программой)

**Натурные испытания.** На рис. 4 изображены: прибор для измерения параметров эфирного сигнала стандарта DVB-T2 (2); антенно-фидерный тракт (1); преобразователь напряжения 12 в 220 В (5), необходимый для питания прибора; приемник GPS для определения месторасположения устройства (3), персональный компьютер (4), подключаемый через USB-разъем, необходимый для анализа качества изображения и аудиосигнала и для обработки результатов измерений.

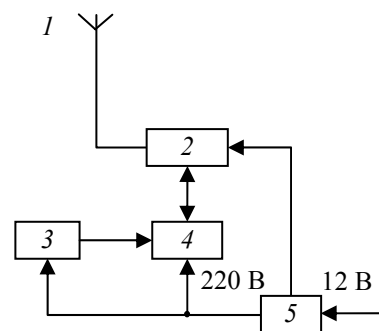


Рис. 4. Схема подключения оборудования для исследования помехозащищенности систем DVB в полевых условиях

Для измерения уровня сигнала телевизионного передатчика после подключения системы по указанной схеме необходимо настроить анализатор на канал, на котором работает передатчик. Данные об уровне, MER, сигнал/шуме, BER сигнала стандарта DVB-T/T2 будут отображаться на дисплее ПК [4, 5].

Из рис. 5 видно, что аппроксимирующая кривая (сплошная) находится в соответствии (при  $d > 8$  дБ) с результатами натурных и лабораторных испытаний. В отличие от лабораторного эксперимента при натурных испытаниях уровень сигнала снизился из-за влияния рельефа местности, и помехоустойчивый режим приема «сорвался» на расстоянии, соответствующем затуханию, меньшему на 4 дБ по сравнению с прогнозируемым лабораторным экспериментом.

На рис. 6 приведены расчетная и измеренная зоны покрытия цифровым телевизионным сигналом передатчика мощность 1 кВт, при высоте подвеса передающей антенны 180 м.

На южном направлении от г. Томска наблюдается большее расхождение с теоретическим расчетом ( $> 8$  дБ) ввиду более сложного рельефа и лесонасаждений выше 30 м в этом направлении (высота приемной антенны 3 м) [6].



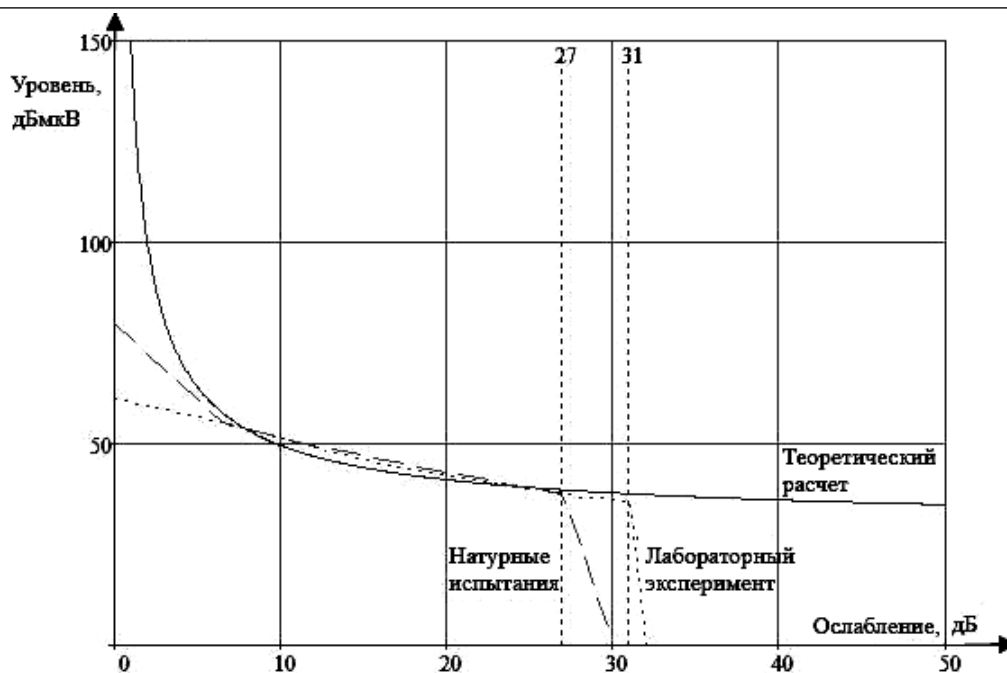


Рис. 5. Зависимости теоретически рассчитанной, измеренной в лаборатории и полученной при натуральных испытаниях зависимости уровня сигнала от ослабления (удаления)

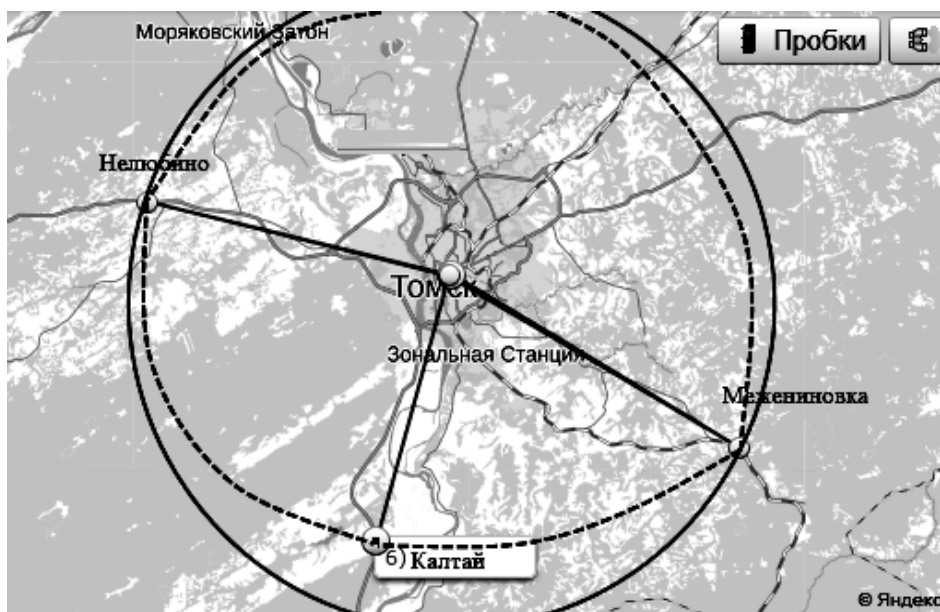


Рис. 6. Расчетная и измеренная зоны покрытия цифровым телевизионным сигналом

**Заключение.** На основе проведенных исследований можно сделать следующие выводы.

- Предложен лабораторный метод оценки помехозащищенности сигналов стандартов DVB-T/T2.
- Предложена схема исследования помехозащищенности систем DVB в полевых условиях.
- Предложена аппроксимация зависимости ожидаемого уровня сигнала в месте приема от предполагаемого ослабления из-за удаленности.
- Пороговый уровень чувствительности приемника, применяемого в исследованиях, составил 35,5 дБ-мкВ.
- Результаты лабораторных исследований пропорционально согласуются с результатами теоретических расчетов и натуральных испытаний.
- Рельеф местности и густая растительность могут оказывать более существенное влияние на помехоустойчивость систем стандарта DVB, чем городская застройка.

*Литература*

1. Красносельский И.Н. Исследование помехоустойчивости системы DVB-T на модели канала с многолучевым распространением / И.Н. Красносельский, С.А. Канев // *Электросвязь*. – 2010. – № 7. – С. 28–30.
2. Канев С.А. Разработка эффективных методов и устройств адаптивных преобразований характеристик и параметров сигналов в системах цифрового вещательного телевидения: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – М., 2011. – 23 с.
3. Красовский Г.И. Планирование эксперимента / Г.И. Красовский, Г.Ф. Филаретов. – Минск: Изд-во БГУ, 1982. – 302 с.
4. ГОСТ Р 8.563–2009. Методики (методы) измерений. – М.: Стандартинформ. 2010. – 27 с.
5. Попов А.С. Применение методов Окамура-Хата и Введенского для расчета зон покрытия цифровых телевизионных передатчиков // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2 (22), ч. 2. – С. 176–179.
6. Яндекс карты. Электронная карта г. Томска и Томской области [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://maps.yandex.ru>, свободный (дата обращения: 1.06.2013).

---

**Попов Александр Сергеевич**

Аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: 8-(482-2) 41-33-80

Эл. почта: [mailrus@bk.ru](mailto:mailrus@bk.ru)

Popov A.S.

**Estimation of the noise immunity level of single-frequency systems for digital aerial television broadcasting**

Estimation method of the signal noise immunity level for standards DVB-T/T2, is provided. Laboratory experiment to determine the signal of standards DVB-T/T2 critical states, was described. Experiment to determine the coverage area of digital television transmitter, was described.

**Keywords:** noise immunity, the coverage area, DVB-T/T2, COFDM, QPSK, QAM, signal level, MER, BER.

**Требования к подготовке рукописей статей,  
представляемых для публикации в журнале  
«Доклады Томского государственного университета  
систем управления и радиоэлектроники»**

1. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.

2. Электронный вариант должен быть представлен в виде файла, названного по-русски фамилией первого автора, на дискете или диске в формате Word 2003. Предпочтительнее представить его по электронной почте.

3. Текст статьи должен быть отпечатан через один интервал (множитель 1,05) шрифтом Times New Roman 10,5 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4 с полями шириной 25 мм, без помарок и вставок. Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.

Шаблон статьи размещен на сайте:

[http://www.tusur.ru/ru/science/tusur\\_reports\\_magazine/template.dot](http://www.tusur.ru/ru/science/tusur_reports_magazine/template.dot).

4. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию. Русские и греческие символы набираются прямым шрифтом, а латинские – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул.

5. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

6. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ).

7. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка; Таблица 1. Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и надписи – Times New Roman, 10 пт. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).

8. Рисунки и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения – на русском. Десятичная запятая (не точка).

Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.

9. Иллюстрации, разрешением не менее 300 dpi, дублируются отдельными файлами. Если это невозможно, должны быть предоставлены оригиналы иллюстраций, пригодные для полиграфического исполнения. Масштаб изображения – наиболее мелкий (при условии читаемости).

10. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (Equation или MathType) программы Word.

11. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТ 7.1-2003 и ГОСТ Р 7.0.5-2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: *для неперIODических изданий* – фамилию и инициалы автора, полное название работы, место издания, название издательства, год издания, количество страниц; *для периодических изданий* – фамилию, инициалы автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц.

12. Статья должна иметь (в порядке следования): УДК; И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотация (не реферат); ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под подзаголовком "Литература"; сведения об авторах; далее на английском языке: Фамилии авторов И.О., заглавие статьи, аннотацию, ключевые слова. Сведения об авторах включают в себя фамилию, имя, отчество, ученую степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, электронный адрес.

Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и иметь сопроводительное письмо на бланке организации (для сторонних авторов).

Плата за публикацию статей не взимается.

Материальные претензии авторов, связанные с распространением материалов их статей после опубликования, не принимаются.

Авторы несут полную ответственность за содержание статей и за последствия, связанные с их публикацией.

**Примечание.** Адрес для переписки: vnmas@main.tusur.ru Тел.: 7-382-2-51-21-21