

# ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ



1(32)/2008

1 (32)/2008

# ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

РЕЦЕНЗИРУЕМОЕ ИЗДАНИЕ

**Учредитель**

ОАО «Издательство «Политехника»»

**Главный редактор**

М. Б. Сергеев,  
доктор технических наук, профессор

**Зам. главного редактора**

Г. Ф. Мощенко

**Редакционный совет:**

**Председатель** А. А. Оводенко,  
доктор технических наук, профессор  
В. Н. Васильев,  
доктор технических наук, профессор  
В. Н. Козлов,  
доктор технических наук, профессор  
Ю. Ф. Подоплекин,  
доктор технических наук, профессор  
Д. В. Пузанков,  
доктор технических наук, профессор  
В. В. Симаков,  
доктор технических наук, профессор  
А. Л. Фрадков,  
доктор технических наук, профессор  
Л. И. Чубраева,  
доктор технических наук, профессор, чл.-корр. РАН  
Р. М. Юсупов,  
доктор технических наук, профессор, чл.-корр. РАН

**Редакционная коллегия:**

В. Г. Анисимов,  
доктор технических наук, профессор  
Е. А. Крук,  
доктор технических наук, профессор  
В. Ф. Мелехин,  
доктор технических наук, профессор  
А. В. Смирнов,  
доктор технических наук, профессор  
В. И. Хименко,  
доктор технических наук, профессор  
А. А. Шалыто,  
доктор технических наук, профессор  
А. П. Шепета,  
доктор технических наук, профессор  
З. М. Юлдашев,  
доктор технических наук, профессор

**Редактор:** А. Г. Ларионова

**Корректор:** Т. В. Звертановская

**Дизайн:** М. Л. Черненко, А. Н. Колешко

**Компьютерная верстка:** С. В. Барашкова

**Ответственный секретарь:** О. В. Муравцова

**Адрес редакции:** 190000, Санкт-Петербург,

Б. Морская ул., д. 67, ГУАП, РИЦ

Тел.: (812) 494-70-36

Факс: (812) 494-70-18

E-mail: 80x@mail.ru; ius@aanet.ru

Сайт: www.i-us.ru

Журнал зарегистрирован в Министерстве РФ по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций. Свидетельство о регистрации ПИ № 77-12412 от 19 апреля 2002 г.

Журнал входит в «Перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертации на соискание ученой степени доктора и кандидата наук».

Журнал распространяется по подписке. Подписку можно оформить через редакцию, а также в любом отделении связи по каталогам: «Пресса России» — № 42476; «Роспечать» («Газеты и журналы») — № 15385.

© Коллектив авторов, 2007

**ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ**

**Красильников Н. Н.** Принципы обработки изображений, основанные на учете их семантической структуры 2

**Бронштейн И. Г., Старченко А. П., Унчун Чо.** Разработка методики и исследование электронной системы стабилизации изображения видеокамеры 7

**Семенов Н. Н., Леонтьев А. Е.** Спектральные методы обработки пространственных данных для классификации целей 12

**МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ**

**Бузюкова И. Л., Яновский Г. Г.** Методика расчета вероятностно-временных характеристик интеллектуальных сетей связи 17

**ПРОГРАММНЫЕ И АППАРАТНЫЕ СРЕДСТВА**

**Гуров В. С., Мазин М. А., Шалыто А. А.** Автоматическое завершение ввода условий в диаграммах состояний 24

**КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ**

**Галанов А. И., Молдовян Н. А., Еремеев М. А.** Множественная подпись: новые решения на основе понятия коллективного открытого ключа 34

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ КАНАЛЫ И СРЕДЫ**

**Савищенко Н. В.** Помехоустойчивость когерентного приема многопозиционных сигнальных конструкций при разнесенном приеме и общих замираниях параметров канала 37

**Акимцев В. В., Мещерин А. Н.** Цифровой принимаемый сигнал импульсных РЛС обзора и сопровождения и его возможности по разрешению целей по дальности 43

**УПРАВЛЕНИЕ В МЕДИЦИНЕ И БИОЛОГИИ**

**Аушева В. А., Юлдашев З. М.** Технология и автоматизированный комплекс для оценки концентрации ионов в биосубстратах 50

**Калюжный М. В., Филатова Н. Н.** Коррекция просодических характеристик речевого сигнала в средствах реабилитации незрячих и слабовидящих 54

**СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ**

58

**АННОТАЦИИ**

62

ЛР № 010292 от 18.08.98.

Сдано в набор 28.12.07. Подписано в печать 05.02.08. Формат 60×841/8.

Бумага офсетная. Гарнитура SchoolBookC. Печать офсетная.

Усл. печ. л. 7,5. Уч.-изд. л. 9,0. Тираж 1000 экз. Заказ 37.

Оригинал-макет изготовлен в редакционно-издательском центре ГУАП. 190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

Отпечатано с готовых диапозитивов в редакционно-издательском центре ГУАП. 190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

УДК 612.8

## ПРИНЦИПЫ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ, ОСНОВАННЫЕ НА УЧЕТЕ ИХ СЕМАНТИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ

**Н. Н. Красильников,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассмотрена структура семантических изображений, а также некоторые особенности их восприятия зрительной системой человека. Сформулированы принципы обработки изображений, основанные на учете их семантической структуры.

### Введение

Известно, что для цифровой записи десятиминутного цветного видеоролика при параметрах разложения  $720 \times 576$  и 25 кадрах в секунду без сжатия потребуется примерно 18,7 Гб памяти. Если эту видеозапись сделать в формате MPEG-2, то при этих же параметрах разложения потребуется около 305 Мб памяти.

С другой стороны, пропускная способность зрительного нерва, согласно экспериментальным измерениям, составляет не более 70 бит/с [1, 2]. Это значит, что за 10 мин просмотра видеоролика зрительная кора получит только 5,25 кб двоичных единиц информации. Эта величина примерно в  $3,5 \cdot 10^6$  раз меньше того объема памяти, который требуется для записи десятиминутного цветного видеоролика без сжатия и в  $5,8 \cdot 10^4$  раз меньше объема памяти, требуемого для его записи со сжатием в формате MPEG-2. Аналогичные результаты имеют место и при использовании более совершенных методов сжатия изображений.

Из приведенного примера следует, что только небольшая часть информации, содержащаяся в видеозаписи, используется зрительной системой человека при ее просмотре, в то время как остальная информация либо вообще не используется, либо используется, но частично. Другими словами, не вся информация, содержащаяся в изображении, для зрительной системы человека равноценна.

Поэтому для эффективной передачи и записи изображений важно принимать во внимание особенности их восприятия зрительной системой. Большие возможности в этом плане открывает учет семантической структуры изображений.

### Представление изображений в виде иерархии семантически значимых компонент

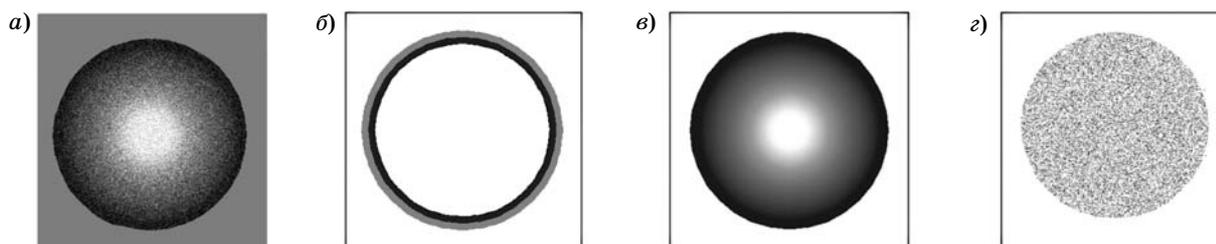
Разделим двумерное изображение на контурные, градиентные и фактурные компоненты.

*Контурные компоненты* определим как линии, представляющие положения световых и цветовых границ на изображении, т. е. границ, при пересечении которых значения яркости или цвета пикселей изменяются скачком. При этом каждую точку этих линий будем характеризовать координатами, задающими ее положение на плоскости изображения, и значениями яркости (цвета) до и после скачка.

*Градиентные компоненты* определим как области, каждая точка которых представляет значение плавно изменяющейся яркости (цвета).

*Фактурные компоненты* определим как области, каждая точка которых представляет отклонение яркости (цвета) от значения, определяемого соответствующей градиентной компонентой.

Мы здесь намеренно вводим термин «фактура», который отличается от общепринятого термина «текстура». Это отличие заключается в том, что под фактурой будем понимать текстуру, из которой удалены и отнесены к контурной компоненте световые и цветовые границы, если они имеются. Таким образом, текстура кирпичной стены разделяется на контурную (границы кирпичей) и фактурную (неоднородность поверхности кирпичей) компоненты. В качестве поясняющего примера показаны исходное изображение (рис. 1, а) и три компоненты (рис. 1, б–г), на которые оно разложено. Разделение изображения на компоненты, подобные описанным выше, неоднократно предпринимались в частности, при разработке методов сжатия [3, 4]. Из



■ **Рис. 1.** Разделение изображения на компоненты: *а* — исходное изображение; *б* — контурная компонента; *в* — градиентная компонента; *г* — фактурная компонента

экспериментов известно, что для зрителя эти компоненты изображения не равнозначны.

Поскольку основная задача зрения заключается в узнавании объектов, составляющих сцену, и определении их взаимного положения, то для зрителя главную роль играют *контурные* компоненты. Это обусловлено тем, что контуры в проекциях объектов на сетчатки глаз, т. е. в изображениях, порождаются оболочками объектов, представляющими собой поверхности, которые отделяют объекты от окружающего их пространства. Положение этих поверхностей не зависит от условия освещения наблюдаемой сцены, а зависит только от ракурса, под которым наблюдается объект, и от расстояния наблюдения. Константность этих компонент высока, и поэтому велика их информативность при решении задачи узнавания объектов и их положения в пространстве.

Поскольку объекты, составляющие сцену, четко отделены от окружающего их пространства оболочками, то их проекции на плоскость, т. е. *изображения объектов, также имеют четкие световые и цветовые границы (контуры)*, отделяющие их от фона, на котором они наблюдаются. Размытие границ на реальных изображениях возникает вследствие искажений, обусловленных несовершенством используемой аппаратуры. Поэтому обработка изображений практически любых объектов, заключающаяся в замене размытых границ резкими границами, будет восприниматься зрительной системой как улучшение качества их воспроизведения.

Как правило, оболочки реальных объектов, за исключением отдельных изломов, носят гладкий, не зазубренный характер. Из этого следует, что *контуры в изображениях, за исключением отдельных изломов, также имеют гладкий характер.*

Меньшую роль для зрительной системы играют области изображения, ограниченные контурами, т. е. *градиентные компоненты*. Константность этих компонент ниже, так как распределение яркости и цвета в них зависит не только от ракурса, под которым наблюдается объект, но также и от условий освещения, которые могут сильно варьироваться.

Еще меньшую роль для зрительной системы играют *фактурные компоненты*. Известно, что

фактурные компоненты носят шумовой характер. Известно также, что при наблюдении реальных трехмерных объектов, как правило, имеющих фактуру, зрительная система человека не использует информацию, заключенную в ее конкретной реализации, а использует лишь информацию, заключенную в ее спектральной интенсивности, т. е. в энергетическом спектре, и в меньшей степени заключенную в распределении плотности вероятности первого порядка [4, 5]. Это полностью согласуется с гипотезой Юлеша [6]. По некоторым экспериментальным данным, фактуры обладают фрактальными свойствами, т. е. при увеличении изображения их статистические характеристики остаются неизменными. Из этого следует, что при передаче или при сохранении изображения объекта его фактуру можно не передавать (не сохранять), а генерировать при его воспроизведении в виде шума, статистические характеристики которого совпадают со статистическими характеристиками фактуры [4].

Из изложенного следует, что при воспроизведении изображения, для того чтобы оно было оценено зрительной системой как совершенное, необходимо правильно воспроизвести световые и цветовые границы, в меньшей степени это относится к точности воспроизведения градиентной компоненты и еще в меньшей степени — к точности воспроизведения фактурной компоненты.

### Некоторые особенности восприятия изображений зрительной системой

При наблюдении изображений зрительная система человека «выделяет» на них семантически значимые области, представляющие собой те или иные объекты или их части. При этом зрительная система «из опыта знает», какими могут и должны быть фрагменты изображения, представляющие ту или иную часть объекта. Если эти фрагменты отличаются от тех, какими они должны быть, это воспринимается как дефект изображения. Примерами таких дефектов являются: размытие световых и цветовых границ; наличие шума в областях с плавно изменяющейся интенсивностью; наличие посторонних узоров в виде муарового рисунка, обусловленного шумом пространственной дискретизации; наличие ложных конту-

ров, обусловленных недостаточным количеством уровней квантования, и т. д. Как дефект воспринимается также отсутствие текстуры на объектах, где она ожидается, например на лице человека. Такие лица выглядят кукольными.

Не все фрагменты изображения для зрительной системы человека являются равноценными. На семантически значимых участках изображения малейшие искажения легко замечаются, в то время как значительные искажения других, семантически малозначимых участков остаются незамеченными. Этот факт хорошо известен и используется на практике. Например, в JPEG-2000 предусмотрена поддержка кодирования отдельных областей изображения (глаза и т. д.) с лучшим качеством.

### Примеры реализации изложенных принципов при обработке изображений

#### *Увеличение изображений и коррекция размытых границ*

Рассмотренные выше свойства реальных семантических изображений в настоящее время используются при разработке приложений для их обработки. В качестве примера сошлемся на приложе-

ние PhotoZoom Pro 2.1.4, предназначенное для увеличения изображений. Это приложение можно использовать не только для увеличения изображений, но также и для коррекции их размытых границ без какого-либо увеличения (рис. 2, а—в). Априорное знание степени резкости и гладкости контурных компонент используется также при увеличении изображений.

#### *Фильтрация зашумленных изображений*

Классические методы фильтрации зашумленных изображений, такие как фильтрация посредством фильтра Винера, не дают сколько-нибудь удовлетворительных результатов (рис. 3, а, б).

Сравнивая рис. 3, б с рис. 2, а, видим, что профильтрованное изображение оказалось сильно размытым. Немного лучше оказывается результат фильтрации фильтром Бакуса—Гильберта.

Однако если при фильтрации зашумленного изображения исходить из иерархии семантически значимых компонент и по отдельности фильтровать контурные, градиентные и фактурные компоненты, можно получить неплохие результаты [7]. При этом фильтрация должна выполняться следующим образом.



■ Рис. 2. Исходное изображение (а); размытая версия исходного изображения (б); изображение, скорректированное с использованием S-Spline (в)



■ Рис. 3. Зашумленное изображение (а); изображение после фильтрации фильтром Винера (б)

Вначале изображение должно быть разделено на контурные, градиентные и фактурные компоненты.

Затем должна быть выполнена фильтрация контурных компонент, особенность которой состоит в том, что она должна быть анизотропной, т. е. импульсная функция фильтра должна представлять собой узкое окно, ориентированное вдоль контура. На участках изгиба контура форма окна должна адаптироваться к форме контура и тоже изгибаться.

Далее выполняется фильтрация градиентных частей. Используя маски, посредством низкочастотной фильтрации сглаживают флуктуации яркости на гладких участках изображения.

И, наконец, производится обработка фактурных компонент. С этой целью выделяют зашумленные фактурные компоненты, спектральные интенсивности которых обозначим  $S(\omega_x, \omega_y)$ . Затем, зная спектральную интенсивность шума, ко-

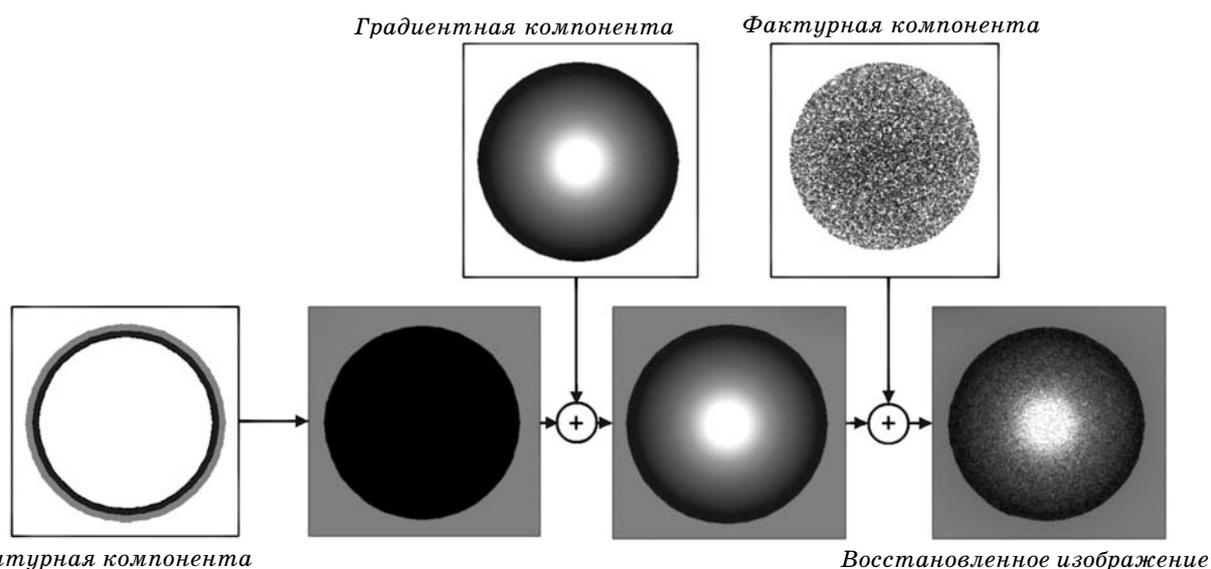
торую обозначим  $S_N(\omega_x, \omega_y)$ , определяют спектральные интенсивности собственно фактур

$$S_F(\omega_x, \omega_y) = S(\omega_x, \omega_y) - S_N(\omega_x, \omega_y),$$

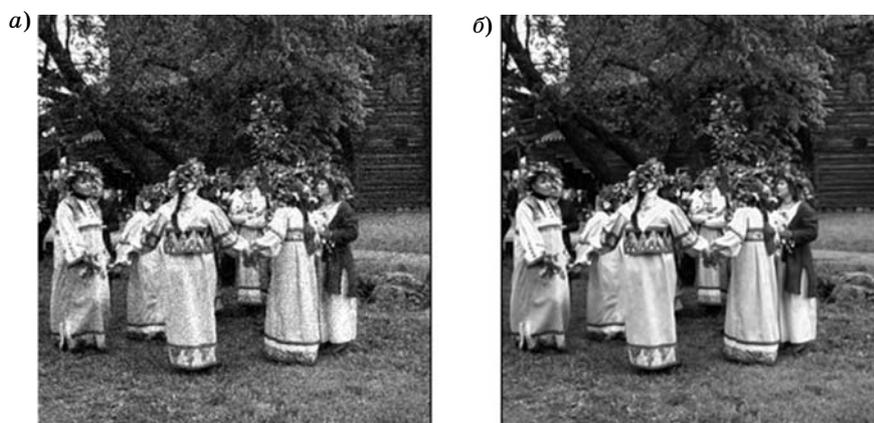
где  $\omega_x$  и  $\omega_y$  — круговые пространственные частоты. Поскольку зрительная система при идентификации фактур не различает конкретной реализации и слабо чувствительна к плотности вероятности, то такой способ определения фактур не приводит к заметным для зрителя искажениям.

На заключительном этапе компоненты, полученные из контурных, объединяются с градиентными и фактурными компонентами, полученными в результате описанной обработки (рис. 4).

Реализация описанного метода демонстрируется на рис. 5, а, б. Сопоставление рис. 5, б и 3, б показывает, что при использовании описанной методики имеет место ослабление гауссова шума, но при этом резкость границ на профильтрован-



■ Рис. 4. Объединение компонент изображения



■ Рис. 5. Зашумленное изображение (а); изображение после фильтрации описанным методом (б)

ном изображении сохраняется, в то время как использование винеровской фильтрации приводит к недопустимому размытию границ.

### Заключение

Таким образом, принцип реставрации изображений кратко можно сформулировать следующим образом. Вначале выполняется анализ корректи-

руемого изображения, в результате которого на изображении обнаруживаются границы, участки градиентного изменения интенсивности и фактуры. Затем обнаруженные границы заменяются их резкими версиями; градиентные области, поврежденные шумом, заменяются их профильтрованными версиями и, наконец, на них наносится сгенерированная фактура.

### Литература

1. Sziklai G. Some studies in the speed of visual perception // Trans. IRE Inform Theory. 1956. Vol. IT-2. P. 125–135.
2. Глезер В. Д., Цуккерман И. И., Цыкунова Т. М. О пропускной способности зрения // Техника кино и телевидения. 1961. № 3. С. 27–32.
3. Цуккерман И. И. Цифровое кодирование телевизионных изображений. М.: Радио и связь, 1981. 239 с.
4. Kunt M., Ikononopoulos A., Kocher M. Second-Generation Image-Coding Techniques: Proc. IEEE. 1985. Vol. 73. N 4. P. 549–574.
5. Красильников Н. Н., Мироненко Е. П., Красильникова О. И. Коэффициент эффективности зрительной системы человека при произвольных ракурсах наблюдения трехмерных объектов // Оптический журнал. 2006. Т. 73. № 10. С. 63–68.
6. Прэтт У., Фожра О., Гагалович А. Применение моделей стохастических текстур для обработки изображений // ТИИЭР. 1981. Т. 69. № 5. С. 542–551.
7. Liu C. et al. Automatic Estimation and Removal of Noise from a Single Image // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. October 2006. P. 1–34.

## ПАМЯТКА ДЛЯ АВТОРОВ

*Поступающие в редакцию статьи проходят обязательное рецензирование.*

При наличии положительной рецензии статья рассматривается редакционной коллегией. Принятая в печать статья направляется автору для согласования редакторских правок. После согласования автор представляет в редакцию окончательный вариант текста статьи.

Процедуры согласования текста статьи могут осуществляться как непосредственно в редакции, так и по e-mail (80x@mail.ru).

При отклонении статьи редакция представляет автору мотивированное заключение и рецензию, при необходимости доработать статью — рецензию. Рукописи не возвращаются.

*Редакция журнала напоминает, что ответственность за достоверность и точность рекламных материалов несут рекламодатели.*

УДК 681.7.013.6/.8

## РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЯ ВИДЕОКАМЕРЫ

**И. Г. Бронштейн,**  
генеральный директор

**А. П. Старченко,**  
инженер-программист  
ЗАО «КБ Юпитер»

**Унчун Чо,**  
доктор техн. наук, профессор  
Корейский политехнический университет

*Предложен метод контроля частотно-контрастной характеристики видеокамеры по перепаду яркости с использованием преобразования Фурье. Рассчитаны предельные угловые скорости и ускорения, влияющие на качество изображения. Получены соотношения угловых ускорений и качества изображения, позволяющие компенсировать произвольный триммер рук в серийных видеокамерах и цифровых фотоаппаратах.*

В ходе совершенствования системы видеонаблюдения дошли до достаточно высокого уровня, о котором несколько лет назад мало кто задумывался. Параллельно с этим увеличивался и спектр задач, решаемых такими системами. Задача обеспечения безопасности — одна из приоритетных для любой системы видеонаблюдения. Существует огромное число модификаций систем видеонаблюдения, обеспечивающих достижение целей в сфере безопасности.

В изменяющихся условиях перед инженерами и разработчиками стоят задачи по созданию принципиально новых оптических систем, позволяющих получать видеoinформацию от различных объектов. Причем носитель такой видеосистемы, т. е. объект, на котором установлена система видеонаблюдения, может быть и подвижным. Действительно, намного удобнее наблюдать за чем-нибудь, будучи мобильным. Мобильный объект-носитель может легко изменить свое положение в пространстве, получить информацию от исследуемого объекта под любым углом, а при возникновении каких-либо проблем носитель может покинуть территорию. Таким носителем может быть как человек, так и техническое устройство, например летательный аппарат.

Применение подвижных объектов-носителей систем наблюдения влечет за собой некоторые трудности. Во-первых, носимая видеосистема должна быть малогабаритной, так как система с крупны-

ми и даже средними габаритами существенно затруднит эксплуатацию объекта-носителя, минимизируя его мобильность. Во-вторых, применение подвижного носителя предполагает использование систем стабилизации.

Именно системе стабилизации изображения и ее оценке будет уделено внимание в этой работе.

### Описание испытательного стенда

Исследования проводились с видеокамерой SONY DCR-HC96E и стенда (рис. 1).

#### *Описание работы стенда*

Разработан специальный испытательный стенд для анализа системы стабилизации изображения.



■ **Рис. 1.** Специальный испытательный стенд с видеокамерой

Стенд имеет две оси вращения — горизонтальную и вертикальную. Также имеются два эксцентрика: один вращается в горизонтальной плоскости, другой — в вертикальной.

Разъемы двигателей подключаются к блоку стабилизированного питания, на котором можно регулировать напряжение и силу тока. Видеокамера смещается горизонтально и вертикально относительно плоскости наблюдения тест-объекта.

Характеристики видеокамеры:

- фокусное расстояние объектива  $f = 5,1 \sim 51$  мм;
- размер матрицы 1/3 CCD (прибор с зарядовой связью);
- диагональ/горизонталь/вертикаль матрицы — 6/4,8/3,6 мм.

### Определение расстояния до тест-объекта

Все испытания проводились при отклонении видеокамеры в горизонтальной плоскости. Для определения расстояния до тест-объекта производились следующие расчеты:

$$\frac{1,25}{5,1} = \frac{143,5}{x},$$

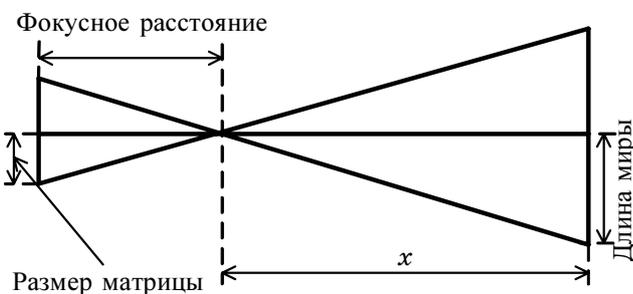
где 1,25 см — размер матрицы; 5,1 см — фокусное расстояние видеокамеры; 143,5 см — длина мира [1];  $x$  — расстояние до тест-объекта:  $x = 58,5$  см.

Было рассчитано расстояние до тест-объекта по чертежу (рис. 2).

### Метод контроля частотно-контрастной характеристики видеокамер по перепаду яркости с использованием преобразования Фурье

В классической теории обычно исследуется тестовое изображение края черной области, имеющей форму прямоугольника (рис. 3).

Предлагается метод измерений и анализа частотно-контрастной характеристики (ЧКХ) объективов. Метод заключается в исследовании изображения резкого края при помощи матрицы ПЗС.



■ Рис. 2. Определение расстояния до тест-объекта



■ Рис. 3. Пример изображения тест-объекта в формате bitmap

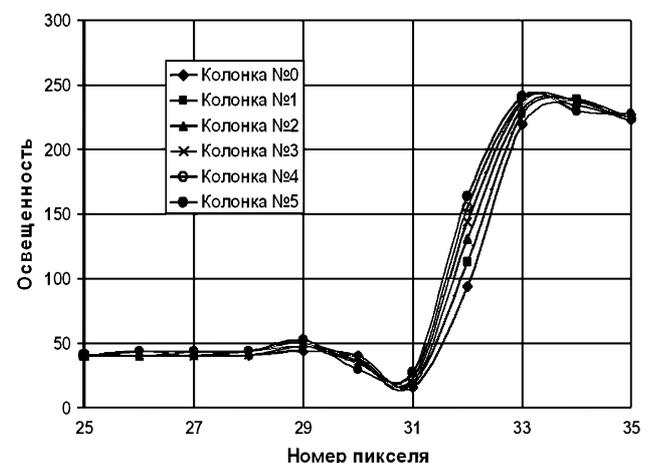
После дифференцирования и преобразования Фурье с последующим усреднением ЧКХ по колонкам матрицы возможно получение ЧКХ всей системы в целом. Очень важно, чтобы изображение тест-объекта было слегка наклонено. Любое изображение такого наклонного края будет восприниматься ступенчатым. Это происходит потому, что точки отображения располагаются в этом случае различно по отношению к перепаду яркости (см. рис. 3). Такой метод обладает большой чувствительностью в силу того, что небольшое изменение положения точки по отношению к резкому краю приводит к другой форме ЧКХ.

Как только изображение считывается, небольшой участок исследуемого изображения импортируется в MathCAD [2] в формате bitmap. Как выглядит импортированное изображение, иллюстрирует рис. 4. Видно, что точки располагаются различно по отношению к бело-черной границе из-за того, что резкий край наклонен. Небольшое изменение положения точки на резком крае вызывает значительное изменение полученной ЧКХ, что приводит к необходимости усреднения.

Для дифференцирования можно вычесть цифровые значения яркости для двух последующих друг за другом точек в колонке матрицы. После этого можно произвести преобразование Фурье с учетом расстояния между пикселями и получить ненормированную оптическую передаточную функцию для данной колонки матрицы:

$$F(v) = \sum_{n=0}^{N-2} D_{n,L} \exp(-i2\pi v x_n) d,$$

где  $v$  — пространственная частота, пар линий на миллиметр;  $N$  — число рядов матрицы;  $n$  — номер строки матрицы;  $D_{n,L} = I_{n+1,L} - I_{n,L}$  — разница освещенности соседних пикселей в колонке с номером  $L$  bitmap матрицы изображения;  $x_n = dn$  — координата точки отображения;  $d$  — расстояние между пикселями, мм.



■ Рис. 4. Импортированное изображение в MathCAD

Для вычисления расстояния между пикселями необходимо знать такой важный параметр матрицы, как число пикселей на миллиметр. В действительности это число дает частоту Найквиста, которая представляет собой предельное разрешение системы. Результат преобразования Фурье по различным колонкам матрицы будет различным, и необходимо произвести усреднение и нормализацию:

$$F(v) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left| \sum_{n=0}^{N-2} D_{n,L} \exp(-i2\pi v x_n) d \right|$$

В то же время ЧКХ, рассчитанная по каждой отдельной колонке, представляет большой интерес для анализа, так как если пиксель находится точно по середине перепада яркости, то будет получен наилучший результат.

В результате описанного выше анализа получается действительная ЧКХ цифровой видеосистемы, которую обозначим как  $MTF(v)$ :

$$MTF(v) = |F(v)| / |F(0)| \text{ [лн/мм]},$$

где  $F(v)$  — усредненный результат преобразования Фурье по колонкам матрицы изображения;  $m$  — номер колонки матрицы;  $M$  — число колонок матрицы.

### Виды стабилизаторов изображения

Разработанная методика системы стабилизации изображения также применима ко всем нижеперечисленным видам стабилизации.

Для уменьшения влияния колебаний носителя на качество изображения используют способ



■ Рис. 5. Схема классификации стабилизаторов изображения

автоматической компенсации этих колебаний (стабилизацию изображения). Чаще всего для наземных и воздушных носителей применяется двухплоскостная стабилизация изображения (в вертикальной и горизонтальной плоскостях).

Стабилизаторы изображения могут быть условно разделены на три группы: стабилизаторы с механической, оптической и электронной компенсацией угловых рассогласований (рис. 5).

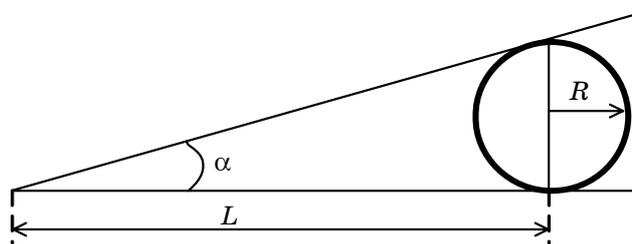
### Расчет угловых скоростей и ускорения

#### Описание метода

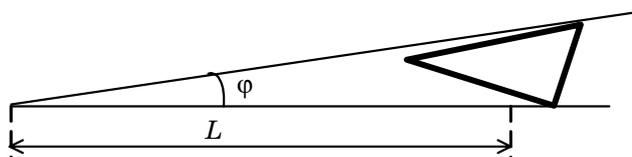
Расчеты выполнялись при использовании эксцентрика (рис. 6). Затем эксцентрик горизонтального отклонения снимался с вала и на его место ставился «скользящий шатун» (рис. 7). Далее вычисления выполнялись при использовании «скользящего шатуна». Это было необходимо для анализа стабилизации изображения. Были построены чертежи движения «скользящего шатуна» (рис. 8). Выведены формулы для расчета угловой скорости, ускорения и рывка.

Вычисления, сделанные при использовании скользящего шатуна

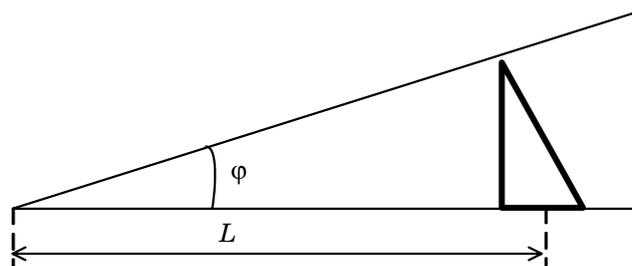
$$c^2 = a^2 + b^2 - 2ab \cdot \cos c;$$



■ Рис. 6. Чертеж при использовании эксцентрика



■ Рис. 7. Чертеж при использовании «скользящего шатуна» в начальном положении



■ Рис. 8. Чертеж при отклонении «скользящего шатуна»

$$\frac{a}{\sin A} = \frac{b}{\sin B} = \frac{c}{\sin C};$$

$$r^2 = L^2 + R^2 - 2LR \cdot \cos \alpha,$$

где  $L = 4,8 \cdot 10^{-2}$  м — расстояние от центра скользящего шатуна до центра стэнда;  $R = 1,1 \cdot 10^{-2}$  м — радиус скользящего шатуна;

$$\Omega = \frac{180}{\pi} \text{ — формула для перевода радиан в градусы;}$$

дусы;

$$\frac{R}{\sin \varphi} = \frac{r}{\sin \alpha} \Rightarrow \sin \varphi = \frac{R \cdot \sin \alpha}{r};$$

$$\varphi = \sin^{-1} \left( \frac{R \cdot \sin \alpha}{\sqrt{L^2 + R^2 - 2LR \cdot \cos \alpha}} \right);$$

$$\sin \varphi = \frac{R \cdot \sin \alpha}{\sqrt{L^2 + R^2 - 2LR \cdot \cos \alpha}};$$

$$\Phi(t) = \left( a \sin \left( \frac{R \cdot \sin \left( \frac{At}{\Omega} \right)}{\sqrt{L^2 + R^2 - 2LR \cdot \cos \left( \frac{At}{\Omega} \right)}} \right) \right) \Omega;$$

$A$  — угловая скорость на валу:  $A = 110 \cdot \Omega \times \frac{\pi \cdot 2}{60} = 660$  град/с;

$\alpha(t) = At$  — формула для вычисления угла;  
 $t = 0,004 \dots 0,6$  с — изменение времени;

$\omega$  — угловая скорость, град/с:  $\omega(t) = \frac{d}{dt} \Phi(t)$ ;

$\varepsilon$  — угловое ускорение, град/с<sup>2</sup>:  $\varepsilon(t) = \frac{d}{dt} \omega(t)$ ;

$\zeta$  — рывок, град/с:  $\zeta(t) = \frac{d}{dt} \varepsilon(t)$ .

Вычисления, сделанные при использовании эксцентрика

$L = 4,8 \cdot 10^{-2}$  м;  $R = 1,5 \cdot 10^{-2}$  м — радиус эксцентрика;

$t = 0,004 \dots 1,6$  с — изменение времени;

$\Delta = 3 \cdot 10^{-3}$  м — отклонение эксцентрика от первоначального положения;

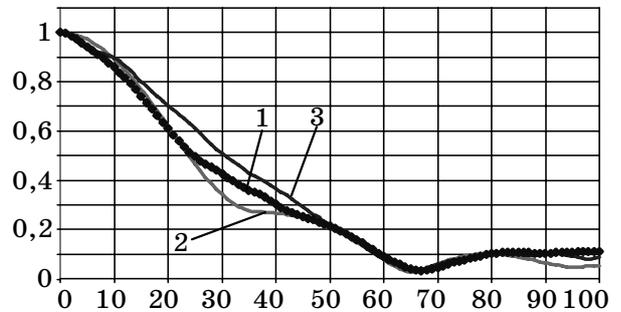
$\alpha = 0,1 \dots 180$  — изменение угла в диапазоне  $0 \div 180^\circ$  с шагом  $1^\circ$ ;

$A = 330$  град/с;

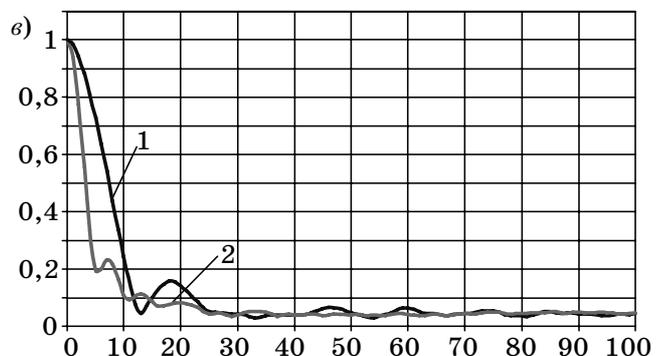
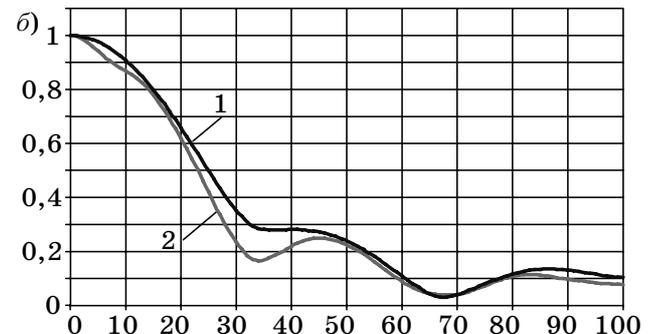
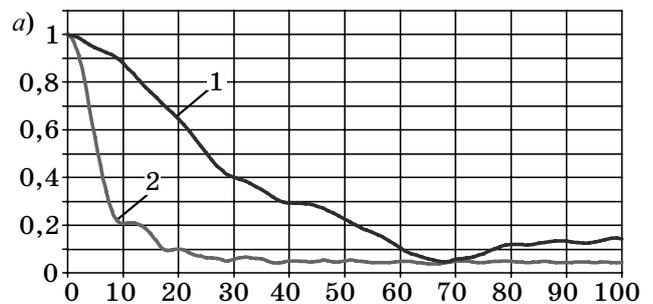
$$\Phi(t) = \left( a \tan \left( \frac{\sqrt{\Delta^2 + R^2 - 2\Delta R \cdot \cos \left( \frac{At}{\Omega} \right)}}{L} \right) \right) \Omega.$$

### Результаты измерений

Измерялись ЧКХ при различных угловых скоростях со стабилизацией изображения и без стабилизации. Измерения проводились в статическом



■ Рис. 9. ЧКХ в статическом положении (1) видеокамеры, со стабилизацией (2), без стабилизации (3)



■ Рис. 10. ЧКХ: а — при равномерном движении; б — в момент рывка; в — в момент наибольшей угловой скорости и ускорения: 1 — со стабилизацией; 2 — без стабилизации

положении видеокамеры (рис. 9). Далее измерения были сделаны со стабилизацией изображения и без стабилизации при равномерном движении (рис. 10, а). В момент рывка, в момент наибольшей угловой скорости и ускорения были получены следующие ЧКХ со стабилизацией изображения и без стабилизации (рис. 10, б, в).

### Заключение

- Результатом работы стало создание специального испытательного стенда и методики исследований систем со стабилизацией изображения.

- Объектом исследования являлась цифровая видеокамера с электронной стабилизацией изображения.

- В процессе работы проводились экспериментальные исследования системы со стабилизацией изображения и без. Исследования проводились в различных диапазонах угловых скоростей и ускорений.

- В статье показано, что с увеличением угловой скорости и ускорения система со стабилизацией работает эффективнее.

- Были определены способы оценки качества стабилизации изображения. Предложен метод исследования ЧКХ оптической системы с использованием ПО MathCAD.

- Показатели системы со стабилизацией изображения и без приведены ниже.

*При равномерном движении* в диапазоне:

- угловой скорости  $15 \div 20^\circ/\text{с}$ ;
- углового ускорения  $80 \div 140^\circ/\text{с}^2$ ;
- рывка  $800 \div 700^\circ/\text{с}$

— параметры ЧКХ со стабилизацией и без стабилизации изображения отличаются незначительно.

*При скачкообразном движении* в диапазоне:

- угловой скорости  $100 \div 200^\circ/\text{с}$ ;
- углового ускорения  $2300 \div 2200^\circ/\text{с}^2$ ;
- рывка  $53000 \div 15000^\circ/\text{с}$

— параметры ЧКХ со стабилизацией и без стабилизации изображения отличаются значительно.

Исходя из вышеизложенного можно сделать следующие выводы:

- при создании носимых систем видеонаблюдения для компенсации произвольных рывков и тремора рук следует использовать серийно выпускаемые видеокамеры и цифровые фотоаппараты со стабилизацией изображения;

- при создании систем наблюдения для подвижных объектов целесообразнее использовать систему стабилизации при изменении траектории визирования с учетом угловых скоростей и угловых ускорений.

Работа выполнена в рамках международного контракта между СПб ГОУ ИТМО и Корейским политехническим университетом при поддержке гранта KRF-2006-613-C00002 Корейского исследовательского фонда, основанного корейским правительством.

### Литература

1. Сайт компании Idatest LLC //http://www.idatest.com
2. Гурский Д. А., Турбина Е. С. Вычисления в MathCad 12. СПб.: Питер, 2005. С. 44.

УДК 681.883.022; 681.883.65

# СПЕКТРАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ДАННЫХ ДЛЯ КЛАССИФИКАЦИИ ЦЕЛЕЙ

**Н. Н. Семенов,**

инженер

**А. Е. Леонтьев,**

канд. техн. наук, инженер

НТЦ «Протей»

*Рассмотрен один из возможных методов обработки данных для последующей классификации — спектральная обработка пространственных данных. Такая обработка позволяет при минимальном количестве вычислений перенести координаты объекта в начало, повернуть объект вдоль любой оси и пронормировать его размер.*

## Введение

Обнаружение и классификация целей в современной гидро- и радиолокации — две неразрывно связанные задачи. Если оптимальное обнаружение эхо-сигнала хорошо описано в литературе [1, 2 и др.], то оптимального классификатора до сих пор нет.

Наиболее значимой информацией для классификации объектов локации является их внешний контур. Выделение контура из множества «блестящих точек» на поверхности целей возможно множеством разных методов, хорошо описанных в литературе [1–6]. Это и методы кластеризации; и графические методы, связанные с размытием ярких «блестящих точек» до состояния единого пятна с последующим подчеркиванием границ полученного пятна и выделением его контура фильтрами; и самообучающиеся нейронные сети, выделяющие группы радиолокационных точек по тому или иному признаку. Поэтому считаем задачу выделения контура решенной.

Метод анализа и синтеза контуров как замкнутых кривых на плоскости с помощью Фурье-описания был разработан Р. Л. Косгрифом [3] как метод анализа топологии карт. Кривая представляется параметрически как функция длины дуги или накопленное, начиная с известной начальной точки, изменение кривизны. После нормализации эта периодическая функция разлагается в ряд Фурье и коэффициенты усеченного разложения используются в качестве признаков формы. Коэффициенты более высокого порядка описывают изменения в направлении кривой на протяжении небольшого по длине фрагмента контура, и отбрасыва-

ние их эквивалентно эффекту низкочастотной фильтрации. При этом снижается уровень зашумленности контура, а оставшиеся коэффициенты Фурье концентрируют в себе макроскопическую информацию о форме.

За работой Р. Л. Косгрифа в этом направлении появился ряд работ, из которых следовало, что похожие формы в пространстве Фурье-описания с евклидовой метрикой образуют кластер [7]. В более поздних работах [1, 2, 4, 5, 8, 9] внимание уделялось другим теоретическим и практическим аспектам спектрального анализа контуров.

Например, в работе [8] для получения Фурье-описания вводится нормализованная интегральная функция, устанавливающая связи между геометрией формы и алгебраическими описаниями свойств Фурье-описания контура. Во всех этих работах, использующих понятие спектра Фурье, большое значение играет комплексный гармонический сигнал  $\exp\{i\omega t\}$ . Так как контур изображения является визуальным образом, то с позиции наглядности проводимого спектрального анализа и интерпретации его результатов целесообразно представить базисные функции также в виде визуальных образов, т. е. в виде контуров. Кроме наглядности, это позволяет оперировать при спектральном анализе и фильтрации контуров сигналами, относящимися к одному и тому же классу.

## Адаптация метода к задачам локации целей

Попробуем воспользоваться сведениями, полученными из теории распознавания изображений, для начальной обработки радиолокационных дан-

ных на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) и дальнейшей классификации.

При распознавании радиолокационных образов подлежащий распознаванию элемент определяется множеством координат  $(x, y)$  его контура. Координатное описание контура представляется комплексным числом

$$z(n) = x(n) + jy(n), \quad (1)$$

где  $n$  — номер очередной пары измерительных данных, описывающих образ. Для их обработки будем использовать дискретное преобразование Фурье в виде

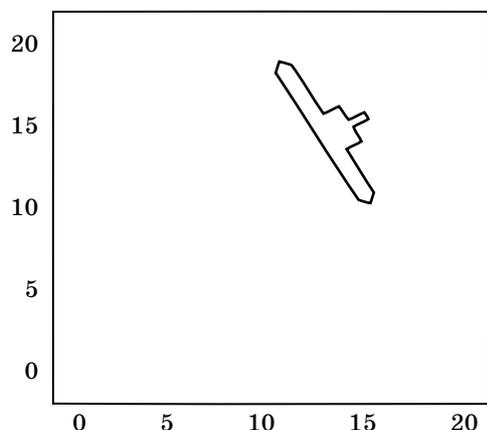
$$F_k = F(k) = \sum_{n=0}^{M-1} z(n) \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} kn\right)$$

для  $k = 1, 2, \dots, M-1$ , где  $M$  означает количество точек описания структуры, а  $z(n)$  — комплексное число, определенное выражением (1). Отдельные компоненты преобразования Фурье образуют вектор  $\mathbf{F} = [F_0, F_1, \dots, F_{M-1}]$ . Этот вектор также определяет структуру образа, но в совершенно другом пространстве параметров. Компоненты этого описания позволяют легко преобразовывать данные независимо от их положения, масштаба, угла поворота, а также выбранной начальной точки и общего количества компонент. Следует подчеркнуть, что знание составляющих вектора  $\mathbf{F}$  достаточно для полного восстановления формы кривой с помощью обратного преобразования Фурье (ОПФ). Пример исходных данных для преобразования показан на рис. 1. Распознаваемый объект смещен относительно начала координат, повернут и имеет случайный размер.

Нулевой компонент  $F_0$  преобразования Фурье представляет собой среднее значение (центр тяжести) измерительных выборок  $(x_i, y_i)$ , поскольку

$$F_0 = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} z(n).$$

Если приравнять это выражение к нулю, образ, представленный вектором  $\mathbf{F}$ , перемещается на



■ Рис. 1. Исходные данные для преобразований

стандартную позицию относительно системы координат, не зависящую от фактического первоначального расположения в пространстве данных. По этой причине вектор  $\mathbf{F}$  после такого преобразования имеет вид  $\mathbf{F}_{xy} = [0, F_1, F_2, \dots, F_{M-1}]$ , инвариантный относительно смещения.

Использование в преобразовании Фурье различного количества оригинальных выборок  $(x_i, y_i)$  отражается на размерности формируемых векторов  $\mathbf{F}$ . Для унификации процесса обработки данных количество наиболее значимых компонент устанавливается априорно. Согласно теории преобразования Фурье, наиболее значимыми для отображения структуры компонентами считаются пары координат  $F_1$  и  $F_{M-1}$ , следующими —  $F_2$  и  $F_{M-2}$  и так далее. При определении  $K$  таких пар формируется редуцированное представление вектора  $\mathbf{F}_K = [0, F_1, F_2, \dots, F_K, F_{M-K}, \dots, F_{M-2}, F_{M-1}]$ , которое независимо от количества измерительных выборок, использованных в преобразовании Фурье, имеет одну и ту же априорно установленную размерность  $(2K + 1)$ .

Инвариантность относительно масштаба образа можно обеспечить нормированием всех высших компонент разложения Фурье, амплитудой компоненты, соответствующей паре  $F_1$  и  $F_{M-1}$ . Если обозначить коэффициент масштабирования  $K_S$ , то его можно определить выражением

$$K_S = \sqrt{|F_1|^2 + |F_{M-1}|^2}.$$

В этом случае нормализация компонент  $F_k$ ,  $k = 1 \dots M-1$  вектора  $\mathbf{F}$  выполняется согласно формуле

$$F_{kS} = \frac{F_k}{K_S}, \quad k = 1 \dots M-1.$$

При таком преобразовании данных полученная форма вектора  $\mathbf{F}$  не зависит от размера образа, что очень удобно для дальнейшей классификации.

Преобразование Фурье состоит из компонент, допускающих оригинальную качественную интерпретацию. Пары компонент  $(F_1, F_{M-1})$ ,  $(F_2, F_{M-2})$  и т. д. имеют свой эквивалент в ОПФ, которое, в частности, для только одной (первой) пары можно представить в виде

$$\begin{aligned} z_1 &= \frac{1}{M} \left( F_1 \exp\left(-j \frac{2\pi k}{M}\right) + F_{M-1} \exp\left(-j \frac{2\pi(M-1)k}{M}\right) \right) = \\ &= \frac{1}{M} \left( F_1 \exp\left(-j \frac{2\pi k}{M}\right) + F_{M-1} \exp\left(-j \frac{2\pi k}{M}\right) \right). \quad (2) \end{aligned}$$

Уравнение (2) описывает эллипс. Первая пара  $(F_1, F_{M-1})$  задает главный эллипс с наиболее длинной осью, вторая пара  $(F_2, F_{M-2})$  — следующий по величине и так далее. Поворот кривой относительно начальной позиции вызывает поворот главной оси эллипса. Поэтому для обеспечения неизменности измерительных данных относительно угла

их поворота следует нормализовать положение этой оси. Коэффициент нормализации угла поворота может быть определен выражением

$$K_R = \exp\left(-j \frac{\Psi_{F_1} + \Psi_{F_{M-1}}}{2}\right),$$

где  $\Psi_{F_1}$  и  $\Psi_{F_{M-1}}$  — углы степенного представления комплексных чисел  $F_1$  и  $F_{M-1}$  соответственно. Нормализация данных, обеспечивающая их инвариантность относительно угла поворота, основана на умножении каждой компоненты вектора преобразования Фурье  $F_k$  на коэффициент  $K_R$ :

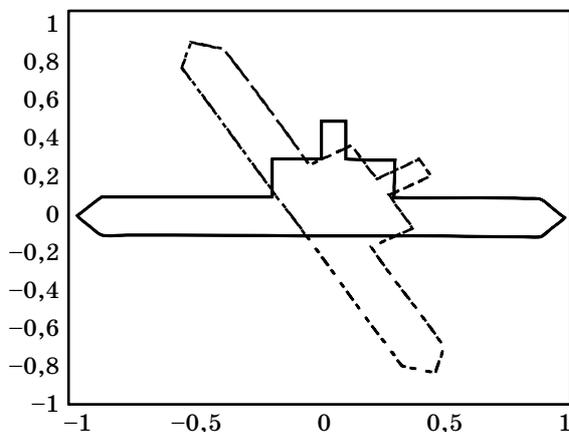
$$F_{kR} = K_R F_k, \quad k = 1..M-1.$$

После такого преобразования вектор характеристик образа, подаваемый на последующий классификатор, не будет зависеть от угла поворота этого образа. Последовательное выполнение описанных преобразований применительно к исходным компонентам вектора  $\mathbf{F}$  обеспечивает полную инвариантность относительно перемещения, поворота и масштабирования. Компоненты преобразованного таким образом вектора называются дескрипторами образов. Пример результата работы преобразователя показан на рис. 2. Пунктиром показан образ до нормирования поворота, сплошной линией — после нормирования.

Как видно из рисунка, центр тяжести фигуры действительно находится в координатах (0,0), размер пронормирован до постоянного значения, и последнее действие — нормирование поворота фигуры до горизонтального положения.

Приведем пример таких преобразований на языке MATLAB.

```
z = x + li.*y; % Построили комплексные координаты
figure(1);
plot(z); % Нарисовали исходный набор данных
fz = fft(z); % Нашли пространственный спектр огибающей
```



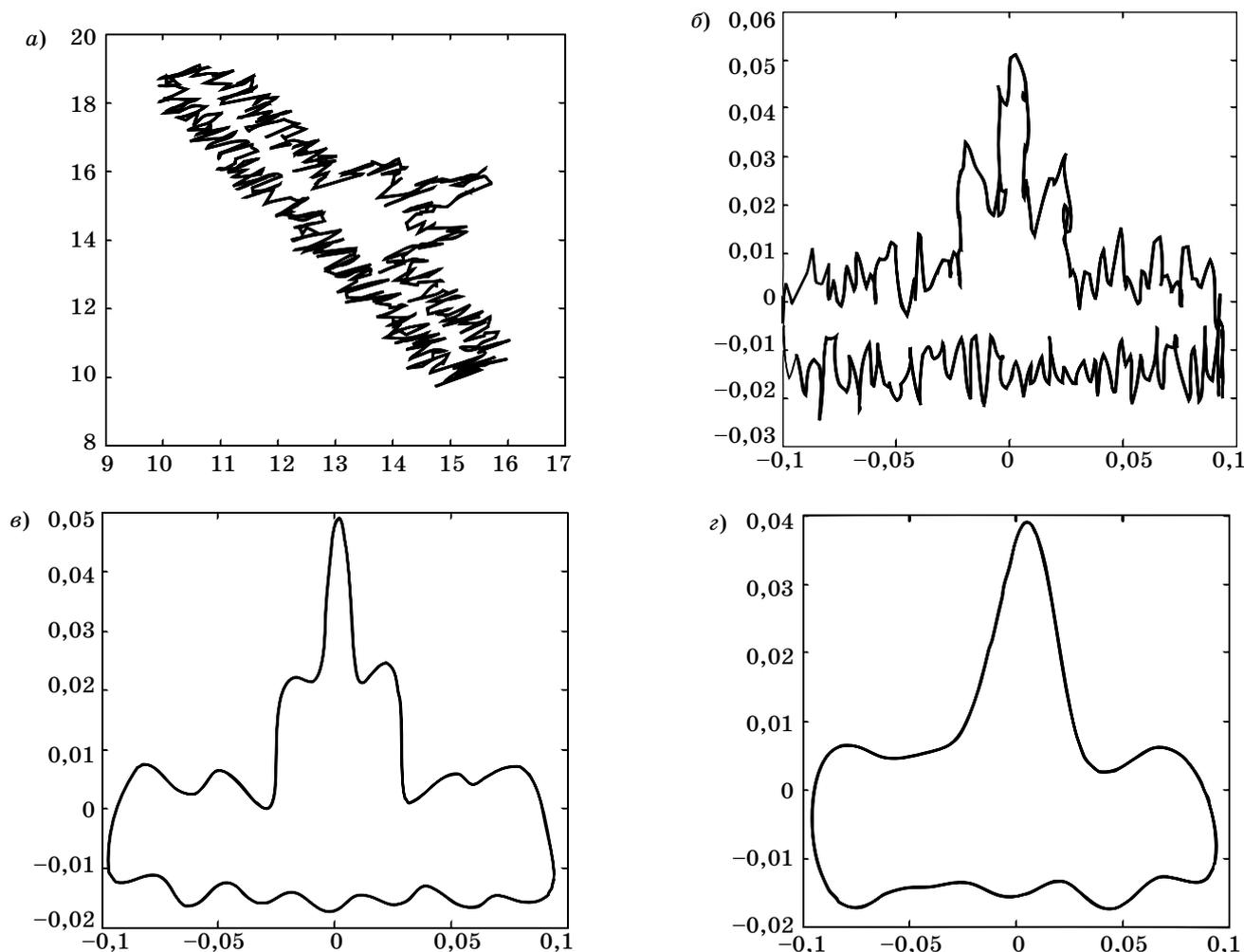
■ Рис. 2. Пример автоматического переноса и разворота образа

```
fz(1)=0; % Перенесли центр тяжести в (0,0)
Ks = sqrt((abs(fz(2))^2)+abs(fz(end))^2);
fz1 = fz./Ks; % Нормировка размеров
Kr = exp(-1i*(angle(fz(2))+angle(fz(end)))/2);
fz2 = fz1.*Kr; % Поворот к горизонтальному представлению
z2 = ifft(fz2); % Обратное преобразование
figure(2);
plot(z2,'g'); % Вывод результатов
```

Важным следствием применения преобразования Фурье в качестве препроцессора считается уменьшение зависимости результатов распознавания от шума, возмущающего измерения. Помехи, как правило, имеют характер высокочастотного шума. В преобразовании Фурье это соответствует полосе разложения в высокочастотном диапазоне (компоненты высшего порядка вектора  $\mathbf{F}$ ). Отсечение этих компонент вызывает автоматическое уменьшение уровня шума в образе сигнала после его воспроизведения. На рис. 3 иллюстрируется влияние конечного количества дескрипторов Фурье на форму воспроизведенных образов: оригинальный зашумленный образ; образ, воспроизведенный с использованием всех 64 дескрипторов Фурье; и образ, воспроизведенный с использованием только наиболее значимых нормализованных дескрипторов Фурье. Из рисунка видно, что уменьшение количества дескрипторов Фурье автоматически повышает качество воспроизведенного образа. Коррекция качества заметна также и при анализе численных значений дескрипторов Фурье. Из анализа зашумленных данных следует, что даже при значительном присутствии шума в измерительных сигналах амплитудные характеристики дескрипторов изменяются очень незначительно. Это полезное качество для распознавания радиолокационных образов, скрытых помехами.

Выходные сигналы препроцессора в виде последовательности компонент дескрипторов Фурье после преобразования, обеспечивающего инвариантность к перемещению, повороту и масштабированию, становятся выходными сигналами для многослойной нейронной сети, играющей роль системы распознавания образов и одновременно выполняющей их классификацию (отнесение каждого образа к соответствующему эталонному классу). Количество входных узлов сети равно количеству дескрипторов Фурье, учитываемых при классификации. Если допустить, что каждый входной нейрон представляет единственный класс, то их количество тоже будет постоянной величиной, равной числу классов. Поэтому подбираться может только количество скрытых слоев и число нейронов в каждом слое.

Классификатор тренируется методом обратного распространения с использованием одного из обучающих алгоритмов на множестве обучающих данных, последовательно представляющих все классы образов, подлежащих распознаванию [10]. В режиме воспроизведения классифицируемый об-



■ **Рис. 3.** Результат уменьшения числа компонент частотного представления: а — исходный образ; б—г — 25, 15 и 10 компонент соответственно

раз, прошедший через все фазы препроцессора, подается на вход сети, возбуждая тот выходной нейрон, который соответствует требуемому классу.

Из-за зашумленности образов на этапе их распознавания выходные сигналы нейронов сети могут принимать непрерывные значения из интервала  $[0, 1]$  вместо ожидаемых нуль-единичных значений (с единиц, обозначающей распознанный класс).

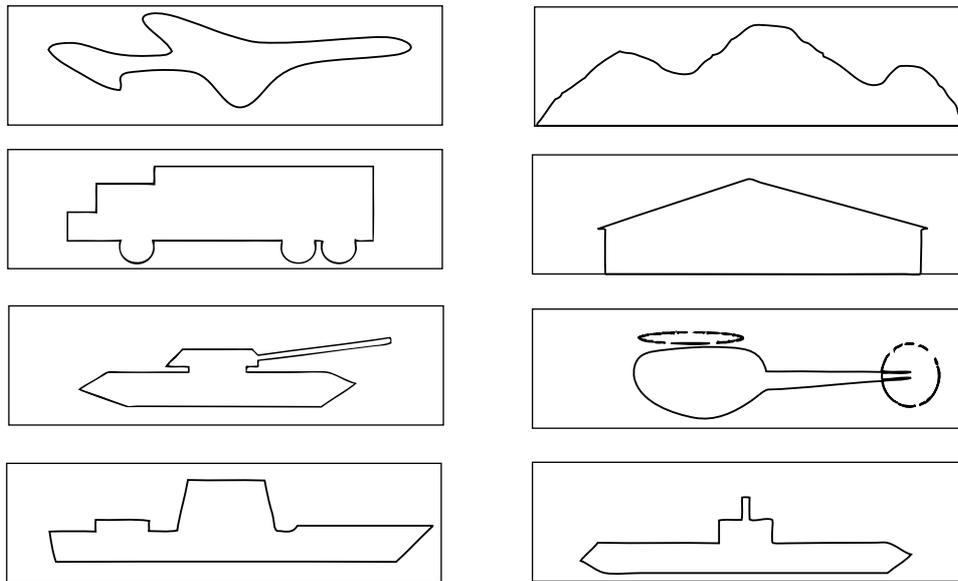
Один из способов решения этой проблемы заключается в том, что в качестве представителя распознанного класса признается наиболее активный нейрон (выработавший самый сильный сигнал). Однако такой подход не позволяет сравнивать активность различных нейронов и приводит к ситуации, в которой решение о победе конкретного нейрона принимается даже тогда, когда активность всех нейронов близка к нулю. Это может приводить к ошибочной классификации.

Наилучшим подходом представляется двухуровневая классификация. Вначале проверяется, насколько максимальный сигнал превышает сле-

дующий за ним. Если разница достаточно велика, победителем признается наиболее активный нейрон. В противном случае, а также если уровни активации всех нейронов не превышают определенного порога, интерпретатор при объявлении результата сообщает, что классификация считается неполной, и тем самым предостерегает пользователя от возможной ошибки.

### Выводы

Подобная реализация нейросетевого классификатора была апробирована при распознавании и классификации многих разнообразных образов, в том числе букв, цифр, предметов, объектов и т. п. На рис. 4 представлено тестовое множество объектов различных классов, которые распознавались с использованием персептронной сети. После предварительной обработки этих данных с помощью БПФ были сформированы 18-элементные векторные дескрипторы (пять пар наиболее значимых коэффициентов Фурье для амплитуды и для фазы,



■ Рис. 4. Примеры объектов для распознавания

при этом имеющие нулевые значения фазовые компоненты  $F_1$  и  $F_{M-1}$  не использовались). В ходе многочисленных экспериментов количество скрытых нейронов выбрано равным 8. Применялась простейшая интерпретация результатов. Выходной сигнал в диапазоне  $0 \div 0,5$  рассматривался как нулевой, а свыше  $0,5$  — как единица. После норма-

лизации компонент преобразования Фурье эффективность распознавания незашумленных сигналов составила 100 %. Только значительная зашумленность измерительных сигналов (исходные данные зрительно почти не распознавались) с уровнем шума порядка 70 % уменьшила эффективность распознавания до 90 %.

### Литература

1. Mahafza Bassem R. Radar Systems Analysis and Design. N. Y.: Chapman & Hall, 2000. 552 p.
2. Osjwsky S. Signal flow graphs and neural networks // Biological Cybernetics. 1994. Vol. 70. P. 387–395.
3. Cossgriff R. L. Identification of Shape. Ohio: OSURF, 1960. 622 p.
4. Фурман Я. А. Введение в контурный анализ. М.: Физматлит, 2003. 592 с.
5. Webb Andrew B. Statistical Pattern Recognition. N. Y.: John Wiley & Sons, 2002. 552 p.
6. Анисимов Б. В., Курганов В. Д., Злобин В. К. Распознавание и цифровая обработка изображений. М.: Высш. шк., 1983. 295 с.
7. Ту Дж., Гонсалес Р. Принципы распознавания образов. М.: Мир, 1978. 411 с.
8. Theodoridis S., Koutrumbas K. Pattern Recognition. Elsevier: Academic Press, 2003. 490 p.
9. Duda R. O., Hart P. E., Stork D. G. Pattern Classification. N. Y.: John Wiley & Sons, 2001. 738 p.
10. Ray Liu K. J. Pattern Recognition and Image Processing. N. Y.: Marcel Dekker, 2002. 584 p.
11. Патрик Э. А. Основы теории распознавания образов. М.: Сов. радио, 1980. 864 с.

УДК 621.395.74

## МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ

**И. Л. Бузюкова,**  
аспирант

**Г. Г. Яновский,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций  
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Приводятся два метода расчета временных задержек передачи сообщений в канале общеканальной сигнализации № 7 при обработке запроса на услугу интеллектуальной сети. Оба метода основаны на применении теории массового обслуживания для систем вида  $M/G/1$  и используют как различные способы определения составляющих задержки, так и различные подходы к вычислению данных задержек.

### Введение

Для операторов связи, развертывающих услуги на основе интеллектуальных сетей связи (ИСС), актуальным является вопрос производительности используемой интеллектуальной платформы. Данный аспект качества работы системы может быть проанализирован при помощи моделирования трафика ИСС.

Цель данного моделирования заключается в анализе временных задержек, возникающих в ходе обслуживания интеллектуальной услуги. Для проведения подобного анализа требуется разбить процесс обработки интеллектуального вызова на отдельные этапы и рассмотреть каждый из них с использованием системы массового обслуживания (СМО).

В данной статье анализируются временные задержки в канале общеканальной сигнализации (ОКС) № 7 при передаче сообщений между узлами SSP (Service Switching Point) и SCP (Service Control Point). Задержка обработки запросов на интеллектуальную услугу в узлах ИСС была рассмотрена в общем виде в работе [1].

Следует иметь в виду, что вычисление среднего времени передачи от SSP к SCP и ожидания в очереди для одной транзакции, реализующей запросы на интеллектуальную услугу, может быть произведено двумя разными способами. Поэтому в рамках данной статьи необходимо произвести вычисления на основании обоих методов и затем сравнить полученные результаты.

В первом случае среднее время передачи и ожидания в очереди для одной транзакции будет определено для СМО вида  $M/G/1$  с относительным приоритетом на основе метода, предложенного Б. Я. Лихтциндером [2]. Во втором случае так называемая маршрутная задержка будет рассчитана на основе рекомендаций ITU-T Q.706, Q.716, Q.766 [3–5] и на основе алгоритма, предложенного К. Е. Самуйловым [6].

### Временные задержки в ИСС

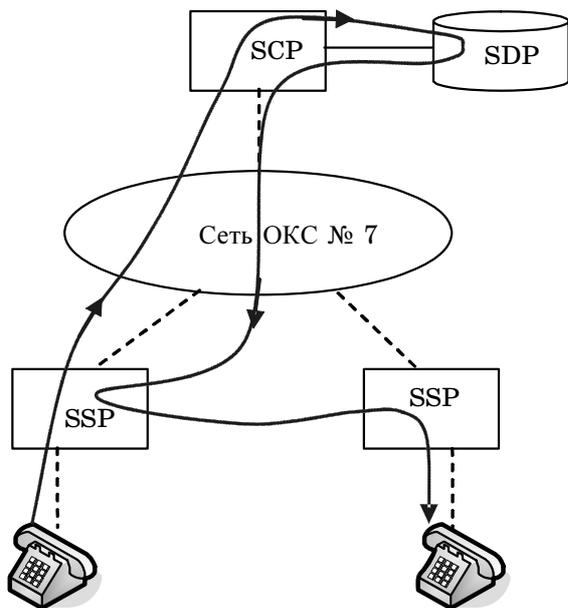
Аналитическая модель трафика интеллектуальной сети базируется на сетевой структуре ИСС (рис. 1). В процессе обработки «интеллектуального вызова», осуществляемой в режиме реального масштаба времени, участвуют следующие узлы:

- узел коммутации услуг SSP с интегрированной интеллектуальной периферией — выполняет функции управления вызовом, коммутации услуги, взаимодействия с пользователем;

- узел управления услугами SCP с узлом базы данных услуг SDP (Service Data Point) — выполняет функции управления услугами.

Взаимодействие между интеллектуальной надстройкой и базовой сетью связи осуществляется через ОКС № 7 посредством стандартизованного протокола INAP (Intelligent Network Application Protocol).

Рассмотрим задержку времени обслуживания запроса на интеллектуальную услугу на участке SSP — SCP на примере услуги набора CS-1 «Вызов



■ Рис. 1. Процесс обработки «интеллектуального вызова»

по телефонной карте» (ACC — Account Card Calling). Данная услуга предоставляет пользователю возможность оплачивать разговор с любого телефонного аппарата или карточного таксофона с помощью специального счета, указываемого набором дополнительного номера.

Пользователь набирает код доступа, после этого по запросу системы вводит свой персональный идентификационный номер и заказывает услугу (например, международный звонок). Система проверяет правомочность абонента пользоваться этой услугой и наличие денег на счете для вызова в указанном направлении. В ходе разговора деньги динамически списываются со счета пользователя, и при достижении нулевого остатка соединение автоматически разрывается.

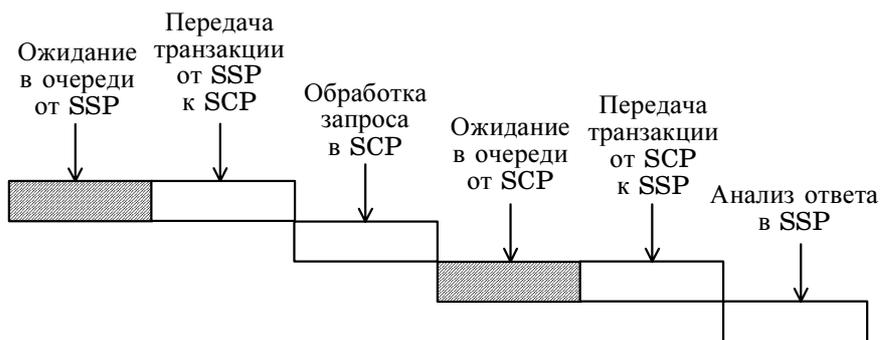
Взаимодействие SSP и SCP по оказанию интеллектуальной услуги начинается с момента поступления на SSP последней цифры набранного кода.

Обнаружив, что вызов связан с обращением к интеллектуальной сети, SSP приостанавливает его обслуживание и передает запрос услуги на SCP посредством протокола INAP в виде команды подсистемы TCAP (Transaction Capabilities Application Part) ОКС № 7. Сообщение, полученное SCP, анализируется, обрабатывается, после чего на SSP отсылается ответ, содержащий информацию о последующих действиях, необходимых для выполнения услуги [2]. Подобный диалог может состоять из нескольких циклов обмена информацией, так называемых транзакций, обеспечивающих выполнение услуги. Так, для реализации услуги ACC требуется в общей сложности 5 транзакций, т. е. передача 5 сообщений подсистемы TCAP ОКС № 7.

Таким образом, задержка по времени при реализации одной транзакции обусловлена задержками, связанными с передачей сообщений в обоих направлениях (от SSP к SCP и наоборот), а также временем обработки запроса в SCP и временем анализа ответа в SSP (рис. 2). При этом время передачи сообщения от SSP к SCP определяется на основе двух составляющих: времени ожидания в очереди от SSP и времени непосредственной передачи транзакции от SSP к SCP. Время передачи транзакции в обратном направлении рассчитывается по тому же принципу.

Узлы интеллектуальной сети (SCP и SDP) моделируются с использованием системы  $M/G/1$  с дисциплиной обслуживания FIFO — «первый пришел — первым обслужен» (First In First Out). Система  $M/G/1$  характеризуется входящим пуассоновским потоком ( $M$ ), произвольным распределением времени обслуживания ( $G$ ) и одним обслуживающим сервером. Выбор подобной модели обусловлен спецификой структуры передаваемых данных. В каждом пакете должна содержаться служебная информация ненулевой длины, что требует учета во время обслуживания некой постоянной добавки. А предположение о пуассоновском распределении потока поступающих вызовов является, как правило, адекватным в задачах со многими абонентами [1].

В ОКС № 7 существует три типа сообщений: значащие сигнальные единицы (ЗнСЕ), сигнальные



■ Рис. 2. Временные задержки при реализации одной транзакции

единицы состояния звена (СЕСЗ) и заполняющие сигнальные единицы (ЗСЕ). Эти сообщения имеют различное назначение и переменную длину. ЗнСЕ длиной до 273 байт служат для передачи информации. СЕСЗ используются в целях управления функционированием звена сигнализации. ЗСЕ имеют нулевую полезную длину и передаются только в том случае, если отсутствуют другие СЕ для передачи.

Приоритет передачи сигнальных единиц в ОКС № 7 определяется в соответствии с рекомендацией Q.703 [7]. Наивысшим приоритетом обладают СЕСЗ, следующий приоритет имеют ЗнСЕ.

Таким образом, для моделирования SSP будет использоваться СМО M/G/1 с относительным приоритетом. Выбор дисциплины обслуживания с относительным приоритетом обусловлен тем, что нельзя прерывать начатую передачу СЕ. Данная система состоит из одного обслуживающего прибора, накопителя неограниченной емкости и хранилища с неограниченным запасом заявок, соответствующих ЗСЕ (ЗСЕ-заявки). Предполагается, что на вход системы поступает пуассоновский поток заявок, соответствующих ЗнСЕ и СЕСЗ, и обслуживание заявок производится по произвольному закону. Поступление ЗСЕ-заявок на обслуживающий прибор происходит только в том случае, если в момент окончания обслуживания заявки любого типа в системе нет заявок, соответствующих другим СЕ.

### Предпосылки к расчетам

Как было отмечено выше, в данной статье основное внимание будет уделено задержкам времени передачи сообщения в канале ОКС № 7. Перед тем как перейти непосредственно к расчетам, необходимо определить, сколько понадобится звеньев ОКС № 7 для достижения необходимой производительности при передаче сигнальных сообщений между SSP и SCP при реализации услуги АСС. Вычисления будут производиться для требуемой интенсивности осуществления транзакций на основе метода, рассмотренного в работе [2].

В ходе вычислений будем пользоваться следующими предпосылками:

- количество пользователей услуги АСС — 50 тыс. чел. ( $N$ );
- количество запросов на услугу в час наибольшей нагрузки (ЧНН) от одного пользователя — 0,5 ( $\Delta$ );
- количество транзакций на одну услугу — 5 ( $n_{\text{тр}}$ );
- средняя длина одной транзакции — 140 байт ( $L_{\text{тр}}^{(1)}$ );
- средняя длина СЕСЗ — 8 байт;
- средняя длина ЗнСЕ — 53 байта ( $L^{(1)}$ );
- средняя длина ЗСЕ — 6 байт;
- средняя интенсивность поступления СЕСЗ —  $2^1/\text{с}$  ( $\lambda_{\text{с.з}}$ );
- скорость передачи информации в канале — 64 кбит/с ( $v$ );

— загрузка канала при нормальных условиях функционирования ОКС № 7 — 0,2 Эрл ( $\rho$ ).

Средние длины сигнальных сообщений и одной транзакции, приведенные выше, были получены на основе статистических данных для ИСС [2].

Интенсивность поступления запросов на услугу АСС в одну секунду в течение ЧНН от всех пользователей определяется следующим образом:  $\lambda = N \cdot \Delta / 3600$ .

Среднее число транзакций в одну секунду  $\lambda_{\text{тр}} = n_{\text{тр}} \cdot \lambda$ .

Для рассматриваемого примера было получено следующее значение интенсивности транзакций:  $\lambda_{\text{тр}} = 34,7$  транз/с.

Теперь необходимо определить среднее время передачи одной транзакции.

Расчет среднего времени передачи ЗнСЕ в канал определяется по формуле, справедливой для скорости передачи 64 кбит/с, определенной для каналов ОКС № 7 в соответствии с рекомендациями ITU-T:

$$\bar{x}_{\text{зн}} = \frac{8L^{(1)}}{v}$$

Время передачи СЕСЗ и ЗСЕ вычисляется по той же формуле. Таким образом, среднее время передачи для ЗнСЕ ( $\bar{x}_{\text{зн}}$ ), СЕСЗ ( $\bar{x}_{\text{с.з}}$ ) и ЗСЕ ( $\bar{x}_{\text{з}}$ ) равно 6,625; 1 и 0,75 мс соответственно.

Количество ЗнСЕ, передаваемых в одном направлении в течение одной транзакции, определяется по следующей формуле:

$$n_{\text{зн}} = \frac{L_{\text{тр}}^{(1)}}{L^{(1)}} = 2,64 \text{ СЕ,}$$

где  $L_{\text{тр}}^{(1)}$  — средняя длина пакета, передаваемого в течение одной транзакции в одном направлении канала ОКС № 7.

Среднее время передачи одной транзакции

$$\bar{x}_{\text{тр}} = \bar{x}_{\text{зн}} n_{\text{зн}} = 17,49 \text{ мс.}$$

Количество звеньев ОКС № 7 от SSP к SCP, требуемых для достижения нужного уровня производительности, определяется следующим образом:

$$n_k = \frac{\lambda_{\text{тр}} \bar{x}_{\text{тр}}}{\rho}$$

Вычисленное значение  $n_k$  следует округлить до ближайшего целого числа. Таким образом, получается, что для достижения нормальных условий функционирования ОКС № 7 требуется три звена от SSP к SCP.

Кроме того, получается, что интенсивность поступления транзакций в расчете на одно звено ОКС № 7

$$\lambda_{\text{тр}k} = \frac{\lambda_{\text{тр}}}{n_k}$$

Для рассматриваемого примера  $\lambda_{\text{тр}k} = 11,574$  транз/с.

**Вычисление времени передачи и ожидания для одной транзакции**

В первую очередь, рассмотрим среднее время ожидания в очереди для одной транзакции на основе метода, рассмотренного в работе [2]. Напомним, что в одноканальной СМО  $M/G/1$  обслуживаются три потока сообщений, при этом наивысший приоритет имеют СЕСЗ, а низший — ЗСЕ.

Среднее время ожидания в очереди для сообщения, имеющего приоритет  $p$  [8]:

$$W_p = \frac{W_0}{(1 - R_{p-1})(1 - R_p)},$$

где  $W_0 = \sum_{i=1}^P \frac{\lambda_i \bar{x}_i^2}{2}$ ;  $R_p = \sum_{i=1}^P \rho_i$ ,  $P$  — общее число потоков сообщений;  $\rho_i$  — коэффициент загрузки канала сигнальными единицами  $i$ -го типа.

Таким образом:

$$W_p = \frac{\sum_{i=1}^P \lambda_i \bar{x}_i^2}{2(1 - R_{p-1})(1 - R_p)}.$$

Используя понятие коэффициента вариации

длины сообщения  $C_b^2 = \frac{\sigma_b^2}{(\bar{x})^2}$ , получаем соотношение

$$W_p = \frac{\sum_{i=1}^P \rho_i \bar{x}_i (1 + C_b^2)}{2(1 - R_{p-1})(1 - R_p)}.$$

В рассматриваемом примере общее число потоков сообщений равно трем. Коэффициент вариации длин сообщений равен нулю для СЕСЗ и ЗСЕ, так как эти сигнальные единицы имеют практически постоянную длину. Для определения  $C_b^2$  для ЗСЕ предположим, что длины сообщений транзакций распределены по эрланговскому распределению с параметром  $k = 2$ .

Поскольку нас интересуют временные задержки в очередях передаваемых транзакций, остальные характеристики вычислять не будем. Значимые сигнальные единицы обладают вторым приоритетом, поэтому вычисления будут производиться для  $W_2$ :

$$W_2 = \frac{\rho_1 \bar{x}_{c.3} + \rho_2 \bar{x}_{tr} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right) + \rho_3 \bar{x}_3}{2(1 - \rho_1)(1 - \rho_1 - \rho_2)}.$$

Коэффициенты загрузки канала высчитываются следующим образом:

$$\rho_1 = \lambda_{c.3} \bar{x}_{c.3}, \quad \rho_2 = \lambda_{trk} \bar{x}_{tr}.$$

При этом следует иметь в виду, что суммарный коэффициент загрузки канала всегда равен единице, так как все время, не занятое передачей ЗнСЕ и СЕСЗ, используется для передачи ЗСЕ.

Следовательно:  $\rho_3 = 1 - \rho_1 - \rho_2$ . Для рассматриваемого примера

$$\rho_1 = 0,002; \quad \rho_2 = 0,202; \quad \rho_3 = 0,796.$$

В ходе вычислений получается, что  $W_2 = 4,183$  мс.

Следовательно, суммарное время передачи и ожидания в очереди для одной транзакции при передаче от SSP к SCP выглядит следующим образом:

$$t_{tr} = W_2 + \bar{x}_{tr} = 21,673 \text{ мс.}$$

**Вычисление маршрутной задержки**

Теперь перейдем к определению маршрутной задержки на основании рекомендаций ITU-T. Маршрутной задержкой называется случайная величина  $T_o$  общего времени задержки сигнальных сообщений на сигнальном маршруте (рис. 3). Транзитный пункт сигнализации STP (Signaling Transfer Point) представляет собой узел, принимающий сообщения и передающий их без обработки содержания.

Маршрутная задержка вычисляется без учета времени обработки сигнальных сообщений подсистемами-пользователями МТР (Message Transfer Part), т. е. подсистемами SCCP (Signaling Connection Control Part) и INAP. Величина  $T_o$  будет рассчитана для одной транзакции с учетом того, что, согласно приведенным выше вычислениям, в одной транзакции содержится 2,64 ЗнСЕ.

Согласно Q.706 [3], в случае отсутствия помех маршрутная задержка  $T_o$  вычисляется следующим образом:

$$T_o = T_{ms} + \sum_{i=1}^{n+1} T_{pi} + \sum_{i=1}^n T_{csi} + T_{mr},$$

где  $T_{ms}$  — время обработки сигнальных сообщений в исходящем пункте сигнального маршрута на уровнях 2 и 3 МТР;

$T_{mr}$  — время обработки сигнальных сообщений в пункте назначения сигнального маршрута на уровнях 2 и 3 МТР;

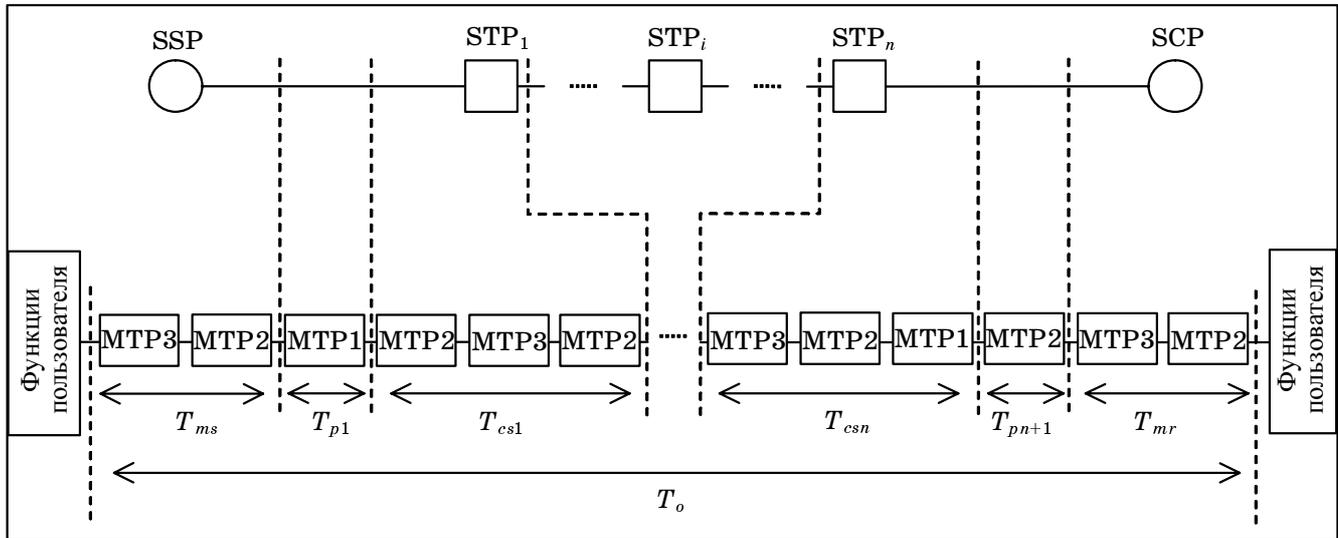
$T_{csi}$  — время обработки сигнальных сообщений в  $i$ -м транзитном пункте сигнального маршрута на уровнях 2 и 3 МТР,  $i \in [1, n]$ ;

$T_{pi}$  — время распространения сигнала на  $i$ -м звене передачи данных сигнального маршрута на уровне 1 МТР,  $i \in [1, n+1]$ .

Случайную величину  $T_{cs}$  можно представить в следующем виде:

$$T_{cs} = T_{ph} + T_{od},$$

где  $T_{ph}$  — время приема и обработки сигнальных сообщений в транзитном пункте сигнального мар-



■ Рис. 3. Схема сигнального маршрута [6]

шрута на уровнях 2 и 3 МТР;  $T_{od}$  — время передачи сигнального сообщения на уровне 2 МТР, включая задержки в очереди на передачу.

Поэтому значение  $T_o$  может быть преобразовано к следующему виду:

$$T_o = T_{ms} + \sum_{i=1}^{n+1} T_{pi} + \sum_{i=1}^n T_{phi} + \sum_{i=1}^n T_{odi} + T_{mr}.$$

Согласно работе [3], предполагая независимость в совокупности всех составляющих случайной величины  $T_o$ , получаем формулу для расчета среднего значения маршрутной задержки:

$$T_o^{(1)} = T_{ms}^{(1)} + \sum_{i=1}^{n+1} T_{pi}^{(1)} + \sum_{i=1}^n T_{phi}^{(1)} + \sum_{i=1}^n T_{odi}^{(1)} + T_{mr}^{(1)}.$$

Величины  $T_{mr}$  и  $T_{ms}$  не определены напрямую в рекомендациях ИТУ-Т, поэтому воспользуемся тем, что, согласно рекомендации Q.766 [5], время обработки сигнальных сообщений в пункте сигнализации транзитной станции ISUP  $T_{cu}$  определяется следующим образом:

$$T_{cu} = T_{mr} + T_{hu} + T_{ms},$$

где  $T_{hu}$  — время обработки сигнального сообщения в подсистеме-пользователе МТР (ISUP).

Из этого соотношения видна связь  $T_{cu}$  со временем  $T_{mr}$  и  $T_{ms}$ :

$$T_{mr}^{(1)} + T_{ms}^{(1)} < T_{cu}^{(1)}.$$

Таким образом, данное неравенство позволяет получить примерную оценку среднего значения маршрутной задержки:

$$T_o^{(1)} < T_{cu}^{(1)} + \sum_{i=1}^{n+1} T_{pi}^{(1)} + \sum_{i=1}^n T_{phi}^{(1)} + \sum_{i=1}^n T_{odi}^{(1)}.$$

Значения величин  $T_{pi}^{(1)}$ ,  $T_{ph}^{(1)}$  и  $T_{cu}^{(1)}$  специфицированы в рекомендациях Q.706 и Q.766 [3,5] и выбираются в зависимости от параметров сигнального трафика и различных характеристик МТР. При этом следует иметь в виду, что этими данными можно воспользоваться лишь в том случае, если рассматриваемая сеть ОКС № 7 построена в соответствии с требованиями рекомендаций ИТУ-Т.

Для выбранного примера интеллектуальной услуги средняя длина ЗнСЕ равна 53 байта согласно исходным данным. Так как в данной статье идет расчет среднего значения величины маршрутной задержки, то можно воспользоваться табличными данными для значащих сигнальных единиц длиной 50 байт. Для определения примерного значения  $T_{cu}^{(1)}$  выберем табличное значение для сообщений с интенсивной нагрузкой, так как эти сообщения имеют большую длину. Таким образом, получаем, что при нормальных условиях функционирования ОКС № 7 (т. е. при сигнальной нагрузке в 0,2 Эрл)  $T_{ph}^{(1)} = 22$  мс и  $T_{cu}^{(1)} = 180$  мс. Для задания величины  $T_p^{(1)}$  воспользуемся предположением, что на всех сигнальных маршрутах задержка времени распространения сигнала составляет 3 мс.

Для получения маршрутной задержки остается рассчитать величину общей задержки в звене сигнализации  $T_{od}$ . Общая задержка ЗнСЕ состоит из задержки СЕ в очереди на передачу ( $T_d$ ) и времени передачи этой ЗнСЕ ( $T_M$ ). Задержка сигнальной единицы в очереди на передачу представляет собой интервал времени с момента поступления СЕ в очередь до момента начала успешной передачи:

$$T_{od} = T_d + T_M.$$

В соответствии с рекомендацией Q.706 [3] математическое ожидание  $T_d$  в случае отсутствия

ошибок в звене сигнализации для СМО вида  $M/G/1$  определяется следующим образом:

$$T_d^{(1)} = Q_a = \frac{1}{2} \left( T_f + \frac{\rho}{1-\rho} k_1 T_m \right),$$

где  $T_f$  и  $T_m$  — среднее время передачи ЗСЕ и ЗнСЕ соответственно.

Обозначение величин  $T_f$  и  $T_m$  отличается от аналогичных величин ( $\bar{x}_3$  и  $\bar{x}_{3н}$ ), приведенных выше. Это было сделано с целью соответствия именованных данных величин их обозначениям в формулах, приведенных в рекомендациях ITU-T.

Таким образом, получается, что в случае отсутствия ошибок

$$T_{od}^{(1)} = Q_a + T_m.$$

В тех случаях, когда известно только среднее значение длины ЗнСЕ, ITU-T рекомендует рассматривать одну из трех основных моделей сигнального трафика. В первой модели рассматривается поток ЗнСЕ с детерминированным распределением времени передачи. Данная модель применяется при расчете задержек в случае, если средняя длина ЗнСЕ близка к максимально допустимой (примерно 279 байт). Во второй модели берется поток ЗнСЕ с экспоненциальным распределением времени. Данная модель используется, когда средняя длина ЗнСЕ относительно невелика (около 50 байт). При использовании третьей модели берется суперпозиция потока ЗнСЕ с детерминированным временем передачи и потока ЗнСЕ с экспоненциальным временем передачи. Эта модель используется, когда сигнальный трафик включает как «длинные», так и «короткие» ЗнСЕ, т. е. средняя длина около 140 байт [6].

Таким образом, при средней длине ЗнСЕ 53 байта можно использовать вторую модель сигнального трафика, считая, что время передачи ЗнСЕ имеет экспоненциальное распределение.

Для получения численного значения величины  $T_{od}$  воспользуемся алгоритмом, приведенным Самуйловым [6].

В первую очередь, определим величину среднего времени передачи ЗнСЕ и ЗСЕ в канал (соответственно  $T_m$  и  $T_f$ ). Данные величины уже вычислялись при использовании первого метода, и были получены следующие значения:

$$T_m = 6,625 \text{ мс}, T_f = 0,75 \text{ мс}.$$

На следующем шаге рассчитаем начальные моменты распределения времени передачи ЗнСЕ в канал  $(T_M^{(1)}, T_M^{(2)}, T_M^{(3)})$ . Для второй модели расчет производится по следующим формулам:

$$T_M^{(1)} = T_m, T_M^{(2)} = 2T_m^2, T_M^{(3)} = 6T_m^3, T_M^{(4)} = 24T_m^4.$$

Далее вычисляем параметры  $k_1, k_2, k_3$  по формуле

$$k_i = \frac{T_M^{(i+1)}}{T_M^{i+1}}, i = 1 \dots 3.$$

Для выбранной модели сигнального трафика получаем  $k_1 = 2, k_2 = 6, k_3 = 24$ .

Поскольку рассматривается случай, когда ошибки в канале отсутствуют, то можно уже вычислить значение  $T_{od}$ :

$$T_{od} = \frac{1}{2} \left( T_f + \frac{\rho}{1-\rho} k_1 T_m \right) + T_m.$$

В результате получается  $T_{od} = 8,656$  мс.

Таким образом, среднее значение маршрутной задержки для одной ЗнСЕ с учетом трех промежуточных звеньев ОКС № 7 вычисляется как

$$T_o^{(1)} < T_{cu}^{(1)} + \sum_{i=1}^4 T_{pi}^{(1)} + \sum_{i=1}^3 T_{phi}^{(1)} + \sum_{i=1}^3 T_{odi}^{(1)};$$

$$T_o^{(1)} < 180 + 4 \cdot 3 + 3 \cdot 22 + 3 \cdot 8,656, T_o^{(1)} < 283,968 \text{ мс}.$$

Следовательно, в случае отсутствия ошибок в канале связи (с учетом того, что в одной транзакции содержится 2,642 ЗнСЕ) примерное среднее значение маршрутной задержки для одной транзакции  $T_o^{(1)} < 749,678$  мс.

### Заключение

В ходе произведенных вычислений было получено, что среднее время передачи одной транзакции, вычисленное разными методами, отличается примерно в 35 раз.

Такое различие обусловлено, в первую очередь, выбором составляющих времени передачи транзакции. Так, в первом методе при выполнении вычислений не учитывается наличие трех промежуточных звеньев ОКС № 7 от SSP к SCP (т. е. время обработки сообщений в транзитном пункте сигнализации), время распространения сигнала на звене передачи данных и время обработки ЗнСЕ в звене SCP на уровнях 2 и 3 МТР.

С другой стороны, при вычислении маршрутной задержки была введена величина  $T_{cu}$ , которая привела к появлению примерного значения  $T_o$ ; кроме того, величина  $T_{cu}$  заметно превышает по значению другие составляющие элементы маршрутной задержки.

Из проведенного анализа следует, что средняя величина задержки при передаче одной транзакции, полученная вторым методом, является более реалистичной, хотя и имеет только примерное значение.

В дальнейшем планируется определить временные задержки при обработке запроса в SCP и анализе ответа в SSP и получить, таким образом, общее время задержки при реализации одной транзакции. Кроме того, планируется определить среднее время передачи транзакции и общую задержку в случае наличия ошибок в канале связи.

**Литература**

1. Бузюкова И. Л. Принципы моделирования трафика в интеллектуальных сетях связи // 59-я НТК: Материалы / СПбГУТ, 2007. С. 22.
2. Лихтциндер Б. И., Кузякин М. А., Росляков А. В., Фомичев С. М. Интеллектуальные сети связи. М.: Эко-Трендз, 2000. 204 с.
3. ITU-T Recommendation Q.706: Signalling System No. 7 — Message Transfer Part Signalling Performance. Geneva: ITU, 1993. 36 p.
4. ITU-T Recommendation Q.716: Signalling Connection Control Part (SCCP) Performance. Geneva: ITU, 1993. 10 p.
5. ITU-T Recommendation Q.766: Performance objectives in the integrated services digital network application. Geneva: ITUT White Book, 1993. 4 p.
6. Самуйлов К. Е. Метод анализа и расчета сетей ОКС 7: Монография. М.: Изд-во РУДН, 2002. 292 с.
7. ITU-T Recommendation Q.703: Signalling Link. Geneva, 1995. 86 p.
8. Kleinrock L. Queueing systems. Vol. 2: Computer applications. N. Y.: Wiley-Interscience, 1976. 549 p.

**V ЕВРО-АЗИАТСКИЙ ФОРУМ «СВЯЗЬ-ПРОМЭКСПО — 2008»  
6–8 мая 2008 г.**

**Место проведения:** Деловой информационно-выставочный центр  
**Адрес:** 620219, г. Екатеринбург, Карла Либкнехта ул., 22

**Организаторы**

Министерство промышленности, энергетики и науки Свердловской области  
Управление государственного надзора за связью и информатизацией в РФ по Свердловской области  
ОАО «Уралсвязьинформ»  
ОАО «Ростелеком»  
Координационный Совет руководителей предприятий телекоммуникаций и информатизации Свердловской области  
Фонд поддержки стратегических исследований и инноваций Уральского федерального округа  
Комитет по промышленности, науке, связи и информационным технологиям администрации г. Екатеринбурга  
Уральское отделение Российской академии наук  
Уральский государственный технический университет  
Уральский технический институт связи и информатики  
Уральское отделение Академии инженерных наук РФ  
Уральский государственный университет путей сообщения  
Ассоциация компаний сферы информационных технологий  
Музей имени А. С. Попова  
ООО «СоюзПромЭкспо»  
ЗАО «Компания «Реал-Медиа»

**Официальные информационные партнеры**

Журнал «Информационно-управляющие системы»  
Областное телевидение  
Телекомпания «Ермак»  
Губернский Деловой Журнал  
Российская газета  
Областная газета  
Специализированные издания

**Цели и задачи**

Развитие современной национальной информационно-телекоммуникационной инфраструктуры  
Повышение статуса и престижа ведущей отрасли отечественной экономики, привлечение инвестиций  
Повышение эффективности международных и отечественных программ  
Продвижение на уральский рынок современных телекоммуникационных технологий, оборудования, услуг и материалов

Общение специалистов, свободный обмен информацией, расширение сферы деятельности, установление деловых контактов  
Внедрение новейших отечественных и мировых достижений индустрии связи  
Построение нового типа отношений между наукой, производством и бизнесом  
Создание новых рабочих мест

**Направления работы**

Математическое моделирование объектов управления и систем  
Теория и практика систем связи  
Информационные технологии в связи и управлении  
Антенны и электромагнитное излучение  
Контрольно-измерительная аппаратура и техническая диагностика  
Защита информации в системах связи  
Производственно-ведомственные системы связи  
Мультимедийные услуги и дистанционное обучение  
Производители и поставщики оборудования, средств связи и информатизации  
Операторы сетей связи общего пользования  
Ведомственные и корпоративные системы и сети связи  
Отраслевые строительно-монтажные организации  
Строительство и монтаж сетей связи  
Телевидение и радиовещание  
Системные интеграторы  
Комплексные решения в области информационных технологий  
Системы электронного документооборота  
Защита информации, каналов и объектов связи  
Системы безопасности  
Решения на базе Web-технологий  
Мультимедиапродукты и услуги  
Органы управления и координации  
Ассоциации и общественные организации  
Консалтинг, обучение, сертификация

**Дополнительная информация и справки**

Выставочный оператор ООО «СоюзПромЭкспо»  
г. Екатеринбург, пр. Ленина, 49, оф. 78  
тел. (343) 371-19-50 (многоканальный)  
эл. почта: [mail@souzpromexpo.ru](mailto:mail@souzpromexpo.ru)

УДК 681.3.06

## АВТОМАТИЧЕСКОЕ ЗАВЕРШЕНИЕ ВВОДА УСЛОВИЙ В ДИАГРАММАХ СОСТОЯНИЙ

**В. С. Гуров,**

ведущий разработчик

**М. А. Мазин,**

ведущий разработчик

Компания ООО «Интелли Джей Лабс»

**А. А. Шалыто,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий,  
механики и оптики

*Описан процесс разработки системы автоматического завершения ввода условий на переходах в диаграммах состояний для программного пакета с открытым кодом UniMod. Основой этой системы является автомат Мили, который строится по грамматике, описывающей язык, используемый при задании условий на переходах.*

### Введение

В работе [1] предложен метод проектирования событийных объектно-ориентированных программ с явным выделением состояний, названный «SWITCH-технология» или «автоматно-ориентированное программирование». Особенность этого подхода состоит в том, что поведение таких программ описывается с помощью графов переходов структурных конечных автоматов с нотацией, предложенной в работе [2]. SWITCH-технология для описания каждого автомата определяет два типа диаграмм (схема связей и граф переходов). При наличии нескольких автоматов также строится схема взаимодействия автоматов. SWITCH-технология задает нотацию и операционную семантику используемых диаграмм.

Программный пакет с открытым кодом UniMod (<http://unimod.sf.net>), созданный авторами статьи [3], обеспечивает разработку и выполнение автоматно-ориентированных программ. Этот пакет позволяет использовать UML-нотацию при построении диаграмм в рамках SWITCH-технологии. При этом схемы связей, определяющие интерфейс автоматов, строятся в нотации диаграмм классов языка UML, а графы переходов — в UML-нотации диаграмм состояний. В состав пакета UniMod входит встраиваемый модуль (plug-in) для платформы Eclipse (<http://www.eclipse.org>), позволяющий создавать и редактировать UML-диаграммы классов и состояний, которые соответствуют схеме связей и графу переходов.

Как отмечено в работе [3], интегрированные системы для разработки программ предоставляют удобные средства для работы с кодом, такие как, например:

- подсветка семантических и синтаксических ошибок;
- автоматическое завершение ввода и автоматическое исправление ошибок;
- форматирование и рефакторинг кода [4];
- запуск и отладка программы внутри среды разработки.

В английском языке эти средства получили название «code assist».

В рамках создания очередной версии пакета UniMod перед авторами встала задача реализации системы автоматического завершения ввода условий на переходах в диаграммах состояний. В статье описан процесс создания такой системы и ее автоматно-ориентированная реализация, выполненная с помощью предыдущей версии пакета UniMod.

### Постановка задачи

Автоматическим завершением ввода, применительно к редактированию программных текстов, традиционно называют возможность, позволяющую пользователю получить список строк, при добавлении которых в текст после позиции курсора программа будет синтаксически верной.

Например, на рис. 1 показано, что среда разработки Eclipse при нажатии сочетания клавиш Ctrl-

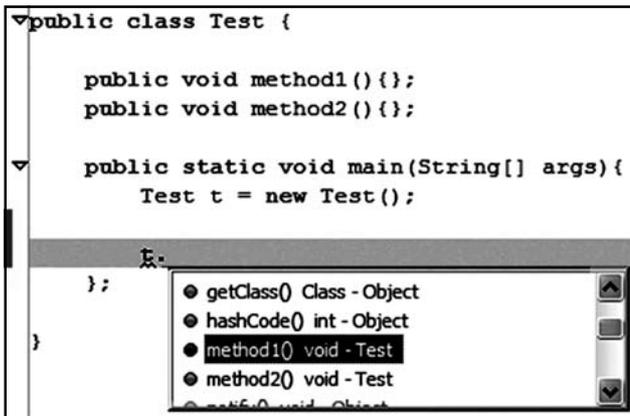


Рис. 1. Пример автоматического завершения ввода

Space после строки текста *t*. предлагает на выбор варианты автоматического завершения ввода.

Сформулируем требования к проектируемой системе автоматического завершения ввода. Пусть задан язык *L* и на вход системы подана строка  $\alpha$ .

1. Если строка  $\alpha$  является префиксом некоторого предложения языка *L* ( $\exists \omega: \alpha\omega \in L$ ), то система должна возвращать множество строк

$$C(\alpha) = \{\beta_i\}_{i=1..n},$$

любая из которых может являться продолжением строки  $\alpha$ . Изложенное может быть записано соотношением вида

$$\forall i \in [1..n] \exists \gamma: \alpha\beta_i\gamma \in L.$$

2. Если строка  $\alpha$  не является префиксом предложения на заданном языке ( $\forall \omega: \alpha\omega \notin L$ ), то система должна с помощью дополнения строки недостающими символами или удаления лишних символов трансформировать строку в правильный префикс предложения языка. Количество дополнений и удалений должно быть как можно меньше.

**Элементы теории построения компиляторов, применяемые в настоящей работе**

Если исходный язык *L* задан порождающей грамматикой, то для построения такой системы необходимо использовать методы проектирования компиляторов [5]. Существует множество инструментов для автоматического создания компиляторов по заданной грамматике (<http://www.kulichki.net/kit/tools/java.html>). На рис. 2 приведена обобщенная структура компилятора.

Лексический анализатор осуществляет чтение входной цепочки символов и их группировку в элементарные конструкции, называемые лексемами.

Синтаксический анализатор выполняет разбор исходной программы, используя поступающие лексемы; семантический анализ программы; построение ее промежуточного представления.

Генератор кода преобразует это представление в объектный код. Генератор может быть заменен интерпретатором. При этом вместо создания объектного кода будет выполняться интерпретация промежуточного представления программы.

В проекте UniMod условия на переходах являются логическими формулами, в которых могут использоваться предикаты первого порядка определенного вида. Трансляция этих условий выполняется с помощью так называемого «компилятора компиляторов» ANTRL [6]. Он по заданной *LL(k)*-грамматике строит код на языке Java, реализующий лексический анализатор и рекурсивный нисходящий синтаксический анализатор [5]. Построенный синтаксический анализатор может быть использован и как распознаватель принадлежности выражения заданному грамматикой языку, и как транслятор выражений в абстрактное синтаксическое дерево. Данный анализатор не может быть применен для построения системы автоматического завершения ввода, так как в случае подачи ему на вход префикса для выражения на заданном языке вместо законченного выражения он выдает ошибку.

Существуют различные подходы к реализации требуемой системы. Одним из таких подходов является использование управляемого таблицей разбора не рекурсивного нисходящего синтаксического анализатора, построенного на основе автомата с магазинной памятью [5]. Граф переходов такого автомата имеет одну вершину и много петель.

Таблица разбора представляет собой двумерный массив  $M[A, a]$ , где *A* — нетерминал, *a* — терминал (лексема) или символ конца потока \$. В ячейках таблицы записываются продукции грамматики, с помощью которых заменяются нетерминалы на вершине стека. Пустые ячейки таблицы означают ошибки.

При подаче на вход этому анализатору строки  $\alpha$  без символа конца потока анализатор остановится, имея какой-то нетерминал на вершине стека. В этом случае множество терминалов  $C(\alpha)$ , ожидаемых после обработанной строки, может быть определено как  $\{\beta: M[T, \beta] \neq \emptyset\}$ , где *T* — нетерминал на вершине стека после остановки анализатора.

Для реализации восстановления после ошибок в «режиме паники» [5] таблица разбора может быть дополнена синхронизирующими символами, которые вписываются в некоторые пустые ячей-

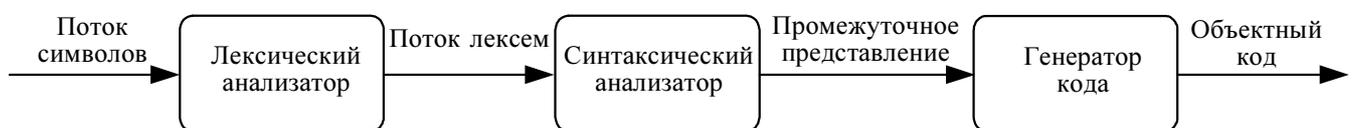


Рис. 2. Обобщенная структура компилятора

ки. При получении неожиданного терминала анализатор пропускает символы входного потока до тех пор, пока не будет обнаружен терминал, соответствующий синхронизирующему символу. Для восстановления на уровне фразы (несколько взаимосвязанных лексем) в некоторые пустые ячейки вписываются указатели на подпрограммы обработки ошибок, которые могут изменять, вставлять или удалять терминалы входного потока или элементы стека.

В работе [7] показано, как создать программу нерекурсивного нисходящего синтаксического анализатора, используя автоматный подход. При этом таблица разбора применяется в роли объекта управления.

Цель настоящей работы состоит в создании системы автоматического завершения ввода, позволяющей исключить таблицу разбора нисходящего нерекурсивного синтаксического анализатора, которую строить трудно.

Описывается также разработанный алгоритм восстановления разбора строки после ошибок на уровне фразы.

### Описание предлагаемого подхода

Предлагаемый подход состоит в том, что для заданной контекстно-свободной грамматики типа  $LL(1)$  строится конечный автомат Мили, который будет являться синтаксическим анализатором.

В отличие от классического подхода предлагается этот автомат строить как реагирующий на события, что объясняется тем, что в дальнейшем автомат будет реализован диаграммой состояний языка UML, которая по спецификации является событийной [8]. Поэтому автомат будет реагировать на события, которые поставляет ему лексический анализатор. Каждому событию соответствует терминал.

В работах [5, 9] нисходящий синтаксический анализатор также строится на основе диаграмм состояний, однако, в отличие от предлагаемого подхода:

- для каждого правила вывода, входящего в описание грамматики, строится одна диаграмма;
- в таких диаграммах отсутствуют события и выходные воздействия. Отсутствие выходных воздействий объясняется наличием срединной рекурсии, которая появляется на диаграммах, строящихся для правил вывода вида  $S \rightarrow aSb$ ;
- при наличии срединной рекурсии в правилах вывода на диаграммах существуют дуги, помеченные нетерминалами, что не позволяет полностью заменить описание языка с грамматики на автомат;
- в указанных выше работах реализация диаграмм не описывается.

Описываемый в настоящей статье подход предлагает сворачивать все диаграммы в одну, при необходимости удаляя срединную рекурсию с помощью метода, описанного в работе [10]. Это дает возможность избавиться от упоминания нетерми-

налов на диаграммах состояний и, следовательно, разорвать семантическую связь с исходной грамматикой. Такой разрыв позволит описывать язык только с помощью диаграммы состояний и автоматически получать реализацию распознавателя для данного языка.

При подаче на вход системе, построенной описанным выше образом, незавершенной строки автомат, реализующий синтаксический анализатор, останавливается в каком-то состоянии. События, заданные на переходах из состояния, в котором остановился автомат, определяют множество терминалов, которые могут следовать за последним терминалом, извлеченным из входной строки.

После построения такого множества терминалов каждый терминал этого множества обратно преобразуется лексическим анализатором в строку символов для отображения пользователю.

### Построение диаграммы состояний синтаксического анализатора

Пусть  $LL(1)$ -грамматика для нашего примера задана следующим множеством правил вывода:

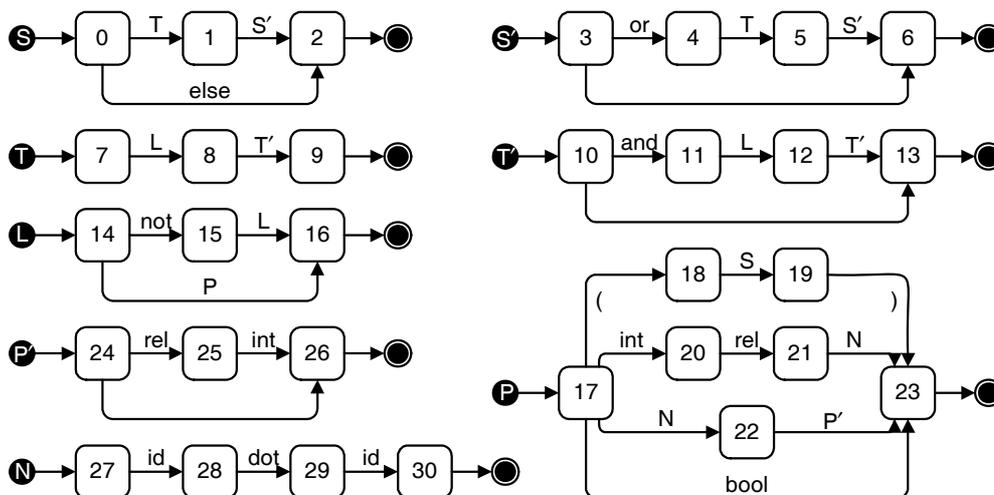
1.  $S \rightarrow \text{else} \mid T S'$
2.  $S' \rightarrow \text{or} T S' \mid \varepsilon$
3.  $T \rightarrow L T'$
4.  $T' \rightarrow \text{and} L T' \mid \varepsilon$
5.  $L \rightarrow \text{not} L \mid P$
6.  $P \rightarrow '(S)' \mid \text{int rel } N \mid \text{bool} \mid N P$
7.  $P' \rightarrow \text{rel int} \mid \varepsilon$
8.  $N \rightarrow \text{id dot id}$

Терминал **id** соответствует идентификатору, **int** — целочисленной константе, **bool** — булевой константе, **rel** — бинарному отношению ('>', '<', '>=', '<=', '=', '≠'), терминалы **and**, **or**, **not** — булевским операциям, терминал **else** — оператор «иначе». Опишем формальный процесс построения автомата Мили для данной грамматики.

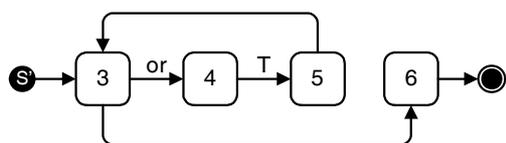
На рис. 3 для каждого нетерминала заданной грамматики показаны диаграммы состояний, построенные с помощью метода, описанного в работе [5]. Приведенные диаграммы, со сквозной нумерацией состояний, отличаются от аналогичных диаграмм, используемых в работе [5], наличием начального и конечного состояний. Из начального состояния всегда существует только один переход. В конечном состоянии также всегда ведет один переход.

Состояния в приведенных диаграммах соответствуют позициям [11] в правилах вывода, метки на переходах — терминалам и нетерминалам, отделяющим позиции друг от друга. Если нетерминал выводит  $\varepsilon$ -правило (пустое), то из состояния, соответствующего начальной позиции, существует непомеченный переход в состояние, соответствующее конечной позиции. Непомеченные переходы называются также немотивированными.

Далее множество диаграмм, представленных на рис. 3, будем преобразовывать в одну диаграмму состояний, на которой все переходы помечают-



■ Рис. 3. Диаграммы состояний для каждого нетерминала грамматики



■ Рис. 4. Удаление правой рекурсии на диаграмме состояний для нетерминала  $S'$

ся только терминалами. Процесс такого преобразования предполагает выполнение следующих шагов:

- удаление правой рекурсии;
  - удаление немотивированных переходов;
  - подстановка диаграмм состояний друг в друга;
  - удаление срединной рекурсии.
- Опишем каждый из этих шагов.

#### Удаление правой рекурсии

Наличие праворекурсивного правила вывода означает, что на диаграмме, соответствующей некоторому терминалу  $N$ , существует переход, помеченный тем же нетерминалом  $N$ , который ведет в состояние, соответствующее конечной позиции.

Например, правая рекурсия в правиле 2 приводит к наличию перехода из состояния 5 в состояние 6 на соответствующей диаграмме состояний (см. рис. 3). Для устранения этой рекурсии указанный переход заменим немотивированным переходом в состояние, соответствующее начальной позиции, — в состояние 3 (рис. 4).

#### Удаление немотивированных переходов

Наличие немотивированного перехода из состояния  $S_i$  в состояние  $S_j$  означает, что за позицией, соответствующей состоянию  $S_i$ , могут следовать те же терминалы и нетерминалы, что и за позицией, соответствующей состоянию  $S_j$ .

Для устранения немотивированного перехода выполняются следующие операции:

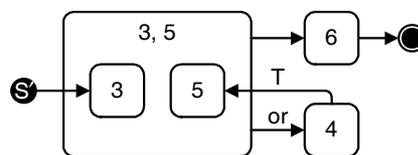
- создается составное состояние  $S_{i,j}$ , исходящие дуги которого заменяют одинаковые исходящие дуги для всех вложенных состояний [8];
- состояния  $S_i$  и  $S_j$  помещаются внутрь состояния  $S_{i,j}$ ;
- все переходы из состояния  $S_i$  заменяются аналогичными переходами из состояния  $S_{i,j}$ .

На рис. 5 показано удаление немотивированного перехода из состояния 5 в состояние 3 (см. рис. 4).

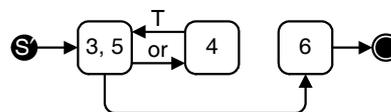
Диаграмма на рис. 5 может быть упрощена за счет ликвидации эквивалентных состояний 3 и 5, имеющих одинаковые исходящие переходы (рис. 6).

Отметим, что это преобразование аналогично вычеркиванию одинаковых записей из таблицы, задающей функцию переходов автомата при минимизации числа состояний в нем [12].

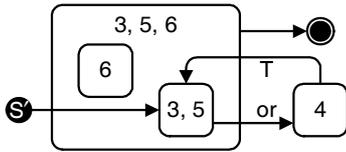
Теперь удалим немотивированный переход в полученной диаграмме (рис. 7).



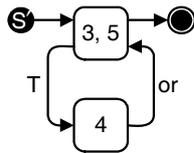
■ Рис. 5. Удаление немотивированного перехода из состояния 5 в состояние 3



■ Рис. 6. Упрощение диаграммы состояний, показанной на рис. 5



■ Рис. 7. Удаление немотивированного перехода из состояния 3, 5 в состояние 6



■ Рис. 8. Преобразованная диаграмма состояний для нетерминала S'

Состояние 6 (см. рис. 7) не имеет входящих переходов и, следовательно, не достижимо. Поэтому может быть удалено. После его удаления в состоянии 3, 5, 6 остается одно вложенное состояние 3, 5. Начала переходов, исходящих из состояния 3, 5, 6, следует перенести в состояние 3, 5, а само состояние 3, 5, 6 удалить, так как оно теперь не имеет исходящих переходов. В результате получается диаграмма состояний для нетерминала S' (рис. 8).

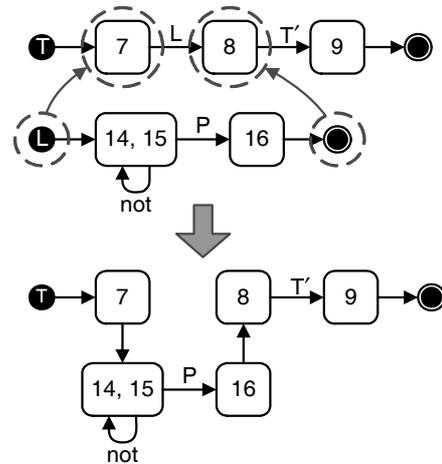
*Подстановка диаграмм состояний друг в друга*

Количество диаграмм состояний может быть сокращено путем подстановки одних диаграмм в другие, что может привести, в том числе, и к одной диаграмме.

Предположим, что на диаграмме для нетерминала  $N_i$  существует переход из состояния  $S_i$  в состояние  $S_j$ , помеченный нетерминалом  $N_j$ . Заменим такой переход на немотивированный из состояния  $S_i$  в состояние, следующее за начальным на диаграмме состояний для нетерминала  $N_j$ . Добавим переход из состояния, предшествующего конечному, на диаграмме состояний для нетерминала  $N_j$  в состояние  $S_j$ . Отметим, что указанную подстановку требуется выполнять, только если эти нетерминалы разные ( $N_i \neq N_j$ ). Это объясняется тем, что в противном случае имеет место срединная рекурсия, удаление которой будет описано ниже.

После выполнения такой подстановки возникшие немотивированные переходы следует устранить, как описано выше. При этом сначала устраняется немотивированный переход из состояния  $S_i$ , а затем немотивированный переход в состояние  $S_j$ .

Рис. 9 иллюстрирует подстановку диаграммы состояний для нетерминала L в диаграмму состояний для нетерминала T.



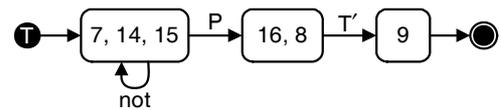
■ Рис. 9. Подстановка диаграмм состояний друг в друга

На рис. 10 показана диаграмма состояний после устранения немотивированных переходов.

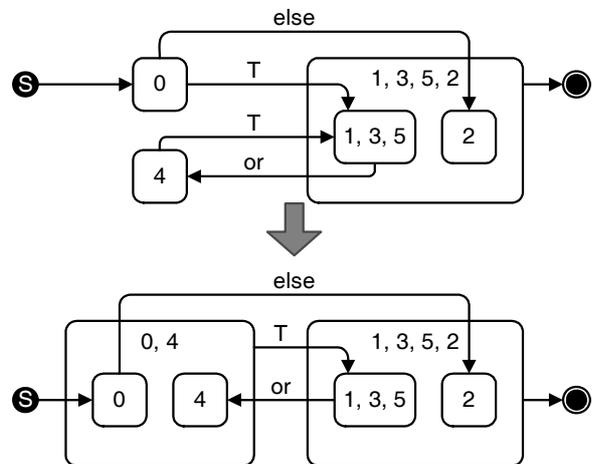
Выше был рассмотрен случай, когда подставляемый нетерминал встречался один раз.

Если некоторый нетерминал  $N_i$  присутствует на диаграмме для нетерминала  $N_j$  более одного раза, то каждый переход, помеченный символом  $N_i$ , необходимо заменить соответствующей диаграммой состояний. В результате количество однотипных подграфов на диаграмме  $N_j$  чрезмерно возрастает.

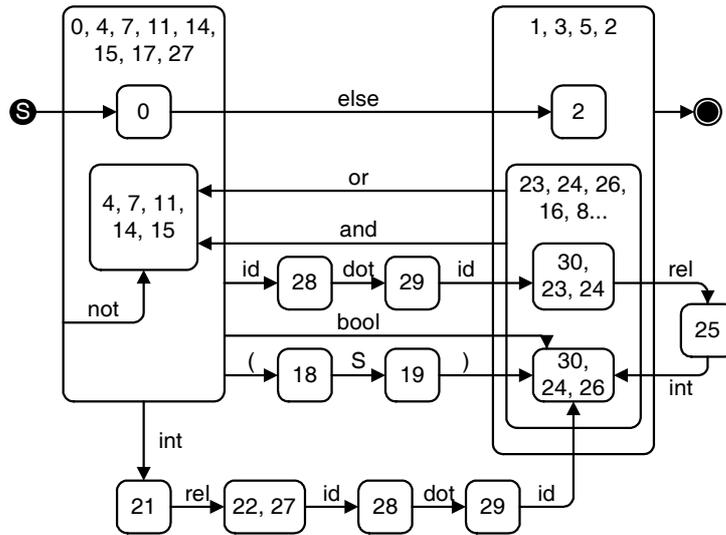
Предлагается преобразовать диаграмму  $N_j$  таким образом, чтобы нетерминал  $N_i$  встречался на ней минимальное число раз. Для этого использу-



■ Рис. 10. Устранение немотивированных переходов после подстановки



■ Рис. 11. Удаление однотипных переходов



■ Рис. 12. Диаграмма состояний для рассматриваемой грамматики

ется следующий подход: если несколько переходов, помеченных нетерминалом  $N_i$ , ведут в одно и то же состояние  $S$ , то можно выделить составное состояние и заменить все эти переходы единственным переходом, помеченным нетерминалом  $N_i$ , который исходит из группового состояния и входит в состояние  $S$ .

На рис. 11 данный подход применен для диаграммы состояний нетерминала  $S$ . Из рисунка следует, что два перехода, помеченных нетерминалом  $T$ , преобразованы в один переход.

Для описанной выше грамматики исходное множество диаграмм (см. рис. 3) преобразуется в одну диаграмму, приведенную на рис. 12.

Поясним внутренний переход в крайнем левом составном состоянии. Он заменяет два перехода —

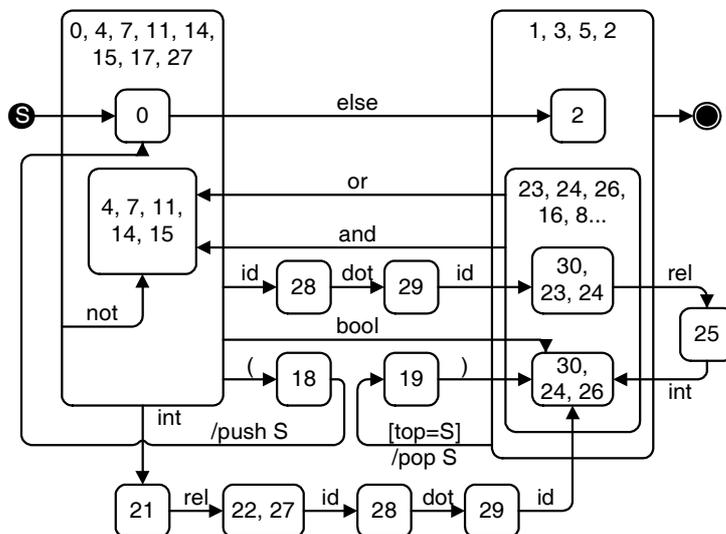
из верхнего состояния в нижнее и петлю в нижнем состоянии.

В заключение отметим, что на полученной диаграмме присутствует срединная рекурсия — переход из состояния 18 в состояние 19, так как дуга между этими состояниями помечена нетерминалом  $S$  — нетерминалом, для которого построена эта диаграмма в целом.

#### Удаление срединной рекурсии

Для удаления срединной рекурсии предлагается использовать подход, предложенный в работе [10], который основан на явном применении стека:

- пусть на диаграмме состояний для нетерминала  $N$  существует рекурсивный переход из состояний  $S_i$  в состояние  $S_j$ , помеченный нетерминалом  $N$ ;



■ Рис. 13. Диаграмма состояний с удаленной срединной рекурсией

- заменим такой переход двумя немотивированными переходами. При этом первый из них должен выходить из состояния  $S_i$ , а входить в состояние, следующее за начальным состоянием на диаграмме. Второй переход должен выходить из состояния, предшествующего конечному, а входить в состояние  $S_j$ ;

- на первом переходе должно выполняться действие по добавлению в стек метки  $M_{S_j}$ , соответствующей исходному целевому состоянию  $S_j$ , а на втором переходе — действие по извлечению метки  $M_{S_j}$  из стека при условии, что эта метка находится на вершине стека.

Таким образом, на диаграмме состояний появятся действия, которые воздействуют на стек.

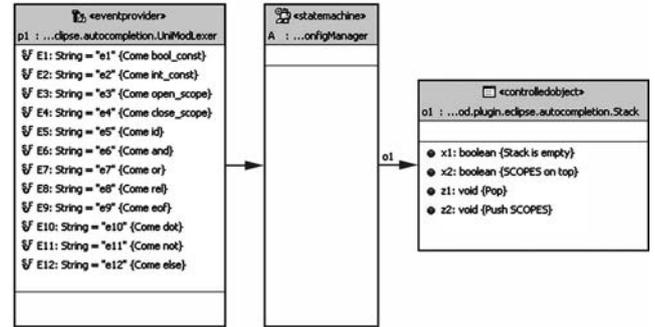
На рис. 13 показана диаграмма, приведенная на рис. 12, с удаленной срединной рекурсией и появившимися действиями, выполняемыми на переходах (автомат Мили).

Таким образом, заданную грамматику удалось заменить одной диаграммой состояний.

### Использование построенной диаграммы

Будем строить систему автоматического завершения ввода с помощью инструментального средства UniMod [3, 13, 14]. Отметим, что здесь имеет место «рекурсия», так как рассматриваемая система для инструментального средства UniMod строится с помощью этого же средства.

При этом для построения системы автоматического завершения ввода сначала требуется создать схему связей автомата в виде UML-диаграммы классов. Эта схема строится следующим образом. В качестве источника событий используется лексический анализатор, события  $e$  которого соответствуют терминалам, которыми помечены переходы в построенной диаграмме состояний. В качестве объекта управления используется стек, кото-



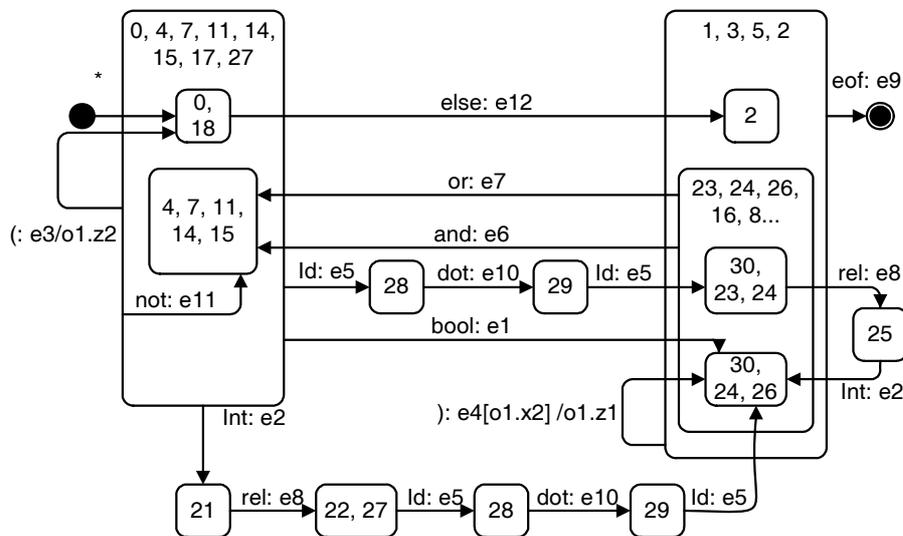
■ Рис. 14. Схема связей автомата

рый реализует входные  $x$  и выходные  $z$  воздействия, используемые в качестве действий и условий на построенной диаграмме состояний.

На рис. 14 приведена схема связей для рассматриваемого примера. В ней слева показан лексический анализатор, в центре — автомат, а справа — стек. При программировании источник событий и объект управления реализуются каждый своим классом. При этом в соответствии с работой [3] код для автомата может и не строиться, так как автомат может интерпретироваться.

На рис. 15 показана UML-диаграмма состояний автомата, построенная на основе диаграммы, приведенной на рис. 13, с помощью замены терминалов событиями и замены действий на переходах ссылками на методы объекта управления  $o1$ . Состояния 18 и 19 на рис. 15 отсутствуют из-за удаления немотивированных переходов.

Полученная модель системы состоит из двух UML-диаграмм (см. рис. 14, 15) и описывает распознаватель для языка, заданного приведенной выше грамматикой. Отметим, что информация о приоритете операций была потеряна в ходе



■ Рис. 15. Диаграмма состояний автомата

преобразований, поэтому модель может быть использована для распознавания принадлежности выражений языку, но не для трансляции выражений.

Выражение, принадлежащее языку, поданное на вход распознавателю, приводит автомат  $A$  в финальное состояние. При подаче на вход выражения, являющегося префиксом какого-либо выражения, принадлежащего языку, автомат остановится в каком-то состоянии, множество исходящих переходов из которого определяет множество возможных следующих терминалов.

Если выражение языку не принадлежит и не является префиксом какого-либо выражения, принадлежащего языку, то автомат  $A$  остановится в состоянии, в котором было получено событие и для которого не существовало исходящих переходов при текущих значениях входных переменных. В этом случае множество возможных следующих терминалов можно определить только для последнего правильно обработанного терминала.

### Восстановление после ошибок

Перейдем к реализации второго требования, предъявляемого к системе, — обработке ошибочных строк. Для этого автомат  $A$  необходимо модифицировать таким образом, чтобы он корректно восстанавливался в случае подачи на вход выражения, не являющегося префиксом какого-либо выражения, принадлежащего языку. При этом автомат должен всегда останавливаться в состоянии, в которое существует переход по событию, соответствующему последнему терминалу, извлеченному из поданного на вход выражения.

Существует несколько возможных вариантов реализации восстановления автомата после ошибки. Например, можно для каждого состояния добавить такой исходящий переход, ведущий в конечное «ошибочное» состояние, что он будет срабатывать в случае отсутствия какого-либо другого исходящего перехода для пришедшего события и текущих значений входных переменных. Это приведет к тому, что при появлении в процессе распознавания первого же ошибочного терминала автомат завершит работу в «ошибочном» состоянии. Однако из «ошибочного» состояния нет исходящих переходов, и, следовательно, множество возможных последующих терминалов будет пустым.

Авторы предлагают использовать альтернативный алгоритм обработки ошибочных ситуаций, основанный на локально оптимальной коррекции входного потока терминалов от лексического анализатора. Такой подход называют также восстановлением на уровне фразы [5].

Пусть из состояния  $S$  нет исходящего перехода для пришедшего события  $e$ , соответствующего некоторому терминалу. Тогда коррекция потока может осуществляться двумя способами: дополнением потока недостающими терминалами; пропуском лишних терминалов в потоке.

Для того чтобы автомат  $A$ , находясь в состоянии  $S$ , пропустил в потоке терминал, соответствующий пришедшему событию  $e$ , необходимо добавить в автомат петлю в состоянии  $S$  по событию  $e$ . Тогда, находясь в состоянии  $S$  и получив событие  $e$ , автомат останется в состоянии  $S$  — проигнорирует пришедшее событие и как следствие пропустит терминал в потоке.

Для того чтобы автомат  $A$ , находясь в состоянии  $S$ , дополнил поток недостающими терминалами, следует выполнить указанные ниже операции:

1) найти достижимое из  $S$  состояние  $S_h$  такое, что в нем существует исходящий переход по событию  $e$ . Если из состояния  $S$  достижимы несколько таких состояний, то выберем ближайшее из них;

2) если из ближайшего найденного состояния  $S_h$  есть переход в некоторое состояние  $S_i$  по событию  $e$  при условии  $c$ , то необходимо добавить в автомат переход из состояния  $S$  в состояние  $S_i$  по событию  $e$  при условии  $c$ . Отметим, что отсутствие события трактуется как тождественная истина.

Последовательность терминалов, соответствующих событиям, которыми помечен кратчайший путь из состояния  $S$  в состояние  $S_h$ , можно использовать для вставки в поток перед терминалом, соответствующим пришедшему событию  $e$ .

Если лексический анализатор позволяет заглядывать на произвольное количество терминалов вперед, то можно применять оба способа коррекции одновременно, выбирая оптимальный способ в процессе разбора.

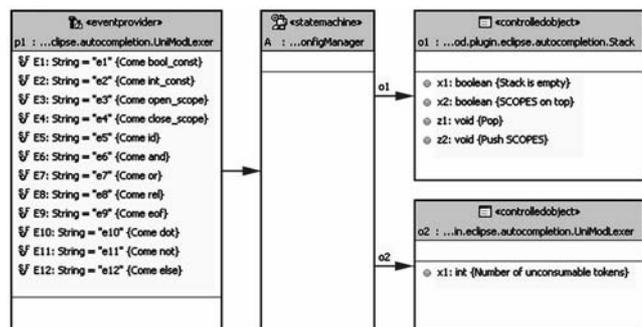
Для выбора оптимального способа авторы предлагают использовать следующее правило:

1) при получении ошибочного терминала в текущем состоянии вычислим количество терминалов, которыми нужно дополнить поток;

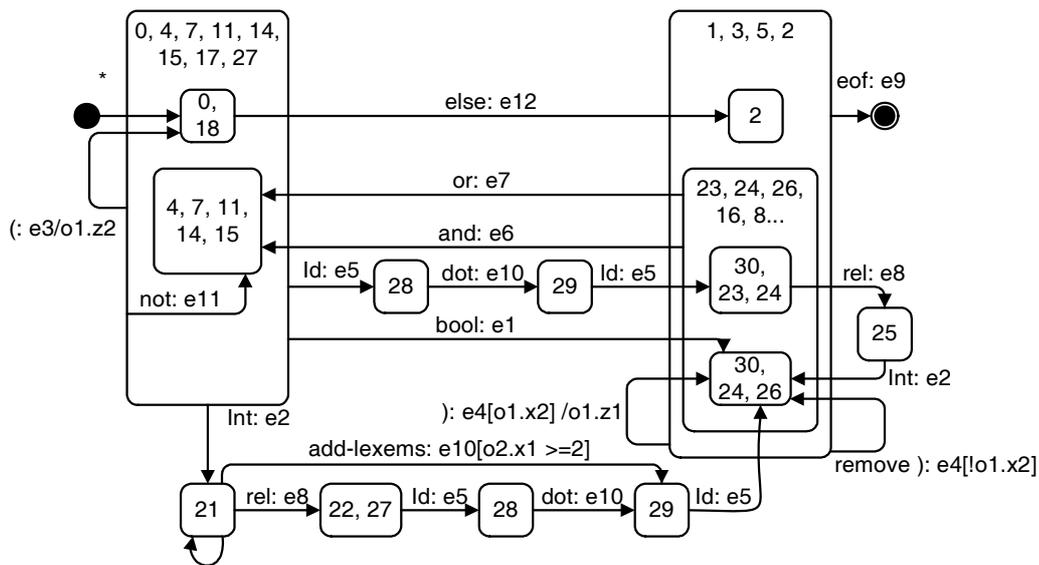
2) вычислим количество терминалов, которое нужно пропустить в потоке, до следующего обрабатываемого в текущем состоянии терминала;

3) выполним коррекцию, требуемое количество терминалов для которой минимально.

Для реализации этого способа коррекции к автомату  $A$  распознавателя в качестве объекта управления добавим лексический анализатор (рис. 16).



■ Рис. 16. Схема связей модели распознавателя с лексическим анализатором в качестве объекта управления



■ Рис. 17. Добавление переходов, корректирующих поток, в состояние 21

Лексический анализатор предоставляет автомату распознавателя целочисленную входную переменную  $o2.x1$ . Ее значение равно числу терминалов, которые необходимо пропустить в потоке, до следующего терминала, обрабатываемого в текущем состоянии. Если входной поток вообще не содержит терминалов, обрабатываемых в текущем состоянии, то значение переменной  $o2.x1$  больше любого наперед заданного целого числа.

В автомат  $A$  добавляются переходы, реализующие и добавление, и пропуск терминалов в потоке. Переходы, реализующие дополнение потока, помечаются следующим условием: длина пути из состояния  $S$  в состояние  $S_h$  меньше или равна значению входной переменной  $o2.x1$ . Переходы, реализующие пропуск терминалов, помечаются отрицанием того же условия. Если для состояния  $S$  не существует состояния  $S_h$ , то переход, удаляющий лексему, выполняется безусловно.

Например, в состоянии 21 нет переходов по событию  $e10$  — в этом состоянии появление во входном потоке терминала **dot** (точка) не ожидается. Для того чтобы обработать ошибочное появление этого терминала, необходимо добавить два перехода, исходящих из состояния 21 (рис. 17). Ближайшее состояние, в котором обрабатывается событие  $e10$ , — состояние 28. Длина пути из состояния 21 в состояние 28 равна двум. Поэтому условие на петле в состоянии 21 по событию  $e10$  имеет вид  $o1.x1 < 2$ . Таким образом, в случае, если сразу за терминалом **dot** в потоке следует терминал **rel** (отношение), то терминал **dot** игнорируется. Если следует какой-нибудь другой терминал, то целесообразно сразу перейти в состояние 29, т. е. добавить в поток отсутствующие терминалы **rel** и **id** (идентификатор).

Описанные выше преобразования могут быть выполнены автоматически для любой диаграммы

состояний, так как ближайшее состояние, в котором обрабатывается неожиданный терминал для данного состояния, можно вычислить, используя, например, алгоритм Флойда—Уоршала [15].

### Получение множества строк для автоматического завершения ввода

Предлагаемый алгоритм коррекции входного потока позволяет вычислить множество вариантов завершения как для выражений, являющихся префиксами принадлежащих языку выражений, так и для ошибочных выражений.

После того, как автомат распознавателя, дополненный корректирующими переходами, обрабатывает все терминалы, извлеченные из поданного на вход выражения, он окажется в некотором состоянии  $S$ . Для построения множества вариантов завершения следует определить множество переходов, исходящих из  $S$ , условия на которых при текущих значениях входных переменных истинны. Терминалы, соответствующие событиям, которыми помечены эти переходы, должны быть преобразованы обратно во множество строк. Например, терминал **id** должен быть преобразован во множество имен переменных, а терминал **and** — в строку «&&». Полученное множество строк и будет множеством вариантов завершения.

### Пример работы системы

Приведем пример построения множества вариантов завершения.

Пусть на вход распознавателю подана строка  
!o1.x1 &&.

Лексический анализатор преобразует ее в поток терминалов

**not id dot id and,**

которому соответствует последовательность событий

Property	Value
Event	e9
Guard	! o1.x1 &&
Name	(
Output	!
	o1
	o2
	o22
	true
	false

■ Рис. 18. Пример автоматического завершения ввода

e11, e5, e10, e5, e6.

В процессе обработки этих событий автомат изменяет состояния в следующем порядке:

(0,18)→(4,7,11,14,15)→(28)→(29)→  
→(30,23,24)→(4,7,11,14,15).

Состояние (4,7,11,14,15), в котором остановился автомат, содержит исходящие переходы для событий

e1, e2, e3, e5, e11.

Этим событиям соответствуют терминалы

bool, int, '(', id, not,

которые преобразуются в строки:

"true", "false", "(", "o1", "o2", "o22", "!".

### Литература

1. Шалыто А. А., Туккель Н. И. Танки и автоматы // ВУТЕ/Россия. 2003. № 2. С. 69–73. [http://is.ifmo.ru/works/tanks\\_new/](http://is.ifmo.ru/works/tanks_new/)
2. Шалыто А. А., Туккель Н. И. SWITCH-технология — автоматный подход к созданию программного обеспечения «реактивных» систем // Программирование. 2001. № 5. С. 45–62. <http://is.ifmo.ru/works/switch/1/>
3. Гуров В. С., Мазин М. А., Нарвский А. С., Шалыто А. А. UML. SWITCH-технология. Eclipse // Информационно-управляющие системы. 2004. № 6. С. 12–17.
4. Фаулер М. Рефакторинг. Улучшение существующего кода. М.: Символ-Плюс, 2003. 623 с.
5. Ахо А., Сети Р., Ульман Д. Компиляторы: принципы, технологии и инструменты. М.: Вильямс, 2001. 768 с.
6. Parr T. J., Quong R. W. ANTRL: A Predicated-LL(k) Parser Generator // Software — Practice And Experience. 1995. N 25 (7). P. 789–810.
7. Шалыто А. А., Штучкин А. А. Совместное использование теории построения компиляторов и SWITCH-технологии (на примере построения калькулятора). <http://is.ifmo.ru/projects/calc/>

Эти строки и формируют множество вариантов завершения для строки, поданной на вход распознавателю.

На рис. 18 показан фрагмент среды разработки с встроенной системой автоматического завершения ввода, описанной в настоящей статье.

### Заключение

В работе [5] отмечено, что нерекурсивные нисходящие синтаксические анализаторы можно строить, используя диаграммы состояний, записанные для каждого нетерминала исходной грамматики. Настоящая работа предлагает подход для построения всего одной диаграммы состояний для исходной грамматики. На базе построенной диаграммы реализуется система автоматического завершения ввода. Также отметим, что в известной авторам литературе описание формального метода построения подобных систем отсутствует. Данная работа устраняет указанный пробел.

Реализация системы автоматического завершения ввода для следующей версии проекта UniMod выполнена с помощью предыдущей версии проекта, вследствие чего часть проектной документации была получена «автоматически», так как диаграммы, созданные с помощью UniMod-редактора, являются автоматными программами и могут быть включены в проектную документацию без изменений. Создание последующих версий средств разработки с помощью предыдущих является общепринятой практикой и позволяет говорить о зрелости программного продукта.

8. Буч Г., Рамбо Г., Якобсон И. UML. Руководство пользователя. М.: ДМК, 2000. 358 с.
9. Леголов А. И. Основы разработки трансляторов. Использование диаграмм Вирта для представления динамически порождаемых конечных автоматов, распознающих КС(1) грамматику. <http://softcraft.ru/translat/lect/t08-04.shtml>
10. Шалыто А. А., Туккель Н. И., Шамгунов Н. Н. Реализация рекурсивных алгоритмов на основе автоматного подхода // Телекоммуникации и информатизация образования. 2002. № 5. С. 72–99. <http://is.ifmo.ru/works/recurse/>
11. Хантер Р. Основные концепции компиляторов. М.: Вильямс. 2002. 256 с.
12. Акимов О. Е. Дискретная математика: логика, группы, графы. М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2003. 376 с.
13. Гуров В. С., Нарвский А. С., Шалыто А. А. Исполняемый UML из России // PC Week/RE. 2005. № 26. С. 18, 19.
14. UniMod. <http://unimod.sf.net>
15. Кормен Т., Лайзерсон Ч., Ривест Р. Алгоритмы. Построение и анализ. М.: МЦМНО, 2000. 960 с.

УДК 681.3

## МНОЖЕСТВЕННАЯ ПОДПИСЬ: НОВЫЕ РЕШЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПОНЯТИЯ КОЛЛЕКТИВНОГО ОТКРЫТОГО КЛЮЧА

**А. И. Галанов,**

научный сотрудник

**Н. А. Молдовян,**

доктор техн. наук, профессор

ФГУП НИИ «Вектор» — специализированный центр программных систем «Спектр»

**М. А. Еремеев,**

доктор техн. наук, доцент

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского

*Предложены варианты схем построения протоколов множественной электронной цифровой подписи, основанные на понятиях коллективной электронной цифровой подписи и коллективного открытого ключа. Расширена задача построения протоколов множественной подписи на основе применения композиционного открытого ключа композиционной электронной цифровой подписи. В предлагаемых протоколах коллективной электронной цифровой подписи устраняется необходимость использования доверенного посредника.*

### Введение

В настоящее время наряду с задачами реализации стандартных систем электронной цифровой подписи (ЭЦП) практическую значимость имеют реализации коллективной и групповой подписей. Понятие коллективной подписи созвучно с широко известным понятием групповой подписи, однако по своей сути эти понятия различны и используются для построения криптографических протоколов, решающих различные задачи. В протоколе групповой подписи решается задача обеспечения возможности любому пользователю из некоторой группы сформировать подпись от имени всей группы, в которой есть субъекты, наделенные полномочиями выявления конкретных лиц, сформировавших подпись, тогда как другие субъекты не могут этого сделать.

Коллективная подпись предоставляет возможность достаточно простой реализации протоколов одновременного подписания контракта (электронного документа), поскольку она формируется в результате единого неделимого преобразования и не может быть расчленена на индивидуальные или другие урезанные коллективные подписи; кроме того, ее нельзя расширить, т. е. встроить в нее дополнительную подпись еще одного или нескольких пользователей.

В ряде работ предложены протоколы формирования и проверки коллективной электронной циф-

ровой подписи [1–4]. Данные протоколы построены на основе комбинирования электронных подписей в едином уравнении проверки ЭЦП. В ряде из них не все пользователи вносят свой вклад в коллективную подпись в одинаковых условиях. Это вызывает ограничения, сужающие рамки практического применения.

В данной работе мы предлагаем несколько вариантов схем построения протоколов множественной подписи. Предлагается простое решение, включающее формирование дополнительной интегральной подписи. Вводится понятие композиционного открытого ключа и расширяется задача, решаемая протоколами множественной подписи. Композиционный открытый ключ представляет собой частный вариант коллективного открытого ключа, вычисляемого в зависимости от открытых ключей заданного подмножества пользователей.

### Протоколы множественной подписи

Для получения множественной подписи  $z$  пользователей сети следует осуществить следующую последовательность действий.

1. Каждым пользователем формируются подписи  $(R_1, S_1), (R_2, S_2), \dots, (R_z, S_z)$  к хэш-функциям документов  $H_1, H_2, \dots, H_z$  соответственно.

2. Вычисляются хэш-функции от всех документов  $H_\Sigma = F_H(H_1 \| H_2 \| \dots \| H_z)$ .

3. Формируется подпись  $(R_\Sigma, S_\Sigma)$  к хэш-функции  $H_\Sigma$ .

Множественная подпись  $(R_1, S_1), (R_2, S_2), \dots, (R_z, S_z), (R_\Sigma, S_\Sigma)$  устраняет недостатки предыдущих схем подписи.

Сформулируем расширенную задачу формирования и проверки множественной подписи. Расширение состоит в том, что в кортеж подписей входят ЭЦП, относящиеся к различным пользователям, т. е. проверяемый в едином уравнении кортеж подписей относится к некоторому множеству пользователей. Каждый пользователь подписывает свой документ. С использованием случайных рандомизирующих значений формируется композиционная подпись  $(R_{\text{комп}}, S_{\text{комп}})$ . Множественной подписью является кортеж  $(R_1, S_1), (R_2, S_2), \dots, (R_z, S_z), (R_{\text{комп}}, S_{\text{комп}})$ .

Замечания:

а) избыточная подпись  $(R_\Sigma, S_\Sigma)$  или  $(R_{\text{комп}}, S_{\text{комп}})$  незначительно увеличивает сложность процедур формирования и проверки множественной подписи;

б) решается расширенная задача;

в) устраняются проблемы в известных решениях по построению схем множественной подписи.

Алгоритм формирования композиционной подписи.

1. Каждый  $j$ -й пользователь генерирует случайное число  $t_j$  и вычисляет рандомизирующий элемент ЭЦП  $R_j: R_j = \alpha^{t_j} \bmod p, j=1, 2, \dots, z$ .

2. Вычисляется  $R_{\text{комп}} = \prod_{j=1}^z R_j \bmod p$ .

3. Каждый  $j$ -й пользователь вычисляет свою долю  $S_j$ , вносимую во вторую часть композиционной подписи:  $S_j = t_j - k_j R_{\text{комп}} \sum_{i=1}^{\mu_j} H_{ji}$ , где  $\mu_j \leq z, \mu_j$  —

количество документов, подписываемых  $j$ -м пользователем, а  $k_j$  — секретный ключ  $j$ -го пользователя.

4. Формируется композиционная подпись

$$S_{\text{комп}} = \sum_{j=1}^m S_j \bmod q, \text{ где } q|(p-1).$$

Проверка композиционной подписи осуществляется с помощью решения следующего проверочного уравнения:  $R_{\text{комп}} = Y_{\text{комп}}^{R_{\text{комп}}} \alpha^{S_{\text{комп}}} \bmod p$ , где используется композиционный открытый ключ, определяемый формулой

$$Y_{\text{комп}} = \prod_{j=1}^z y_j^{\sum_{i=1}^{\mu_j} H_{ji}} \bmod p.$$

Особенности введенного расширенного понятия множественной подписи:

• некоторые документы могут быть подписаны несколькими пользователями;

• в рамках композиционной подписи  $(R_{\text{комп}}, S_{\text{комп}})$  каждый пользователь подписывает свой личный кортеж документов;

• возможна реализация в различных вариантах;

• в случае  $z=1$  мы имеем обычную множественную подпись, где вместо  $(R_\Sigma, S_\Sigma)$  в кортеж подписей вносится  $(R_{\text{комп}}, S_{\text{комп}})$ ;

• композиционный открытый ключ  $Y_{\text{комп}}$  может быть предварительно вычислен. Именно то, как вычисляется  $Y_{\text{комп}}$ , и определяет распределение документов  $H_1, H_2, \dots, H_z$  по пользователям. Это, естественно, должно быть описано как спецификация кортежа, иначе неизвестно, что надо проверить;

• протокол, использующий параметр  $H_\Sigma = F_H(H_1 \| H_2 \| \dots \| H_z)$ , можно построить таким образом, чтобы документы, стоящие на пересечении  $i$ -го пользователя и  $j$ -го документа (рисунок), подписывались с помощью коллективной ЭЦП.

По аналогии предлагаемым протоколом можно достаточно просто реализовать множественную подпись с использованием математического аппарата эллиптических кривых. В этом случае  $R_{\text{комп}}$  является точкой эллиптической кривой, вычисляемой по формуле  $R_{\text{комп}} = R_1 + R_2 + \dots + R_z$ , где  $R_j = t_j G$ ,  $G$  — точка эллиптической кривой, значение порядка которой равно достаточно большому числу  $q$ . Элемент подписи  $e_{\text{комп}}$  вычисляется по формуле  $e_{\text{комп}} = x_{R_{\text{комп}}} \bmod q$ , где  $x_{R_{\text{комп}}}$  — одна из координат точки  $R_{\text{комп}}$ . Композиционный открытый ключ формируется по формуле  $P_{\text{комп}} = h_1 P_1 + h_2 P_2 + \dots + h_z P_z$ , где  $P_i$  — точка эллиптической кривой, являющаяся открытым ключом  $i$ -го субъекта,  $P_j = k_j G$ . Вторая часть подписи  $S_i$  определяется по формуле  $S_i = t_i - e_{\text{комп}} h_i k_i \bmod q$ . При проверке подписи  $(e_{\text{комп}}, S_{\text{комп}})$  вычисляется точка эллиптической кривой  $R' = e_{\text{комп}} P + S_{\text{комп}} G$ , затем значение  $e' = x_{R'} \bmod q$ , которое сравнивается с  $e_{\text{комп}}$ .

Рассмотренные выше схемы композиционной подписи представляют интерес также и для построения протоколов формирования и проверки цифровых сертификатов в информационно-вычислительных сетях с динамически изменяющейся конфигурацией, когда получение цифровых сертификатов новыми возникающими узлами сети связа-

i	j									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1										
2										
3										
4										
Композиционная ЭЦП	1	1 2	1 2 3	1 3	3	2 3 4	1 2 3 4	1 3 4	1 2 4	2 4

■ Формирование кортежа коллективных подписей:  $i$  —  $i$ -й пользователь;  $j$  —  $j$ -й документ;  $\square$  — подписываемый документ

но с трудностью доступа к центру сертификации. Другим интересным их применением является подписание передаваемых пакетов данных каждым узлом, через который проходит маршрут пакета, в целях обеспечения возможности контроля маршрута передачи данных.

### Заключение

Коллективная и композиционная подписи имеют перспективны разнообразных применений в информационных системах. В частности, предложенные схемы коллективной ЭЦП позволяют реализовать известные протоколы множественной подписи, а схемы композиционной ЭЦП обеспечивают существенное расширение функциональности этих протоколов. Для обеспечения стойкости протоколов на основе этих видов подписей следует

придерживаться правила разового использования рандомизирующих значений ( $t_j$  и  $R_j$  в случае алгоритмов на основе мультипликативных групп). Как и в случае обычной ЭЦП, значение  $t_j$  следует уничтожить сразу после вычисления рандомизирующего элемента ЭЦП  $R_j$ .

Обычную подпись в кортеже можно интерпретировать как частный случай коллективной ЭЦП. Уравнения проверки обычной и коллективной ЭЦП могут быть одинаковыми. Коллективная и композиционная подписи отличаются способом вычисления общего открытого ключа для заданного подмножества пользователей. В отличие от ряда известных схем, в предложенных нами схемах коллективной и композиционной ЭЦП устраняется необходимость использования доверенного посредника.

### Литература

1. Шнайер Б. Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си. М.: ТРИУМФ, 2002. 816 с.
2. Галанов А. Н., Гортинская Л. В., Гурьянов Д. Ю., Молдовян А. А. Протокол коллективной электронной цифровой подписи на основе сложности извлечения корней по модулю // Инновационная деятельность в Вооруженных силах Российской Федерации: Тр. всеармейской науч.-практ. конф. / ВАС. СПб., 2007. С. 179–183.
3. Молдовяну П. А., Молдовян Н. А., Доронин С. Е. Схемы коллективной подписи на основе задач дискретного логарифмирования // Инновационная деятельность в Вооруженных силах Российской Федерации: Тр. всеармейской науч.-практ. конф. / ВАС. СПб., 2007. С. 243–246.
4. Дернова Е. С., Еремеев М. А., Молдовяну П. А. Протоколы композиционной подписи // Инновационная деятельность в Вооруженных силах Российской Федерации: Тр. всеармейской науч.-практ. конф. / ВАС. СПб., 2007. С. 224–229.

УДК 621.39

## ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМА МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ ПРИ РАЗНЕСЕННОМ ПРИЕМЕ И ОБЩИХ ЗАМИРАНИЯХ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА

**Н. В. Савищенко,**  
доктор техн. наук, профессор  
Военная академия связи

Приведены основные положения по расчету помехоустойчивости когерентного приема многопозиционных сигнальных конструкций при разнесенном приеме и общих замираниях параметров сигнала.

Известно, что разнесенный прием является одним из наиболее эффективных способов, предназначенных для обеспечения высокой надежности передачи данных без значительного увеличения как мощности передатчика, так и используемой частоты [1–6]. В системах с разнесенным приемом обеспечивается параллельная передача одной и той же информации по нескольким каналам. Различные методы разнесения были предложены и проанализированы применительно к системам коротковолновой, тропосферной связи, а также к радиорелейным системам, функционирующим в пределах прямой видимости.

Методы разнесения требуют организации ряда путей передачи сигналов, называемых ветвями разнесения, и схемы их комбинирования или выбора одного из них. В зависимости от характеристик распространения радиоволн в системах подвижной радиосвязи существует несколько методов построения ветвей разнесения, которые могут быть разбиты на следующие группы: пространственное, угловое, поляризационное, частотное, временное разнесение.

*Пространственное разнесение.* Этот метод широко используется на практике из-за своей относительной простоты и низкой стоимости. Применяется одна передающая и несколько приемных антенн. Расстояние между соседними приемными антеннами выбирается таким образом, чтобы замирания в каждой ветви разнесения были некоррелированы.

*Угловое разнесение (разнесение по направлению).* В этом методе используется несколько направленных антенн, каждая из которых независимо реагирует на сигнал, приходящий под определенным углом или с определенного направления.

Здесь также добиваются некоррелированности замираний в отдельных ветвях разнесения.

*Поляризационное разнесение.* В этом методе используются только две ветви разнесения, при этом сигналы, переданные с помощью двух ортогонально-поляризованных радиоволн, применяемых в системах подвижной радиосвязи, в точке приема имеют некоррелированные статистики замираний из-за многолучевости.

*Частотное и временное разнесение.* Различия в частоте и/или времени передачи могут быть использованы для организации ветвей разнесений с некоррелированными статистиками замираний. Основное преимущество этих двух методов по сравнению с предыдущими состоит в том, что для их реализации требуется лишь одна приемная и одна передающая антенны, но при этом используется более широкая полоса частот. Заметим, что помехоустойчивое кодирование может рассматриваться как один из вариантов временного разнесения в цифровых системах передачи.

Следует отметить, что для всех методов разнесения, за исключением поляризационного, в принципе не существует ограничений на количество ветвей разнесения. Но более детальное исследование этого вопроса показывает, что для некоторых методов можно определить оптимальное значение числа ветвей разнесения, которое зависит, в том числе, и от отношения сигнал/шум, т. е. для системы передачи может быть указан диапазон оптимальных значений числа ветвей, если будут известны границы, в которых изменяется отношение сигнал/шум. Таким образом, не всегда увеличивается выигрыш при увеличении числа ветвей разнесения.

Существует несколько методов комбинирования некоррелированных сигналов при разнесенном приеме. Обычно выделяют три основные категории: 1) оптимальное (по критерию максимального отношения сигнал/шум) сложение; 2) сложение с равными весами; 3) автовыбор.

Метод автовыбора из-за своей относительной простоты реализации представляется более приспособленным для применения в системах подвижной радиосвязи. В этом методе выбирается для связи наилучшая ветвь (ветвь с максимальным уровнем сигнала или ветвь с минимальным значением вероятности ошибки  $P_e$ ). Основным недостатком этого метода в том, что необходимо иметь такое же число приемных каналов с непрерывным контролем, сколько имеется ветвей разнесения.

Предположим, что:

1. В каждой отдельной ветви разнесения сигнал является однолучевым.

2. Число ветвей разнесения  $L \geq 1$ .

3. Величина  $h_0^2$  есть среднее отношение энергии сигнала к эквивалентной спектральной плотности помехи, которое имело бы место, если бы то же передающее устройство использовалось для одиночного приема.

4. Без ограничения общности полагаем, что ветви разнесения пронумерованы в порядке убывания интенсивности сигнала.

5. Для любого  $l = 1, L$  помеха является аддитивным белым гауссовским шумом с односторонней спектральной плотностью мощности шума в каждой ветви  $N_{0,l}/2$  с коэффициентом передачи  $l$ -го канала  $\mu_l$ .

6. В каждой из ветвей разнесения отношение сигнал/шум есть величина

$$h_l^2 = \frac{E_l}{N_{0,l}}, \quad l = \overline{1, L}.$$

7. В зависимости от вида разнесения справедливо соотношение [2]

$$h_L^2 = \frac{h_0^2}{L^\lambda}, \quad \lambda \in [0, 2],$$

где  $h_L^2$  — среднее отношение энергии сигнала к шуму в одной отдельной ветви.

8. Во всех ветвях сигналы некоррелированы. Это предположение позволяет упростить расчет помехоустойчивости и дает возможность получить соотношения для вероятности ошибок (ее нижняя граница) в замкнутой форме. В то же время некоррелированность действительно может иметь место на практике [2]. С другой стороны, трудно реализовать оптимальный прием, который бы учитывал коррелированность сигналов в отдельных ветвях разнесения. Противоположный случай — полная коррелированность всех ветвей.

При оптимальном когерентном приеме и некоррелированной по отдельным ветвям разнесения

помехи результирующее отношение сигнал/помеха равно сумме всех отношений в ветвях разнесения, т. е.

$$h_\Sigma^2 = \sum_{l=1}^L h_l^2 = h^2 \sum_{l=1}^L \delta_l^2,$$

где  $\delta_l^2 = \frac{h_l^2}{h_1^2}$ ,  $h^2 = h_1^2$ . В соответствии с предположением справедливы неравенства

$$\delta_1^2 \geq \delta_2^2 \geq \dots \geq \delta_L^2, \quad \delta_1^2 = 1.$$

Энергетический выигрыш от перехода одиночного приема к разнесенному определяется выражением

$$\eta_\Sigma^2 = \frac{h_\Sigma^2}{h_0^2} = \frac{1}{L^\lambda} \sum_{l=1}^L \delta_l^2,$$

где  $\lambda \in [0, 2]$  — распределение мощности в зависимости от вида разнесения.

Если в канале связи присутствуют замирания, то

$$h_{l,\mu}^2 = \frac{\mu_l^2}{\bar{\mu}_l^2} h_l^2, \quad \bar{\mu}_l^2 = m_{2,l} = \int \mu_l^2 \omega(\mu_l) d\mu_l, \quad l = \overline{1, L},$$

где  $\omega(\mu_l)$  — плотность распределения вероятности коэффициента передачи  $\mu_l$  для  $l$ -го канала.

Полная вероятность ошибки в канале с разнесением и некоррелированными по ветвям замираниями определяется выражением

$$P_{e/b} = \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} P_{e/b} \left( h^2 \sum_{l=1}^L \delta_l^2 \frac{\mu_l^2}{\bar{\mu}_l^2} \right) \prod_{l=1}^L \omega(\mu_l) d\mu_1 \dots d\mu_L,$$

где  $P_{e/b}$  — вероятность ошибки (в символе/бите) в канале с детерминированными параметрами и белым шумом;  $\mu_l$  — коэффициент передачи в  $l$ -й ветви;  $\bar{\mu}_l^2 = m_{2,l} = \int \mu_l^2 \omega(\mu_l) d\mu_l$ ;  $\omega(\mu_l)$  — плотность распределения вероятностей коэффициента передачи в  $l$ -й ветви,  $l = \overline{1, L}$ . Таким образом, в формуле для вероятности ошибки  $P_{e/b}(h^2)$ , полученной для когерентного приема в канале с белым шумом, при одиночном приеме должны осуществляться следующие замены:

а) в канале без замираний проводится замена

$h^2$  на  $h^2 \sum_{l=1}^L \delta_l^2 = \sum_{l=1}^L h_l^2 = h_\Sigma^2$ ;

б) в канале с общими некоррелированными по отдельным ветвям замираниями — замена  $h^2$  на

$$h^2 \sum_{l=1}^L \delta_l^2 \frac{\mu_l^2}{\bar{\mu}_l^2}.$$

В общем случае вероятность ошибок двумерных сигналов при когерентном приеме в канале с де-

терминированными параметрами и белым шумом может быть представлена в виде [6, 7]

$$P_{e/b}(h_{bc}^2) = \sum_k a_k T(\alpha_{k1} \sqrt{h_{bc}^2}, \eta_k) + \sum_k b_k Q(\alpha_{k2} \sqrt{h_{bc}^2}) + \sum_k c_k Q(\alpha_{k3} \sqrt{h_{bc}^2}) Q(\alpha_{k4} \sqrt{h_{bc}^2}), \quad (1)$$

где  $T(v, a)$ ,  $v \geq 0$ ,  $a \geq 0$  и  $Q(x)$  соответственно функции Оуэна и Лапласа. Следовательно, с учетом свойств функции Оуэна, задача вычисления вероятности ошибок в этом случае может быть сведена к усреднению только функции Оуэна.

В основе дальнейших преобразований, вне зависимости от закона распределений, лежит следующая формула:

$$J_L = \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} T\left(\alpha \sqrt{h^2 \sum_{l=1}^L \delta_l^2 \frac{\mu_l^2}{\mu_l^2}}, \eta\right) \prod_{l=1}^L \omega(\mu_l) d\mu_1 \dots d\mu_L = \frac{1}{2\pi_0} \int_{-1}^1 \frac{1}{1+x^2} \prod_{l=1}^L \left\{ \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{\alpha^2 h^2 \mu_l^2}{2 \mu_l^2} \delta_l^2 (1+x^2)\right] \omega(\mu_l) d\mu_l \right\} dx, \quad (2)$$

где параметр  $\alpha$  определяется в зависимости от сигнальной конструкции, а значение  $m_{2,l} = \overline{\mu_l^2}$  — начальный момент второго порядка. Например, для четырехпараметрического закона распределений

$$\text{замираний } m_{2,l} = 2\sigma_{c,l}^2 \left(1 + \gamma_{0,l}^2 + \frac{1-q_l^2}{2q_l^2}\right).$$

При выводе (2) учитывалось, что справедливо соотношение

$$\exp\left\{-\frac{\alpha^2 h^2}{2} \sum_{l=1}^L \frac{\mu_l^2}{\mu_l^2} \delta_l^2 (1+x^2)\right\} = \prod_{l=1}^L \exp\left[-\frac{\alpha^2 h^2}{2} \frac{\mu_l^2}{\mu_l^2} \delta_l^2 (1+x^2)\right],$$

которое легко вытекает из свойств экспоненциальной функции.

Для определения вероятности ошибки в канале с общими замираниями будет рассматриваться четырехпараметрический закон распределения вероятностей случайного коэффициента передачи канала  $\mu$  [1-4]:

$$\omega(\mu_c, \mu_s) = \frac{1}{2\pi\sigma_c\sigma_s} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_c^2}(\mu_c - m_c)^2 - \frac{1}{2\sigma_s^2}(\mu_s - m_s)^2\right],$$

$$\mu = \sqrt{\mu_c^2 + \mu_s^2},$$

где  $m_c$  и  $m_s$  — математические ожидания квадратурных составляющих  $\mu_c$  и  $\mu_s$  ( $\mu_0 = \sqrt{m_c^2 + m_s^2}$  — регулярная составляющая коэффициента передачи);  $\sigma_c^2$  и  $\sigma_s^2$  — дисперсии квадратурных составляющих  $\mu_c$  и  $\mu_s$ . Учитывая, что предполагаются различные уровни замираний в отдельных ветвях, в дальнейшем к каждой переменной будем добавлять индекс  $l$ ,  $l = \overline{1, L}$ .

Следуя работе [2], наряду с параметрами  $m_{c,l}$ ,  $m_{s,l}$ ,  $\sigma_{c,l}^2$ ,  $\sigma_{s,l}^2$ ,  $l = \overline{1, L}$  будем использовать параметры, имеющие наглядный физический смысл и используемые в отдельных ветвях.

1. Отношение дисперсий квадратурных составляющих в  $l$ -й ветви  $\sigma_{c,l}^2$  и  $\sigma_{s,l}^2$  — величину  $q_l^2 = \frac{\sigma_{c,l}^2}{\sigma_{s,l}^2}$ .

Коэффициент  $q_l^2$  характеризует асимметрию канала по дисперсиям в  $l$ -й ветви. Без ограничения общности рассматриваются значения  $q_l^2$  из интервала  $[0, 1]$ , т. е.  $0 \leq q_l^2 \leq 1$ .

2. Фазовый угол  $\varphi_{0,l} = \text{arctg} \frac{m_{s,l}}{m_{c,l}}$  или  $\text{tg} \varphi_{0,l} = \frac{m_{s,l}}{m_{c,l}}$ .

3. Отношение средних мощностей регулярной и флуктуирующей частей сигнала  $\gamma_l^2 = \frac{m_{c,l}^2 + m_{s,l}^2}{\sigma_{c,l}^2 + \sigma_{s,l}^2} = \frac{\mu_{0,l}^2}{\sigma_{c,l}^2 + \sigma_{s,l}^2}$ . Это выражение удобнее

представить в виде  $\gamma_l^2 = \frac{2q_l^2}{1+q_l^2} \frac{\mu_{0,l}^2}{2\sigma_{c,l}^2} = \frac{2q_l^2}{1+q_l^2} \gamma_{0,l}^2$ , где

$\gamma_{0,l}^2 = \frac{\mu_{0,l}^2}{2\sigma_{c,l}^2}$  — величина, характеризующая глубину замираний в канале с райсовскими замираниями

( $q_l^2 = 1$ ). Коэффициент  $\frac{2q_l^2}{1+q_l^2} \in [0, 1]$  характери-

зует уменьшение  $\gamma_l^2$  по сравнению с величиной  $\gamma_{0,l}^2$ . При релейских замираниях  $\gamma_{0,l}^2 = 0$ , в канале без замираний  $\gamma_{0,l}^2 \rightarrow \infty$  (присутствует только регулярная составляющая). Следует заметить, что величина  $\gamma_l^2$  может принимать одинаковые значения при разных значениях  $\gamma_{0,l}^2$  и  $q_l^2$ . Кроме этого справедливы следующие соотношения:

$$\gamma_l^2 = \frac{m_{c,l}^2}{\sigma_{c,l}^2} \frac{q_l^2}{1+q_l^2} \frac{1}{\cos^2 \varphi_{0,l}} \quad \text{или} \quad \gamma_l^2 = \frac{m_{s,l}^2}{\sigma_{s,l}^2} \frac{1}{1+q_l^2} \frac{1}{\sin^2 \varphi_{0,l}}.$$

4. Средний квадрат коэффициента передачи (начальный момент второго порядка)  $m_{2,l} = \mu_{0,l}^2 +$

$$+ \sigma_{c,l}^2 + \sigma_{s,l}^2 \text{ или } m_{2,l} = 2\sigma_{c,l}^2 \left( 1 + \frac{\mu_{0,l}^2}{2\sigma_{c,l}^2} + \frac{1-q_l^2}{2q_l^2} \right) = 2\sigma_{c,l}^2 \times$$

$$\times \left( 1 + \gamma_{0,l}^2 + \frac{1-q_l^2}{2q_l^2} \right), \quad q_l^2 \neq 0. \text{ Если } q_l^2 = 0, \text{ то } \sigma_{c,l}^2 = 0,$$

а величина  $\sigma_{s,l}^2$  является неопределенной, либо  $\sigma_{s,l}^2 \rightarrow \infty$ , а величина  $\sigma_{c,l}^2$  является неопределенной.

Многочисленные теоретические работы и экспериментальные данные показывают, что общая гауссовская модель и ее частные случаи охватывают широкий класс каналов связи в различных диапазонах волн [1–4]. Сложность вычисления вероятностей ошибок для четырехпараметрического закона замираний привела к тому, что на практике традиционно используются только плотности распределения Релея и Райса.

Одномерное распределение коэффициента передачи канала  $\mu_l, l = \overline{1, L}$  может быть определено по формуле [2]

$$\omega(\mu_l) = \frac{\mu_l}{2\pi\sigma_{c,l}\sigma_{s,l}} \int_0^{2\pi} \exp \left[ -\frac{1}{2\sigma_{c,l}^2} (\mu_l \cos \varphi - m_{c,l})^2 - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{2\sigma_{s,l}^2} (\mu_l \sin \varphi - m_{s,l})^2 \right] d\varphi, \quad \mu_l \geq 0.$$

В результате преобразований четырехпараметрическое распределение может быть представлено в виде [7]

$$\omega(\mu_l) = q_l \exp \left[ -\frac{m_{s,l}^2}{2\sigma_{s,l}^2} \right] \times$$

$$\times \sum_{m=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^m H_{2m}(-i\chi_l)}{2^m (2m)!!} (1-q_l^2)^m \omega_{m+1}^{RN}(\mu_l) \right), \quad \mu_l \geq 0, \quad (3)$$

где  $q_l^2 = \frac{\sigma_{c,l}^2}{\sigma_{s,l}^2}$ ;  $\chi_l^2 = \frac{m_{s,l}^2}{2\sigma_{s,l}^2} \frac{q_l^2}{1-q_l^2}$  и  $\omega_p^{RN}(\mu_l)$  — распределение Райса—Накагами [6, 7]:

$$\omega_p^{RN}(\mu_l) = \frac{(\beta\mu_l)^p}{\theta^{p-1}} \exp \left[ -\frac{\theta^2}{2\beta} - \frac{\beta}{2}\mu_l^2 \right] I_{p-1}(\theta\mu_l), \quad \mu_l \geq 0, \quad (4)$$

где  $p > 0, \theta \geq 0, \beta > 0$  — параметры распределения, а  $I_{p-1}(\theta\mu_l)$  — функция Бесселя от мнимого аргумента порядка  $(p-1)$ .

К частным случаям четырехпараметрического распределения относятся [2]:

а) трехпараметрическое распределение (распределение Бекмана) при  $m_{s,l} = 0$ :

$$\omega(\mu_l) = \frac{\mu_l}{\sigma_{c,l}\sigma_{s,l}} \exp \left( -\frac{\mu_l^2 + \mu_{0,l}^2}{2\sigma_{c,l}^2} \right) \times$$

$$\times \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(2k-1)!!}{k!2^k} \frac{(\sigma_{s,l}^2 - \sigma_{c,l}^2)^k}{\sigma_{s,l}^{2k}\mu_{0,l}^k} \mu_l^k I_k \left( \frac{\mu_{0,l}}{\sigma_{c,l}} \mu_l \right),$$

где  $\mu_{0,l} = |m_{c,l}| \neq 0$  — регулярная составляющая сигнала;  $H_{2m}(0) = (-1)^m 2^m (2m-1)!!$ ;

б) распределение Хойта при  $\sigma_{s,l}^2 \neq \sigma_{c,l}^2$  и отсутствии регулярной составляющей ( $\mu_{0,l} = 0$ ):

$$\omega(\mu_l) = \frac{\mu_l}{\sigma_{c,l}\sigma_{s,l}} \exp \left[ -\frac{\mu_l^2}{4} \left( \frac{1}{\sigma_{c,l}^2} + \frac{1}{\sigma_{s,l}^2} \right) \right] \times$$

$$\times I_0 \left( \frac{\mu_l^2}{4} \left( \frac{1}{\sigma_{c,l}^2} - \frac{1}{\sigma_{s,l}^2} \right) \right);$$

в) распределение Райса при  $\sigma_{s,l}^2 = \sigma_{c,l}^2 = \sigma_l^2$ :

$$\omega(\mu_l) = \frac{\mu_l}{\sigma_{c,l}^2} \exp \left( -\frac{\mu_l^2 + \mu_{0,l}^2}{2\sigma_{c,l}^2} \right) I_0 \left( \frac{\mu_{0,l}}{\sigma_{c,l}} \mu_l \right);$$

г) распределение Релея при  $\sigma_{s,l}^2 = \sigma_{c,l}^2 = \sigma_l^2, \mu_{0,l} = 0$  ( $m_{c,l} = m_{s,l} = 0$ );

д) одностороннее нормальное распределение при  $\sigma_{s,l}^2 = 0, m_{c,l} = m_{s,l} = 0$ .

Если положить  $\theta_l = \frac{m_{c,l}}{\sigma_{c,l}^2}$  и  $\beta_l = \frac{1}{\sigma_{c,l}^2}$ , то  $\omega_{k+1}^{RN}(\mu_l) =$

$$= \frac{\mu_l^{k+1}}{\sigma_{c,l}^2} \frac{1}{(m_{c,l})^k} \exp \left[ -\frac{m_{c,l}^2 + \mu_l^2}{2\sigma_{c,l}^2} \right] I_k \left( \frac{m_{c,l}}{\sigma_{c,l}} \mu_l \right). \text{ Начальный}$$

второй момент распределения Райса—Накагами определяется по формуле

$$m_{2,l} = \frac{2p}{\beta_l} \exp \left( -\frac{\theta_l^2}{2\beta_l} \right) {}_1F_1 \left( p+1; p; \frac{\theta_l^2}{2\beta_l} \right).$$

Если  $p$  — натуральное число, т. е.  $p \in \mathbb{N}$ , то не-

трудно убедиться, что  $m_{2,l} = \frac{2}{\beta_l} \left( p + \frac{\theta_l^2}{2\beta_l} \right)$ .

Основная цель данного пункта заключается в вычислении интеграла (2) от функции Оуэна и функции Лапласа при четырехпараметрических замираниях в каждой ветви:

$$\omega(\mu_l) = q_l \exp\left[-\frac{m_{s,l}^2}{2\sigma_{s,l}^2}\right] \times \sum_{m=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^m H_{2m}(-i\chi_l)}{2^m (2m)!!} (1-q_l^2)^m \omega_{m+1}^{RN}(\mu_l) \right), \mu_l \geq 0.$$

Основные этапы соответствующих алгебраических преобразований при вычислении (2) можно найти в работах [6, 7]. Так, например, для распределения Райса—Накагами уравнение (2) может быть представлено в виде

$$J_L = \frac{1}{2\pi} \int_0^\eta \frac{1}{1+x^2} \prod_{l=1}^L \left\{ \frac{\beta_l^p}{\theta_l^{p-1}} \exp\left(-\frac{\theta_l^2}{2\beta_l}\right) \times \int_0^\infty \exp\left[-\left(\frac{\alpha^2 h^2 \delta_l^2}{2 \mu_l^2} (1+x^2) + \frac{\beta_l}{2}\right) \mu_l^2\right] \mu_l^p I_{p-1}(\theta_l \mu_l) d\mu_l \right\} dx.$$

Используя работу [6], интеграл можно свести к виду

$$J_L = \frac{1}{2\pi} \int_0^\eta \frac{1}{1+x^2} \times \prod_{l=1}^L (1-b_l^2)^p \frac{1}{(1+b_l^2 x^2)^p} \exp\left(-\frac{z_l^2}{2} \frac{1+x^2}{1+b_l^2 x^2}\right) dx,$$

где  $b_l^2 = \frac{\alpha^2 h^2 \delta_l^2}{\alpha^2 h^2 \delta_l^2 + \mu_l^2 \beta_l}$ ;  $z_l^2 = \frac{\theta_l^2}{\beta_l} b_l^2$ .

Этот интеграл может быть представлен в виде

$$J_L = \frac{1}{2\pi} \prod_{l=1}^L (1-b_l^2)^p \int_0^\eta \frac{1}{1+x^2} \frac{1}{\prod_{l=1}^L (1+b_l^2 x^2)^p} \times \exp\left(-\frac{1}{2} (1+x^2) \sum_{l=1}^L \frac{z_l^2}{1+b_l^2 x^2}\right) dt.$$

Полученный интеграл по структуре похож на функцию  $\mathcal{H}_p(z, b, \eta)$  [6, 7], поэтому обозначим его следующим образом:

$$\mathcal{H}_p^{(L)}(\{z_l\}, \{b_l\}, \eta) = \frac{1}{2\pi} \prod_{l=1}^L (1-b_l^2)^p \times \int_0^\eta \frac{1}{1+x^2} \frac{1}{\prod_{l=1}^L (1+b_l^2 x^2)^p} \exp\left(-\frac{1}{2} (1+x^2) \sum_{l=1}^L \frac{z_l^2}{1+b_l^2 x^2}\right) dx,$$

где запись  $\{x_l\}$  означает совокупность  $L$  переменных, т. е.  $\{x_l\} = (x_1, \dots, x_l, \dots, x_L)$ . Очевидно, что при  $L = 1$

$$\mathcal{H}_p^{(L=1)}(\{z_l\}, \{b_l\}, \eta) = \mathcal{H}_p(z, b, \eta).$$

Если параметры канала одинаковы по всем ветвям и  $b_l^2 = b^2$ ,  $z_l^2 = z^2$ , то

$$\mathcal{H}_p^{(L)}(z, b, \eta) = \frac{1}{2\pi} (1-b^2)^{pL} \times \int_0^\eta \frac{1}{1+x^2} \frac{1}{(1+b^2 x^2)^{pL}} \exp\left(-\frac{Lz^2}{2} \frac{1+x^2}{1+b^2 x^2}\right) dx,$$

т. е.  $\mathcal{H}_p^{(L)}(z, b, \eta) = \mathcal{H}_{pL}(z\sqrt{L}, b, \eta)$ .

Применяя замену  $x = \operatorname{tg}t$ , получаем альтернативное представление функции в виде следующего интеграла:

$$\mathcal{H}_p^{(L)}(\{z_l\}, \{b_l\}, \eta) = \frac{1}{2\pi} \prod_{l=1}^L (1-b_l^2)^p \times \int_0^{\operatorname{arctg}(\eta)} \frac{1}{\prod_{l=1}^L (1+b_l^2 \operatorname{tg}^2 t)^p} \exp\left(-\frac{1}{2 \cos^2 t} \sum_{l=1}^L \frac{z_l^2}{1+b_l^2 \operatorname{tg}^2 t}\right) dt$$

или

$$\mathcal{H}_p^{(L)}(\{z_l\}, \{b_l\}, \eta) = \frac{1}{2\pi} \prod_{l=1}^L (1-b_l^2)^p \times \int_0^{\operatorname{arctg}(\eta)} \frac{\cos^{2pL} t}{\prod_{l=1}^L (1-(1-b_l^2) \sin^2 t)^p} \times \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \frac{z_l^2}{1-(1-b_l^2) \sin^2 t}\right) dt.$$

В этом представлении пределы интегрирования всегда принимают конечные значения, что важно при расчетах на ЭВМ.

Если рассматривается четырехпараметрическое распределение, то таким же образом можно показать, что в этом случае (2) принимает вид

$$\mathcal{S}^{(L)}(\{z_{c,l}\}, \{z_{s,l}\}, \{b_{c,l}\}, \{b_{s,l}\}, \eta) = \frac{1}{2\pi} \prod_{l=1}^L \sqrt{1-b_{c,l}^2} \sqrt{1-b_{s,l}^2} \times \int_0^\eta \frac{1}{1+x^2} \frac{1}{\prod_{l=1}^L \sqrt{1+b_{c,l}^2 x^2} \sqrt{1+b_{s,l}^2 x^2}} \times \exp\left(-\frac{z_{c,l}^2}{2} \frac{1+x^2}{1+b_{c,l}^2 x^2} - \frac{z_{s,l}^2}{2} \frac{1+x^2}{1+b_{s,l}^2 x^2}\right) dx,$$

где

$$b_{c,l}^2 = \frac{\alpha^2 h^2 \delta_l^2 \sigma_{c,l}^2}{\alpha^2 h^2 \delta_l^2 \sigma_{c,l}^2 + \mu_l^2}, \quad z_{c,l}^2 = \frac{m_{c,l}^2}{\sigma_{c,l}^2} b_{c,l}^2$$

$$\text{и } b_{s,l}^2 = \frac{\alpha^2 h^2 \delta_l^2 \sigma_{s,l}^2}{\alpha^2 h^2 \delta_l^2 \sigma_{s,l}^2 + \mu_l^2}, \quad z_{s,l}^2 = \frac{m_{s,l}^2}{\sigma_{s,l}^2} b_{s,l}^2.$$

Учитывая, что

$$\overline{\mu_l^2} = 2\sigma_{c,l}^2 \left( 1 + \gamma_{0,l}^2 + \frac{1 - q_l^2}{2q_l^2} \right),$$

определим  $\tilde{h}_l^2 = \frac{h^2 \delta_l^2}{1 + \gamma_{0,l}^2 + \frac{1 - q_l^2}{2q_l^2}}$ , т. е.  $\tilde{h}_l^2$  (дБ) =  $h_{bc}^2$  (дБ) +

$$+ 10 \lg \delta_l^2 - 10 \lg \left( 1 + \gamma_{0,l}^2 + \frac{1 - q_l^2}{2q_l^2} \right). \text{ Тогда}$$

$$b_{c,l}^2 = \frac{\alpha^2 \tilde{h}_l^2}{2 + \alpha^2 \tilde{h}_l^2}, \quad b_{s,l}^2 = \frac{\alpha^2 \tilde{h}_l^2}{2q_l^2 + \alpha^2 \tilde{h}_l^2}.$$

Для того чтобы получить усреднения функции Лапласа и их произведения через введенные функции, необходимо использовать следующие тождества, справедливые для функции Оуэна:

$$T(\alpha\mu, +\infty) = \frac{1}{2} Q(\alpha\mu); \quad Q(\alpha\mu)Q(\beta\mu) = T(\alpha\mu, +\infty) + T(\beta\mu, +\infty) - \left[ T\left(\alpha\mu, \frac{\beta}{\alpha}\right) + T\left(\beta\mu, \frac{\alpha}{\beta}\right) \right].$$

Отсюда, в частности, получаем, что при  $\alpha = \beta$  справедливо  $Q^2(\alpha\mu) = 2[T(\alpha\mu, +\infty) - T(\alpha\mu, 1)]$ .

Вывод соответствующих выражений осуществляется аналогично тому, как это было приведено, например, в работах [6, 7].

Значительный практический интерес представляет зависимость вероятности ошибки от числа ветвей разнесения  $L$  и коэффициента эффективности использования мощности передатчика  $\lambda$ :  $P_{e/b}(h^2, L, \lambda)$ , где  $\lambda \in [0, 2]$  — распределение мощности в зависимости от вида разнесения. При опреде-

ленных соотношениях между  $L$  и  $\lambda$  возможно определение такого значения числа ветвей, при котором вероятность ошибки будет минимальна. Формально данная задача может быть сформулирована следующим образом:  $L^* = \arg \min_L P_{e/b}(h^2, L, \lambda)$ .

При использовании манипуляционного кода Грея в области малых ошибок вероятности ошибок на символ и в бите пропорциональны между собой, поэтому в некоторых случаях можно ограничиться определением оптимального числа ветвей при использовании формул для вероятности ошибок на символ. Для решения данной задачи может быть использован следующий подход. Рассматривается отношение  $K_L = \frac{P_{e/b}(h^2, L+1, \lambda)}{P_{e/b}(h^2, L, \lambda)}$ . Тогда,

$$\text{если при } L < L^* K_L < 1, \text{ а при } L > L^* K_L > 1, \text{ то при выполнении требования } K_L = 1 \text{ может быть определено оптимальное значение числа ветвей } L^*.$$

Решение данной задачи относительно просто может быть осуществлено с помощью ЭВМ.

Приведенные результаты в совокупности с результатами помехоустойчивости, полученными для современных многопозиционных сигнальных конструкций [6, 7], позволяют решить две важные практические задачи:

- 1) расчет помехоустойчивости приема сигнальных конструкций при разнесенном приеме;
- 2) определение оптимального числа ветвей, которое в большей степени зависит от  $h^2$ . В этом случае при фиксированном  $h^2$  рассматривается вероятность  $P_{e/b}(h^2, L)$  и определяется такое  $L^*$ , что  $P_{e/b}(h^2, L^*) \rightarrow \min$ .

Разнесение позволяет существенно улучшить помехоустойчивость приема в цифровых системах радиосвязи. С помощью полученных соотношений можно как получить корректные сравнения между различными сигнальными конструкциями, так и оценить получаемый от разнесения выигрыш.

### Литература

1. Коржик В. И., Финк Л. М., Щелкунов К. Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник. М.: Радио и связь, 1981. 232 с.
2. Кловский Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.
4. Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
5. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. /

Под ред. В. И. Журавлева. М.: Радио и связь, 2000. 520 с.

6. Савищенко Н. В. Многомерные сигнальные конструкции: их частотная эффективность и помехоустойчивость приема: Монография / Под ред. Д. Л. Бураченко. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2005. 420 с.
7. Савищенко Н. В. Помехоустойчивость модемов с двумерными сигнальными конструкциями по точным формулам вероятности ошибки в канале без замираний и с общими четырехпараметрическими замираниями // Информационно-управляющие системы. 2007. № 4. С. 44–54.

УДК 621.391.01

# ЦИФРОВОЙ ПРИНИМАЕМЫЙ СИГНАЛ ИМПУЛЬСНЫХ РЛС ОБЗОРА И СОПРОВОЖДЕНИЯ И ЕГО ВОЗМОЖНОСТИ ПО РАЗРЕШЕНИЮ ЦЕЛЕЙ ПО ДАЛЬНОСТИ

**В. В. Акимцев,**

канд. техн. наук, доцент

**А. Н. Мещерин,**

адъюнкт

Санкт-Петербургское высшее военное училище радиозлектроники

Рассмотрено цифровое представление входного процесса импульсных РЛС обзора и сопровождения. Найдены условия, при которых оцифрованный входной сигнал дает возможность реализовать во временной области процедуры разрешения неизвестного числа сигналов с постоянной разрешенности, превышающей рэлеевский предел.

## Цифровая модель принимаемого сигнала импульсных РЛС обзора и сопровождения

Радиолокационные станции обзора излучают, как правило, импульсные зондирующие сигналы и осуществляют сканирование окружающего пространства. Если в каком-либо азимутальном направлении зоны обзора РЛС присутствует цель, то сигнал, поступающий с этого направления на вход приемника РЛС, в общем случае является аддитивной смесью отраженного от цели сигнала  $s(t)$ , внутреннего шума приемника  $w(t)$  и внешней помехи  $n(t)$ .

Отраженный от цели сигнал представляет собой пачку из  $M$  отраженных импульсов, следующих с частотой повторения  $F$  зондирующих импульсов. Каждый  $i$ -й импульс пачки можно представить в виде [1]

$$s_i(t) = g_i^2 A \sqrt{E} z(t) s_0(t - t_d), \quad i = \overline{1, M}, \quad (1)$$

где  $g_i^2 \sqrt{E}$  — амплитуда  $i$ -го импульса пачки на входе приемника РЛС, которая зависит от энергии сигнала  $E$  и весового множителя  $g_i$ , обусловленного модуляцией пачки диаграммой направленности приема-передающей антенны;  $z(t)$  — скалярная случайная функция времени, определяющая закон флуктуаций отраженных от цели импульсов;  $M$  — число выбранных для обработки импульсов пачки;  $As_0(t)$  — функция времени единичной энергии, описывающая форму зондирующего сигнала;  $A$  — нормирующий множитель;  $t_d$  —

время запаздывания отраженного сигнала. Если РЛС излучает простые зондирующие импульсы длительностью  $\tau_n$ , то

$$s_i(t) = g_i^2 A \sqrt{E} z(t) \cos[\omega_0(t - t_d) + \varphi_i], \quad t - t_d \in [0, \tau_n],$$

где  $\omega_0 = 2\pi f_0$  — частота заполнения;  $\varphi_i$  — начальная фаза  $i$ -го импульса пачки. Тогда значение  $A$  определяется из условия

$$A^2 \int_0^{\tau_n} \cos^2 \omega_0 t dt = 1,$$

которое дает  $A = \sqrt{2/\tau_n}$ . Таким образом:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= g_i^2 A \sqrt{E} z(t) \cos[\omega_0(t - t_d) + \varphi_i] = \\ &= g_i^2 \sqrt{\frac{2E}{\tau_n}} z(t) \cos[\omega_0(t - t_d) + \varphi_i] = \\ &= g_i^2 \sqrt{2P} z(t) \cos[\omega_0(t - t_d) + \varphi_i], \\ & \quad t - t_d \in [0, \tau_n], \end{aligned}$$

где  $P = E/\tau_n$  — мощность сигнала.

Вводя диагональные матрицы  $\mathbf{G} = \text{diag}(g_1, g_2, \dots, g_M)$  и  $\mathbf{Z} = \text{diag}(z_1, z_2, \dots, z_M)$ , описывающие влияние направленных свойств антенны и флуктуаций импульсов отраженной пачки, и учитывая (1), можно представить входной процесс приемника РЛС в  $M$  периодах зондирования векторной функцией размером  $M \times 1$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \mathbf{s}(t) + \mathbf{w}(t) + \mathbf{n}(t) = \\ &= \sqrt{2PG^2} \mathbf{Z} \mathbf{s}_0(t-t_d) + \mathbf{w}(t) + \mathbf{n}(t), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\mathbf{w}(t) = [w_1(t), w_2(t), \dots, w_M(t)]^T$ ;  $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T$ ;  $w_k(t)$ ,  $w_m(t)$  и  $n_k(t)$ ,  $n_m(t)$  — реализации случайных процессов  $w(t)$  и  $n(t)$  соответственно, разнесенные во времени на интервал  $(k-m)/F$ ;  $\mathbf{G}^2 = \mathbf{G} \cdot \mathbf{G}$ ;

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_0(t-t_d) &= \left\{ \cos[\omega_0(t-t_d) + \varphi_1], \right. \\ &\cos[\omega_0(t-t_d) + \varphi_2], \dots, \cos[\omega_0(t-t_d) + \varphi_M] \left. \right\}^T, \\ t-t_d &\in [0, \tau_n]. \end{aligned} \quad (3)$$

Компоненты вектора  $\mathbf{w}(t)$  — взаимно независимые белые шумы: математическое ожидание вектора  $\mathbf{w}(t)$   $M[\mathbf{w}(t)] = \mathbf{o}$ , где  $\mathbf{o}$  — нулевой вектор размером  $M \times 1$ ; взаимные корреляционные функции его компонент  $K_{ij}(\tau) = M[w_i(t)w_j(t+\tau)] = \sigma_w^2 \delta_{ij} \delta(\tau)$ , ( $i, j = 1, 2, \dots, M$ ), где  $\sigma_w^2$  — дисперсия компоненты  $w_i(t)$ , которая для всех  $i = 1, 2, \dots, M$  полагается одинаковой;  $\delta_{ij}$  — дельта-символ Кронекера;  $\delta(\tau)$  — дельта-функция Дирака. Для процесса  $\mathbf{n}(t)$  также  $M[\mathbf{n}(t)] = \mathbf{o}$ . Какие-либо сведения относительно свойств процесса  $\mathbf{n}(t)$  в общем случае отсутствуют.

Отметим, что в зависимости от поведения начальных фаз  $\varphi_i$  в (3) отраженный сигнал может быть когерентным или некогерентным. Кроме того, вид матрицы  $\mathbf{G}$  различен для РЛС обзора и для РЛС сопровождения. Для РЛС обзора  $\mathbf{G} = \text{diag}(g_1, g_2, \dots, g_M)$ , для РЛС сопровождения  $\mathbf{G} = \mathbf{I}$ , где  $\mathbf{I}$  — единичная матрица размером  $M \times M$ . Нефлюктуирующим или дружно флюктуирующим отраженным сигналам соответствует  $\mathbf{Z} = \mathbf{I}$ . Для независимо флюктуирующих импульсов пачки (медленные флюктуации)  $\mathbf{Z} = \text{diag}(z_1, z_2, \dots, z_M)$ , где  $z_i$  — случайные величины с некоторым законом распределения. Эксперименты показали [1–3], что ширина спектра флюктуаций сигналов, отраженных от целей типа летящего самолета, имеет порядок десятков герц. Таким образом, случай быстрых флюктуаций для простых радиолокационных сигналов малой длительности не характерен и по этой причине здесь не рассматривается.

Цифровое представление входного процесса приемника РЛС [4, 5] получается путем временной дискретизации (2) с некоторым шагом  $\Delta_t$ , так что входной процесс запишется в матричном виде

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_r] = \mathbf{S} + \mathbf{W} + \mathbf{N}, \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= \{y_1[t_1 + (k-1)\Delta_t], \\ &y_2[t_2 + (k-1)\Delta_t], \dots, y_M[t_M + (k-1)\Delta_t]\}, \end{aligned} \quad (5)$$

где  $t_i$ , ( $i = 1, 2, \dots, M$ ) — момент первого отсчета  $i$ -го импульса отраженной пачки относительно начала

периода зондирования; очевидно:  $t_i \approx t_1 + (i-1)/F$ , где  $t_1$  — момент первого отсчета первого импульса пачки относительно начала периода зондирования;  $k = 1, 2, \dots, r$ ;  $r$  — число отсчетов импульсов отраженной пачки:

$$r = \text{Ent} \left[ \frac{\tau_n}{\Delta_t} \right],$$

где  $\text{Ent}[x]$  — целая часть  $x$ ;  $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_r]$ ,  $\mathbf{N} = [\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2, \dots, \mathbf{n}_r]$  — матрицы размером  $M \times r$ ,  $i$ -я строка которых представляет собой  $r$  отсчетов с шагом  $\Delta_t$  шума  $w(t)$  и помехи  $n(t)$  соответственно в  $i$ -м периоде зондирования;  $\mathbf{S}$  — матрица,  $k$ -й столбец которой  $\mathbf{s}_k = \sqrt{2PG^2} \mathbf{Z} \mathbf{s}_{0k}$  состоит из  $k$ -х отсчетов отраженного от цели сигнала в каждом из  $M$  периодов зондирования. Вектор  $\mathbf{s}_{0k}$  в соответствии с (3) определяется как

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{0k} &= \left\{ \cos[\omega_0(t_1 + (k-1)\Delta_t - t_d) + \varphi_1], \right. \\ &\cos[\omega_0(t_2 + (k-1)\Delta_t - t_d) + \varphi_2], \dots \\ &\dots, \cos[\omega_0(t_M + (k-1)\Delta_t - t_d) + \varphi_M] \left. \right\}^T, \\ t_i + (k-1)\Delta_t - t_d &\in [0, \tau_n], i = \overline{1, M}, k = \overline{1, r}. \end{aligned}$$

Если проводить анализ отраженного сигнала в пределах некоторого строка размером  $M \times h$  ( $h > r$ ), то из (4) следует

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_r, \dots, \mathbf{y}_h] = \\ &= \left[ \begin{array}{ccc} \mathbf{o}, \dots, \mathbf{o}, & \mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_r, & \mathbf{o}, \dots, \mathbf{o} \end{array} \right] + \mathbf{W} + \mathbf{N} = \\ &= [\mathbf{0}_{01}, \mathbf{S}, \mathbf{0}_{10}] + \mathbf{W} + \mathbf{N} = \mathbf{\Xi} + \mathbf{W} + \mathbf{N}, \end{aligned} \quad (6)$$

где  $\mathbf{\Xi} = [\mathbf{0}_{01}, \mathbf{S}, \mathbf{0}_{10}]$  — блочная матрица;  $\mathbf{0}_{01}, \mathbf{0}_{10}$  — нулевые блоки, состоящие из  $r_{01}$  и  $r_{10}$  нулевых столбцов соответственно;  $r_{01} + r + r_{10} = h$ . Очевидно, матрицы  $\mathbf{W}$  и  $\mathbf{N}$  в (6) теперь имеют размер  $M \times h$ .

Если в каком-либо угловом направлении зоны обзора РЛС находятся  $N$  неразрешаемых по скорости целей, то входной процесс приемника РЛС (2) запишется в виде

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \sum_{j=1}^N \mathbf{s}_j(t) + \mathbf{w}(t) + \mathbf{n}(t) = \\ &= \mathbf{G}^2 \sum_{j=1}^N \sqrt{2P_j} \mathbf{Z}_j \mathbf{s}_0^{(j)}(t-t_{dj}) + \mathbf{w}(t) + \mathbf{n}(t), \end{aligned} \quad (7)$$

где  $\mathbf{Z}_j = \text{diag}(z_1^{(j)}, z_2^{(j)}, \dots, z_M^{(j)})$  — диагональная матрица, описывающая влияние флюктуаций импульсов отраженной от  $j$ -й цели пачки;  $P_j$  и  $t_{dj}$  — мощ-

ность и время запаздывания сигнала, отраженно-го от  $j$ -й цели;

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_0^{(j)}(t-t_{dj}) &= \left\{ \cos\left[\omega_0(t-t_{dj}) + \varphi_{1j}\right], \right. \\ &\left. \cos\left[\omega_0(t-t_{dj}) + \varphi_{2j}\right], \dots, \cos\left[\omega_0(t-t_{dj}) + \varphi_{Mj}\right] \right\}^T, \\ t-t_{dj} &\in [0, \tau_n]. \end{aligned}$$

При перекрытии во времени сигналов  $s_j(t)$  возникает задача разрешения целей по дальности. В этом случае модель (6) сводится к

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_r, \dots, \mathbf{y}_h] = \\ &= \sum_{j=1}^N [\mathbf{0}_{0j}, \mathbf{S}_j, \mathbf{0}_{j0}] + \mathbf{W} + \mathbf{N} = \sum_{j=1}^N \mathbf{\Xi}_j + \mathbf{W} + \mathbf{N}, \quad (8) \end{aligned}$$

где  $\mathbf{S}_j = [\mathbf{s}_1^{(j)}, \mathbf{s}_2^{(j)}, \dots, \mathbf{s}_r^{(j)}] = \sqrt{2P_j} \mathbf{G}^2 \mathbf{Z}_j [\mathbf{s}_{01}^{(j)}, \mathbf{s}_{02}^{(j)}, \dots, \mathbf{s}_{0r}^{(j)}]$  — матрица, состоящая из  $r$  столбцов, являющихся отсчетами отраженного от  $j$ -й цели сигнала в каждом из  $M$  периодов зондирования;

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{0k}^{(j)} &= \left\{ \cos\left[\omega_0(t_1 + (k-1)\Delta_t - t_{dj}) + \varphi_{1j}\right], \right. \\ &\left. \cos\left[\omega_0(t_2 + (k-1)\Delta_t - t_{dj}) + \varphi_{2j}\right], \dots \right. \\ &\left. \dots, \cos\left[\omega_0(t_M + (k-1)\Delta_t - t_{dj}) + \varphi_{Mj}\right] \right\}^T, \\ t_i + (k-1)\Delta_t - t_{dj} &\in [0, \tau_n], \quad i = \overline{1, M}, \quad k = \overline{1, r}; \quad (9) \end{aligned}$$

$\mathbf{0}_{0j}, \mathbf{0}_{j0}$  — нулевые блоки, состоящие из  $r_{0j}$  и  $r_{j0}$  нулевых столбцов соответственно;  $r_{0j} + r + r_{j0} = h$ . Число отсчетов импульсов суммарной отраженной пачки (число столбцов блока  $\Sigma \mathbf{S}_j$  блочной матрицы  $\Sigma \mathbf{\Xi}_j$ ), очевидно, равно

$$p = \text{Ent} \left[ \frac{\tau_n + \max_j(\delta t_{1j})}{\Delta_t} \right] = \text{Ent} \left[ \frac{\tau_n}{\Delta_t} + \frac{\max_j(\delta t_{1j})}{\Delta_t} \right] \geq r,$$

где  $\delta t_{1j}$  — временной сдвиг между перекрывающимися сигналом от  $j$ -й цели и пришедшим первым по времени сигналом от ближайшей цели ( $j = 1, 2, \dots, N$ ).

Цифровая модель (8), (9) входного процесса приемника импульсной РЛС является исходной. Как видно, ее свойства зависят от величины выбранного шага дискретизации  $\Delta_t$ . Путем анализа этой зависимости с позиций использования модели в задаче разрешения сигналов по времени можно сформулировать требования к величине  $\Delta_t$ .

### Эффективный ранг корреляционной матрицы входного цифрового сигнала

Матрицу  $\mathbf{Y}$  (8) размером  $M \times h$  можно рассматривать как результат  $h$  наблюдений над реализациями  $M$ -мерного вектора  $\mathbf{y}_k$  (5), образующего  $h$

столбцов матрицы  $\mathbf{Y}$ . В случае нормального с нулевым математическим ожиданием распределения векторов  $\mathbf{y}_k$  статистические свойства этой матрицы задаются корреляционной матрицей [6], оценкой которой является величина

$$\mathbf{K}^* = \frac{1}{M-1} \mathbf{Y}^T \mathbf{Y} = \frac{1}{M-1} \left( \sum_{i=1}^N \mathbf{\Xi}_i + \mathbf{W} + \mathbf{N} \right)^T \left( \sum_{j=1}^N \mathbf{\Xi}_j + \mathbf{W} + \mathbf{N} \right).$$

Вследствие независимости процессов  $s(t), w(t)$  и  $n(t)$

$$\begin{aligned} \mathbf{K}^* &= \frac{1}{M-1} \mathbf{Y}^T \mathbf{Y} = \frac{1}{M-1} \times \\ &\times \left( \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \mathbf{\Xi}_i^T \mathbf{\Xi}_j + \mathbf{W}^T \mathbf{W} + \mathbf{N}^T \mathbf{N} \right) = \mathbf{K}_\Sigma^* + \mathbf{K}_w^* + \mathbf{K}_n^*, \quad (10) \end{aligned}$$

где

$$\mathbf{K}_\Sigma^* = \frac{1}{M-1} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \mathbf{\Xi}_i^T \mathbf{\Xi}_j$$

— составляющая матрицы  $\mathbf{K}^*$ , обусловленная наличием отраженных от  $N$  целей сигналов;  $\mathbf{K}_w^* = 1/(M-1) \mathbf{W}^T \mathbf{W}$  — оценка корреляционной матрицы шума приемника  $w(t)$ ;  $\mathbf{K}_n^* = 1/(M-1) \mathbf{N}^T \mathbf{N}$  — оценка корреляционной матрицы помехи  $n(t)$ .

Отсчеты внутреннего шума приемника  $w(t)$  некоррелированы, поэтому  $\mathbf{K}_w^* = \sigma_w^{2*} \mathbf{I}^*$ , где  $\sigma_w^{2*}$  — оценка дисперсии процесса  $w(t)$ ;  $\mathbf{I}^*$  — матрица размером  $h \times h$ , отличающаяся от единичной только вследствие конечного размера векторов  $\mathbf{w}_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, h$  (конечного числа импульсов отраженной пачки). Элементы матрицы  $\mathbf{K}_n^*$  имеют вид

$(\mathbf{K}_n^*)_{ij} = \frac{1}{(M-1)} \mathbf{n}_i^T \mathbf{n}_j = \frac{1}{(M-1)} \mathbf{n}_i \cdot \mathbf{n}_j$ , где  $\mathbf{n}_i \cdot \mathbf{n}_j$  — скалярные произведения векторов, составленных из  $i$ -х и  $j$ -х отсчетов помехи  $n(t)$  в каждом из  $M$  периодов зондирования, разнесенных на время  $t_{ij} = (j-i)\Delta_t$ . Следовательно, для широкого класса помех, время корреляции которых меньше величины  $\Delta_t$ :  $(\mathbf{K}_n^*)_{ij} = \frac{1}{(M-1)} \mathbf{n}_i \cdot \mathbf{n}_j = \sigma_n^{2*} \delta_{ij}$ , где  $\sigma_n^{2*}$  — оценка дисперсии процесса  $n(t)$ . Таким образом:  $\mathbf{K}_n^* = \sigma_n^{2*} \mathbf{I}^*$ .

Составляющая  $\mathbf{K}_\Sigma^*$  в (10) находится путем элементарных преобразований:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_\Sigma^* &= \frac{1}{M-1} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \mathbf{\Xi}_i^T \mathbf{\Xi}_j = \frac{1}{M-1} \sum_{j=1}^N \mathbf{\Xi}_j^T \mathbf{\Xi}_j + \\ &+ \frac{1}{M-1} \sum_{i=1}^N \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \mathbf{\Xi}_i^T \mathbf{\Xi}_j = \sum_{j=1}^N \mathbf{K}_j^* + \sum_{i=1}^N \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \mathbf{K}_{ij}^*, \quad (11) \end{aligned}$$

где  $\mathbf{K}_j^* = 1/(M-1) \mathbf{\Xi}_j^T \mathbf{\Xi}_j$ ;  $\mathbf{K}_{ij}^* = 1/(M-1) \mathbf{\Xi}_i^T \mathbf{\Xi}_j$ . Из (8) следует, что матрицы  $\mathbf{K}_j^*$  имеют блочную структуру:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_j^* &= \frac{1}{M-1} \Xi_j^T \Xi_j = \frac{1}{M-1} [\mathbf{0}_{0j}, \mathbf{S}_j, \mathbf{0}_{j0}]^T [\mathbf{0}_{0j}, \mathbf{S}_j, \mathbf{0}_{j0}] = \\ &= \frac{1}{M-1} [\mathbf{0}_{M, r_{0j}}, \mathbf{S}_j, \mathbf{0}_{M, r_{j0}}]^T [\mathbf{0}_{M, r_{0j}}, \mathbf{S}_j, \mathbf{0}_{M, r_{j0}}] = \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r_{0j}, r_{0j}} & \mathbf{0}_{r_{0j}, r} & \mathbf{0}_{r_{0j}, r_{j0}} \\ \mathbf{0}_{r, r_{0j}} & \mathbf{K}^{*(j)} & \mathbf{0}_{r, r_{j0}} \\ \mathbf{0}_{r_{j0}, r_{0j}} & \mathbf{0}_{r_{j0}, r} & \mathbf{0}_{r_{j0}, r_{j0}} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (12)$$

размеры нулевых блоков которой указаны их индексами. Блок  $\mathbf{K}^{*(j)}$  размером  $r \times r$  составляют скалярные произведения  $k_{kl}^{*(j)} = 1/(M-1) \mathbf{s}_k^{(j)} \mathbf{s}_l^{(j)}$   $k$ -х и  $l$ -х отсчетов в  $M$  периодах зондирования сигнала, отраженного от  $j$ -й цели. Таким образом:

$$k_{kl}^{*(j)} = \frac{1}{M-1} \mathbf{s}_k^{(j)} \mathbf{s}_l^{(j)} = \frac{2P_j}{M-1} (\mathbf{G}^2 \mathbf{Z}_j \mathbf{s}_{0k}^{(j)})^T \mathbf{G}^2 \mathbf{Z}_j \mathbf{s}_{0l}^{(j)}. \quad (13)$$

Подстановка в (13) значений  $\mathbf{s}_{0k}^{(j)}$  и  $\mathbf{s}_{0l}^{(j)}$  из (9) и использование свойств диагональных матриц дает

$$\begin{aligned} k_{kl}^{*(j)} &= \\ &= \frac{2P_j}{M-1} \sum_{i=1}^M g_i^4 (z_i^{(j)})^2 \cos\{\omega_0 [t_i + (k-1)\Delta_t - t_{dj}] + \varphi_{ij}\} \times \\ &\quad \times \cos\{\omega_0 [t_i + (l-1)\Delta_t - t_{dj}] + \varphi_{ij}\}, \end{aligned}$$

где  $g_i$  — элементы диагональной матрицы  $\mathbf{G}$ , описывающие влияние направленных свойств антенны;  $z_i^{(j)}$  — элементы диагональной матрицы  $\mathbf{Z}_j$ , описывающие влияние флуктуаций импульсов отраженной от  $j$ -й цели пачки. Пренебрегая быстро флуктуирующей составляющей двойной частоты, которая не имеет практического значения, окончательно получим

$$\begin{aligned} k_{kl}^{*(j)} &= \frac{P_j}{M-1} \sum_{i=1}^M g_i^4 (z_i^{(j)})^2 \cos[\omega_0 (k-l)\Delta_t] = \\ &= \frac{P_j}{M-1} \cos[\omega_0 (k-l)\Delta_t] \sum_{i=1}^M g_i^4 (z_i^{(j)})^2 = \\ &= \sigma_j^2 \cos[\omega_0 (k-l)\Delta_t], \end{aligned} \quad (14)$$

где  $\sigma_j^2 = P_j/(M-1) \sum_{i=1}^M g_i^4 (z_i^{(j)})^2$  ( $i = 1 \dots M$ ). Как видно из (14), величина всех элементов  $k_{kl}^{*(j)}$  определяется значением выбранного шага дискретизации  $\Delta_t$ .

Методы разрешения, основывающиеся на оценке эффективного ранга выборочной корреляционной матрицы (10) входного процесса приемника, подразумевают анализ ее структуры [7]. Они требуют когерентности (коррелированности)  $k$ -х и  $l$ -х отсчетов  $\mathbf{s}_k^{(j)}$  и  $\mathbf{s}_l^{(j)}$  в каждом из  $M$  периодов зондиро-

вания, что определяет структуры блоков  $\mathbf{K}^{*(j)}$  матриц  $\mathbf{K}_j^*$ , и некогерентности (некоррелированности) отсчетов  $\mathbf{w}_k$  и  $\mathbf{w}_l$ , а также  $\mathbf{n}_k$  и  $\mathbf{n}_l$  в каждом из  $M$  периодов зондирования, что предполагает диагональную структуру матриц  $\mathbf{K}_w^*$  и  $\mathbf{K}_n^*$ . Исходя из этих требований можно определить величину шага дискретизации  $\Delta_t$ .

Некоррелированность  $k$ -х и  $l$ -х отсчетов  $\mathbf{w}_k$  и  $\mathbf{w}_l$  очевидна. Как отмечалось, для широкого класса помех, время корреляции которых меньше величины  $\Delta_t$ , некогерентность  $k$ -х и  $l$ -х отсчетов  $\mathbf{n}_k$  и  $\mathbf{n}_l$  в каждом из  $M$  периодов зондирования также практически обеспечена. Следствием этого является близкая к диагональной структура матриц  $\mathbf{K}_w^* = \sigma_w^{2*} \mathbf{I}^*$  и  $\mathbf{K}_n^* = \sigma_n^{2*} \mathbf{I}^*$ .

Когерентность  $k$ -х и  $l$ -х отсчетов  $\mathbf{s}_k^{(j)}$  и  $\mathbf{s}_l^{(j)}$  будет обеспечена только в том случае, когда элементы (14) блоков  $\mathbf{K}^{*(j)}$  матриц  $\mathbf{K}_j^*$  примут экстремальные значения. Очевидно, величина шага дискретизации  $\Delta_t$ , при котором величины  $k_{kl}^{*(j)}$  достигают экстремума, определяется из условия  $dk_{kl}^{*(j)}/d\Delta_t = 0$ . Из (14)

$$\frac{dk_{kl}^{*(j)}}{d\Delta_t} = -\sigma_j^2 \omega_0 (k-l) \sin[\omega_0 (k-l)\Delta_t] = 0,$$

и значение  $\Delta_t$  находится из уравнения  $\sin[\omega_0 (k-l)\Delta_t] = 0$ , что дает

$$(k-l)\Delta_t = \frac{n\pi}{\omega_0} = \frac{n}{2f_0},$$

где  $n$  — любое целое число;  $f_0 = \omega_0/2\pi$ . Следовательно, величина  $(k-l)\Delta_t$  должна быть кратна половине периода частоты заполнения  $f_0$  отраженного импульса, что возможно лишь в случае, когда величина  $\Delta_t$  кратна половине периода частоты  $f_0$ . Таким образом, корреляция  $k$ -х и  $l$ -х отсчетов  $\mathbf{s}_k^{(j)}$  и  $\mathbf{s}_l^{(j)}$  достигает экстремума при [4]

$$\Delta_t = \frac{n}{2f_0} < \tau_n. \quad (15)$$

Если  $\Delta_t$  удовлетворяет (15), то

$$\begin{aligned} k_{kl}^{*(j)} &= \sigma_j^2 \cos[\omega_0 (k-l)\Delta_t] = \\ &= \sigma_j^2 \cos[\pi n (k-l)] = (-1)^{n|k-l|} \sigma_j^2. \end{aligned}$$

В этом случае

$$\mathbf{K}^{*(j)} = \sigma_j^2 \begin{bmatrix} 1 & (-1)^n & \dots & (-1)^{n(r-1)} \\ (-1)^n & 1 & \dots & (-1)^{n(r-2)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (-1)^{n(r-1)} & (-1)^{n(r-2)} & \dots & 1 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Все строки (столбцы) блока (16) линейно зависимы (выражаются один через другой). Поэтому [8,

9] его ранг  $\text{rank} \mathbf{K}^{*(i)} = 1$ . Следовательно, и  $\text{rank} \mathbf{K}_j^* = \text{rank} \mathbf{K}^{*(i)} = 1$  для всех  $j = 1, 2, \dots, N$ .

Матрицы взаимной корреляции  $\mathbf{K}_{ij}^*$  в (11) также имеют блочную структуру:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{ij}^* &= \frac{1}{M-1} \mathbf{\Xi}_i^T \mathbf{\Xi}_j = \frac{1}{M-1} [\mathbf{0}_{0i}, \mathbf{S}_i, \mathbf{0}_{i0}]^T [\mathbf{0}_{0j}, \mathbf{S}_j, \mathbf{0}_{j0}] = \\ &= \frac{1}{M-1} [\mathbf{0}_{M,r_{0i}}, \mathbf{S}_i, \mathbf{0}_{M,r_{i0}}]^T [\mathbf{0}_{M,r_{0j}}, \mathbf{S}_j, \mathbf{0}_{M,r_{j0}}] = \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r_{0i},r_{0j}} & \mathbf{0}_{r_{0i},r} & \mathbf{0}_{r_{0i},r_{j0}} \\ \mathbf{0}_{r,r_{0j}} & \mathbf{K}^{*(ij)} & \mathbf{0}_{r,r_{j0}} \\ \mathbf{0}_{r_{i0},r_{0j}} & \mathbf{0}_{r_{i0},r} & \mathbf{0}_{r_{i0},r_{j0}} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Элементы  $k_{kl}^{*(ij)} = 1/(M-1) \mathbf{s}_k^{(i)} \mathbf{s}_l^{(j)}$  блока  $\mathbf{K}^{*(ij)}$  находятся таким же способом, что и вычисленные ранее элементы  $k_{kl}^{*(i)}$  блоков  $\mathbf{K}^{*(i)}$  матриц  $\mathbf{K}_j^*$ . С учетом (15) и формул приведения  $\cos(n\pi + x) = (-1)^n \times \cos(x)$ ,  $n = 1, 2, \dots$

$$\begin{aligned} k_{kl}^{*(ij)} &= \frac{\sqrt{P_i P_j}}{M-1} (-1)^{n(k-l)} \times \\ &\times \sum_{m=1}^M g_m^4 z_m^{(i)} z_m^{(j)} \cos[\Phi_m + \varphi_{mi} - \varphi_{mj}], \end{aligned}$$

где  $\Phi_m = \omega_0[t_m^{(i)} - t_m^{(j)} + t_{di} - t_{dj}]$ ;  $t_m^{(i)}$ ,  $t_m^{(j)}$  — моменты первых отсчетов, отраженных от  $i$ -й и  $j$ -й целей сигналов соответственно в  $m$ -м периоде зондирования относительно его начала. Начальные фазы импульсов пачек, отраженных от различных целей, обычно представляют собой независимые случайные величины, равномерно распределенные на интервале  $[0, 2\pi]$ . По этой причине для встречающихся на практике значений  $M$ , равных нескольким десяткам, все суммы  $\sum_m g_m^4 z_m^{(i)} z_m^{(j)} \cos[\Phi_m + \varphi_{mi} - \varphi_{mj}] \rightarrow 0$  ( $m = 1 \dots M$ ) и все блоки  $\mathbf{K}^{*(ij)} \rightarrow \mathbf{0}^{*(ij)}$ . Следовательно, в (11) все матрицы  $\mathbf{K}_{ij}^* \rightarrow \mathbf{0}^*$ .

Таким образом, если выполняется условие (15), то матрица (11) представляется суммой

$$\mathbf{K}_\Sigma^* = \sum_{j=1}^N \mathbf{K}_j^*$$

матриц  $\mathbf{K}_j^*$  единичного ранга. Это значит [9], что

$$\text{rank} \mathbf{K}_\Sigma^* = N. \quad (17)$$

Равенство (17) удовлетворяется только тогда, когда блоки  $\mathbf{K}^{*(i)}$  размером  $r \times r$  занимают различные позиции в структуре матриц  $\mathbf{K}_j^*$ ,  $j = 1, 2, \dots, N$ , что требует наличия временных сдвигов между сигналами, отраженными от различных целей:  $r_{0i} \neq r_{0j}$ ,  $i \neq j$ ,  $i, j = 1, 2, \dots, N$ . Исходя из этого можно заключить, что  $\text{rank} \mathbf{K}_\Sigma^* = N$  только в том случае, если временные сдвиги  $\delta t_{ij}$  между перекрывающи-

мися сигналами, отраженными от  $i$ -й и  $j$ -й целей, удовлетворяют условию

$$|\delta t_{ij}| = |t_{dj} - t_{di}| \geq \Delta_t, \quad i \neq j, \quad i, j = \overline{1, N}.$$

Минимальное значение

$$|\delta t_{ij}|_{\min} = \Delta_t, \quad i \neq j, \quad i, j = \overline{1, N},$$

очевидно, представляет собой предельно достижимую (потенциальную) разрешающую способность по времени метода, основанного на оценке ранга выборочной корреляционной матрицы  $\mathbf{K}^*$  (10) входного процесса приемника в отсутствие шума  $w(t)$  и помехи  $n(t)$ .

При наличии шума  $w(t)$  и помехи  $n(t)$  матрица

$$\mathbf{K}^* = \mathbf{K}_\Sigma^* + \mathbf{K}_w^* + \mathbf{K}_n^* = \mathbf{K}_\Sigma^* + (\sigma_w^{2*} + \sigma_n^{2*}) \mathbf{I}^*.$$

Поскольку обычно  $M > h$ , то в этом случае  $\text{rank} \mathbf{K}^* = h$ , а структура  $\mathbf{K}^*$  такова [7], что она имеет  $N$  доминирующих собственных значений (главных компонент), обусловленных сигнальной составляющей  $\mathbf{K}_\Sigma^* = \Sigma \mathbf{K}_j^*$  ( $j = 1 \dots N$ ), и  $h-N$  малых собственных значений, обусловленных составляющей  $(\sigma_w^{2*} + \sigma_n^{2*}) \mathbf{I}^*$  и конечным размером векторов  $\mathbf{w}_k$ ,  $\mathbf{n}_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, h$  (конечным числом импульсов отраженной пачки). В работе [7] показано, что малые собственные значения  $\lambda_i^*$  ( $i = N+1, \dots, h$ ) матрицы  $\mathbf{K}^*$  имеют смысл выборочной дисперсии  $\sigma_w^{2*} + \sigma_n^{2*}$ . Вследствие конечного объема выборки они отличаются от генеральной дисперсии, но обладают свойством однородности. С другой стороны, все главные компоненты  $\lambda_i^*$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) различаются по величине, но строго больше выборочной дисперсии  $\sigma_w^{2*} + \sigma_n^{2*}$ . На этом свойстве матрицы  $\mathbf{K}^*$  можно построить процедуру разрешения сигналов по времени, связанную с оценкой ее эффективного ранга (числа ее главных компонент).

Таким образом, цифровая модель (8), (9) входного процесса приемника импульсной РЛС при условии, что шаг дискретизации  $\Delta_t$  удовлетворяет условию (15), дает возможность реализовать во временной области алгоритмы разрешения отраженных от неизвестного числа  $N$  целей сигналов, обеспечивая потенциальную разрешающую способность по времени, равную величине шага дискретизации  $\Delta_t$ .

### Применение непараметрических методов для разрешения сигналов по времени

Понятие «разрешение сигналов» базируется на статистических понятиях различения, разделения, обнаружения и оценки параметров сигналов [10]. Исходя из этой точки зрения следует определить такие характеристики входного процесса приемника РЛС, которые при наложении отраженных от нескольких целей сигналов приобретали бы различия, связанные с числом целей  $N$  и рассогласованием их координат. Эти различия должны быть

заметными, так чтобы их можно было *обнаружить*. В цифровой модели принимаемого сигнала (8), (9) заложена такая возможность.

Действительно, столбцы  $\mathbf{s}_{0k}^{(j)}$  (9) блоков  $\mathbf{S}_j = [\mathbf{s}_1^{(j)}, \mathbf{s}_2^{(j)}, \dots, \mathbf{s}_r^{(j)}] = \sqrt{2P_j} \mathbf{G}^2 \mathbf{Z}_j [\mathbf{s}_{01}^{(j)}, \mathbf{s}_{02}^{(j)}, \dots, \mathbf{s}_{0r}^{(j)}]$  блочной матрицы  $\mathbf{E}_j$  представляют собой гармонические функции с периодом  $2\pi/\omega_0 = 1/f_0$ . Поэтому при выборе шага дискретизации  $\Delta_t$ , удовлетворяющего условию [5]

$$\Delta_t = \frac{2\pi n}{\omega_0} = \frac{n}{f_0} < \tau_n, \quad (18)$$

где  $n$  — любое целое число:

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{0k}^{(j)} &= \left\{ \cos \left[ \omega_0 \left( t_1 + 2\pi n \frac{(k-1)}{\omega_0} - t_{dj} \right) + \varphi_{1j} \right], \right. \\ &\quad \cos \left[ \omega_0 \left( t_2 + 2\pi n \frac{(k-1)}{\omega_0} - t_{dj} \right) + \varphi_{2j} \right], \dots \\ &\quad \left. \dots, \cos \left[ \omega_0 \left( t_M + 2\pi n \frac{(k-1)}{\omega_0} - t_{dj} \right) + \varphi_{Mj} \right] \right\}^T = \\ &= \left\{ \cos \left[ \omega_0 (t_1 - t_{dj}) + \varphi_{1j} \right], \cos \left[ \omega_0 (t_2 - t_{dj}) + \varphi_{2j} \right], \dots \right. \\ &\quad \left. \dots, \cos \left[ \omega_0 (t_M - t_{dj}) + \varphi_{Mj} \right] \right\}^T, \\ &\quad t_i + 2\pi n \frac{(k-1)}{\omega_0} - t_{dj} \in [0, \tau_n], \\ &\quad i = \overline{1, M}, \quad k = \overline{1, r}. \end{aligned} \quad (19)$$

Как видно из (19), векторы  $\mathbf{s}_{0k}^{(j)}$  блоков  $\mathbf{S}_j$  блочных матриц  $\mathbf{E}_j$  не зависят от индекса  $k$  (не отличаются друг от друга). Следовательно, блоки  $\mathbf{S}_j$  состоят из одинаковых столбцов  $\mathbf{s}_1^{(j)} = \mathbf{s}_2^{(j)} = \dots = \mathbf{s}_r^{(j)} = \sqrt{2P_j} \mathbf{G}^2 \mathbf{Z}_j \mathbf{s}_{01}^{(j)}$ , где

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{01}^{(j)} &= \left\{ \cos \left[ \omega_0 (t_1 - t_{dj}) + \varphi_{1j} \right], \right. \\ &\quad \left. \cos \left[ \omega_0 (t_2 - t_{dj}) + \varphi_{2j} \right], \dots, \cos \left[ \omega_0 (t_M - t_{dj}) + \varphi_{Mj} \right] \right\}^T, \\ &\quad t_i - t_{dj} \in [0, \tau_n], \quad i = \overline{1, M}, \end{aligned}$$

и их можно представить в виде

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_j &= \left[ \mathbf{s}_1^{(j)}, \mathbf{s}_2^{(j)}, \dots, \mathbf{s}_r^{(j)} \right] = \\ &= \sqrt{2P_j} \mathbf{G}^2 \mathbf{Z}_j \left[ \mathbf{s}_{01}^{(j)}, \mathbf{s}_{01}^{(j)}, \dots, \mathbf{s}_{01}^{(j)} \right]. \end{aligned}$$

В этом случае модель (8) запишется как

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_r, \dots, \mathbf{y}_h] = \sum_{j=1}^N \mathbf{E}_j + \mathbf{W} + \mathbf{N} =$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{j=1}^N [\mathbf{0}_{0j}, \mathbf{S}_j, \mathbf{0}_{j0}] + \mathbf{W} + \mathbf{N} = \\ &= \mathbf{G}^2 \sum_{j=1}^N \sqrt{2P_j} \mathbf{Z}_j \left[ \underbrace{\mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}}_{r_{0j}}, \underbrace{\mathbf{s}_{01}^{(j)}, \mathbf{s}_{01}^{(j)}, \dots, \mathbf{s}_{01}^{(j)}}_r, \underbrace{\mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}}_{r_{j0}} \right] + \\ &\quad + \mathbf{W} + \mathbf{N}. \end{aligned} \quad (20)$$

Модель (20) имеет важное свойство [5]: столбцы  $\mathbf{y}_k$  матрицы  $\mathbf{Y}$  чувствительны к распределению отраженных от различных целей сигналов по времени запаздывания  $\delta t_{1j}$ . Как видно, первые  $r_{0N} = \min r_{0j}$  и последние  $r_{N0} = \min r_{j0}$  столбцов матрицы  $\mathbf{Y}$  являются отсчетами только смеси внутреннего шума приемника  $w(t)$  и внешней помехи  $n(t)$ . Таким образом,  $r_{0N} + r_{N0}$  столбцов матрицы  $\mathbf{Y}$  *статистически однородны* (имеют одно и то же распределение). В остальных  $r$  столбцах матрицы  $\mathbf{Y}$ , в которых располагается блок  $\Sigma \mathbf{S}_j$ , наряду с отсчетами шума  $w(t)$  и помехи  $n(t)$  присутствуют дополнительно отсчеты одного или нескольких отраженных от разных целей сигналов. Наличие отсчетов сигналов в этих столбцах изменяет параметры их распределения или само их распределение, т. е. ведет к появлению *статистической неоднородности* некоторого числа столбцов матрицы  $\mathbf{Y}$ . Неоднородности некоторого числа выборок  $\mathbf{y}_k$  можно *обнаружить* при помощи подходящих непараметрических тестов. Это обстоятельство дает возможность использовать непараметрические методы в задаче разрешения целей по дальности. Наличие обнаруженных неоднородностей некоторых из  $r$  столбцов  $\mathbf{y}_k, \mathbf{y}_l, \mathbf{y}_m, \dots \in \Sigma \mathbf{S}_j$  матрицы  $\mathbf{Y}$ , вызванных наличием одновременных отсчетов разного числа перекрывающихся сигналов, отраженных от различных целей, может служить основой для разрешения по дальности неизвестного числа  $N$  целей. Очевидно, потенциальная разрешающая способность по времени, достигаемая при таком подходе, равна величине шага дискретизации  $\Delta_t$  (18).

Отметим, что величина шага дискретизации  $\Delta_t$  (15) может принимать значения в два раза меньшие, чем величина шага дискретизации  $\Delta_t$  (18). Это значит, что процедуры разрешения сигналов по времени, основанные на оценке эффективного ранга выборочной корреляционной матрицы (10) входного процесса приемника, теоретически могут обеспечить в два раза лучшую разрешающую способность по дальности, чем процедуры разрешения, основанные на использовании непараметрических тестов. Однако с этим обстоятельством можно не считаться, так как речь идет о значении  $\Delta_t$ , определяемом несколькими периодами промежуточной частоты приемника  $f_0$ . При значениях  $f_0$  порядка десятков мегагерц величины  $\Delta_t$  (15) и (18) имеют порядок  $10^{-7}$  с, что соответствует разрешающей способности по дальности, равной не-

скольким десяткам метров. Очевидно, надлежащим выбором промежуточной частоты приемника  $f_0$  всегда можно достичь требуемого из практических соображений значения потенциальной раз-

решающей способности по времени  $|\delta t_{ij}|_{\min} = \Delta_t, i \neq j, i, j = 1, 2, \dots, N$  как для  $\Delta_t$ , определяемого в соответствии с (15), так и для  $\Delta_t$ , определяемого в соответствии с (18).

### Литература

1. Вопросы статистической теории радиолокации / Под ред. Г. П. Тартаковского. Т. 1. М.: Сов. радио, 1963. 424 с.
2. Marcum J. I. A statistical theory of target detection by pulsed radar // IEEE Trans. Apr. 1960. Vol. IT-6. N 2. P. 59–144.
3. Swerling D. Probability of detection for fluctuating targets // IEEE Trans. Apr. 1960. Vol. IT-6. N 2. P. 269–308.
4. Акимцев В. В., Гниденко И. Ю. Алгоритм разрешения-обнаружения целей по дальности в обзорных РЛС // Радиотехника. 2002. № 1. С. 61–66.
5. Акимцев В. В. Разрешающая способность по дальности при цифровой обработке сигналов // Радиотехника. 2004. № 1. С. 3–11.
6. Налимов В. В. Теория эксперимента. М.: Наука, 1971. 208 с.
7. Benvenu G., Kopp L. Optimality of high resolution array processing using eigensystem approach // IEEE Trans. Oct. 1983. Vol. ASSP-31. N 5. P. 1235–1247.
8. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров: Пер. с англ. М.: Наука, 1970. 720 с.
9. Воеводин В. В., Кузнецов Ю. А. Матрицы и вычисления. М.: Наука, 1984. 320 с.
10. Царьков Н. М. Многоканальные радиолокационные измерители. М.: Сов. радио, 1980. 192 с.

**В рамках V Евро-Азиатского форума «Связь-ПромЭкспо — 2008»  
ВЫСТАВКА «СИСТЕМЫ СВЯЗИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ»  
6–8 мая 2008 г.**

**Место проведения: Деловой информационно-выставочный центр  
Адрес: 620219, г. Екатеринбург, Карла Либкнехта ул., 22**

**Устроитель**  
ООО «СоюзПромЭкспо»

**Направления работы**  
Производители и поставщики оборудования и средств связи  
Операторы сетей связи общего пользования  
Ведомственные и корпоративные системы и сети связи  
Отраслевые строительно-монтажные организации  
Мобильная связь  
IP-телефония и доступ в Интернет  
Телевидение и радиовещание  
Органы управления и координации

Ассоциации и общественные организации  
Консалтинг, обучение, сертификация

**Контрольные сроки**  
Заезд участников на выставку 5 мая с 10.00 до 18.00  
Официальное открытие выставки 6 мая в 12.00  
Рабочие дни 6, 7 мая с 10.00 до 18.00  
Демонтаж выставки 8 мая с 16.00

**Дополнительная информация и справки**  
Выставочный оператор ООО «СоюзПромЭкспо»  
г. Екатеринбург, пр. Ленина, 49, оф. 78  
тел. (343) 371–19–50 (многоканальный)  
эл. почта: [mail@souzipromexpo.ru](mailto:mail@souzipromexpo.ru)

УДК 615.471

## ТЕХНОЛОГИЯ И АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОЦЕНКИ КОНЦЕНТРАЦИИ ИОНОВ В БИОСУБСТРАТАХ

**В. А. Аушева,**

аспирант

**З. М. Юлдашев,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Предложена технология и автоматизированный комплекс для исследования ионного состава биосубстратов организма. В основе технологии лежит разработанная теория проводимости композитного электролита в поле переменного тока. Рассматриваемый комплекс может стать универсальным методом медицинской диагностики.

### Введение

Современный уровень развития медицинских технологий в области терапевтической техники диктует соответствующие требования к методам и средствам медицинской диагностики. Особенно большой интерес представляют методы исследования ионного состава биожидкостей (биосубстратов), так как все патологические изменения в организме прежде всего отражаются в процессах клеточного обмена, что влечет за собой изменение ионного состава жидкостей, посредством которых осуществляется обмен веществ.

В настоящее время можно выделить ряд средств диагностики, применяемых в подавляющем числе случаев: это спектрофотометрические анализаторы, используемые в рутинной лабораторной практике, а также ионоселективные анализаторы электролитов, применяемые для экспресс-анализа содержания основных электролитов биожидкостей.

Однако, несмотря на высокие достижения в области медицинской диагностики, применяемые анализаторы способны определять лишь содержание определенных видов ионов в электролитах. Универсального же автоматизированного комплекса, способного проанализировать электролит любого состава, не существует.

Как известно, концентрация ионов в жидких электролитах напрямую связана с электропроводностью, что позволяет определять концентрацию ионов в бинарных растворах заданного состава. Если же речь идет о композитных электролитах с неизвестным заранее составом, определить вклад в проводимость различных видов ионов, присутствующих в жидкости, до настоящего времени не

представлялось возможным. Не существует ни инструментальных средств, ни технологий, позволяющих производить подобный анализ.

### Материалы и метод

Отсутствие технологии определения ионного состава по электропроводности связано с необходимостью разработать, прежде всего, теорию проводимости композитного электролита.

Авторами предложена и экспериментально подтверждена данная теория. В ее основе лежит математическая модель проводимости электролита в поле переменного тока. Согласно произведенным расчетам в результате рассмотрения сил, действующих на электролит в поле переменного тока, данная модель выглядит следующим образом.

Основное уравнение разработанной модели описывает зависимость скорости движения ионов  $V(t)$  от частоты ( $\omega$ ) поля, изменяющегося по гармоническому закону, воздействующего на электролит:

$$V(t) = \frac{qU_m}{L} \times \left[ \frac{\omega m \sin(\omega t) + 6\pi\eta r \left( \cos(\omega t) - \exp\left[-\frac{6\pi\eta r}{m}t\right] \right)}{(\omega m)^2 + (6\pi\eta r)^2} \right],$$

где  $U_m$  — амплитуда переменного напряжения, воздействующего на ион;  $L$  — расстояние между электродами;  $\eta$  — вязкость жидкости;  $q$  — заряд иона;  $m$  — его масса;  $r$  — его эффективный радиус.

Адекватность модели нашла математическое подтверждение:

— при  $\omega = 0$  процесс будет осуществляться в постоянном электрическом поле, в этом случае уравнение полностью согласуется с законом Стокса:

$$V = \frac{qU_m}{6\pi\eta rL} \Leftrightarrow V = \frac{f}{6\pi\eta r};$$

— при  $\omega \rightarrow \infty$  ионы не в состоянии отслеживать изменение направления электрического поля, поэтому скорость их движения будет минимальной:

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} [V(\omega)] = 0.$$

Все виды ионов вносят определенный вклад в процесс электропроводности, поэтому для каждого из них можно записать отдельное выражение, связывающее частоту поля с величиной удельной электропроводности, обусловленной движением ионов данного вида (частной электропроводности). Как показывает разработанная теория проводимости жидких электролитов в поле переменного тока, выражение записывается следующим образом:

$$g_i(j\omega) = \frac{F^2 z_i^2 n_{0i}}{N_a^2 m_i} \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + a_i^2}} e^{-j\text{arctg} \frac{\omega}{a_i}} = A_i(\omega) e^{j\varphi_i(\omega)};$$

$$A_i(\omega) = \frac{F^2 z_i^2 n_{0i}}{N_a^2 m_i} \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + a_i^2}}; \quad \varphi_i(\omega) = -\text{arctg} \frac{\omega}{a_i},$$

где  $A_i(\omega)$ ,  $\varphi_i(\omega)$  — амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики вклада в удельную электропроводность  $i$ -го вида ионов соответственно.

Полученное выражение для АЧХ частной электропроводности можно преобразовать следующим образом:

$$A_i(\omega) = \frac{F^2 z_i^2 n_{0i}}{N_a^2 m_i} \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + a_i^2}} \Rightarrow \\ \Rightarrow A_i(\omega) = \frac{F^2 z_i^2 n_{0i}}{6\pi N_a^2 \eta r_i} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/a_i)^2}}.$$

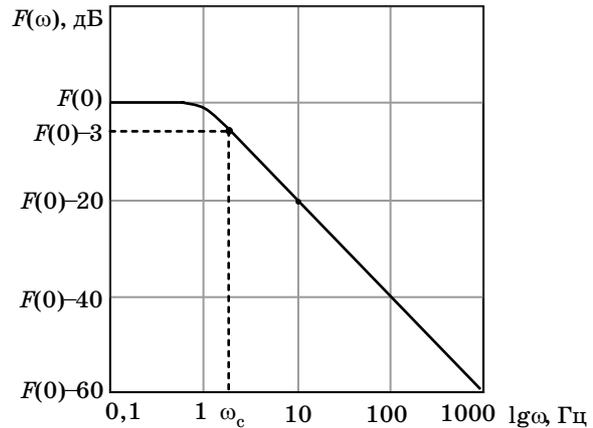
Данное выражение полностью соответствует АЧХ фильтра Баттерворта первого порядка:

$$A_B(\omega) = \frac{A_{B0}}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^2}},$$

где  $\omega_c$  — частота среза АЧХ;  $A_{B0}$  — амплитудное значение на нулевой частоте.

Это означает, что для определения характеристик АЧХ частной электропроводности можно воспользоваться методикой оценки характеристик, принятой для фильтров.

Для этого, прежде всего, нужно перейти к логарифмической АЧХ (ЛАЧХ). При этом по оси аб-



■ Рис. 1. Вид ЛАЧХ фильтра Баттерворта первого порядка

сцисс откладывается частота в логарифмическом масштабе, а по оси ординат — амплитуда в децибелах:  $F(\omega) = 20 \lg A(\omega)$ . Для фильтров первого порядка ЛАЧХ выглядит следующим образом (рис. 1).

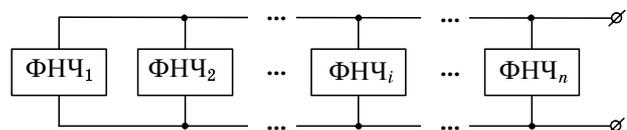
Как и АЧХ фильтра Баттерворта первого порядка, АЧХ частной электропроводности имеет довольно пологий спад, поэтому в качестве частоты спада наиболее целесообразно использовать частоту, при которой амплитуда составляет 0,707 от максимальной, т. е.  $F(0) - 3$  дБ (в данном случае речь идет о фильтре нижних частот (ФНЧ)).

Таким образом, каждая АЧХ частной электропроводности всех видов ионов, участвующих в процессе проводимости, может быть представлена в электронной модели как АЧХ фильтра нижних частот.

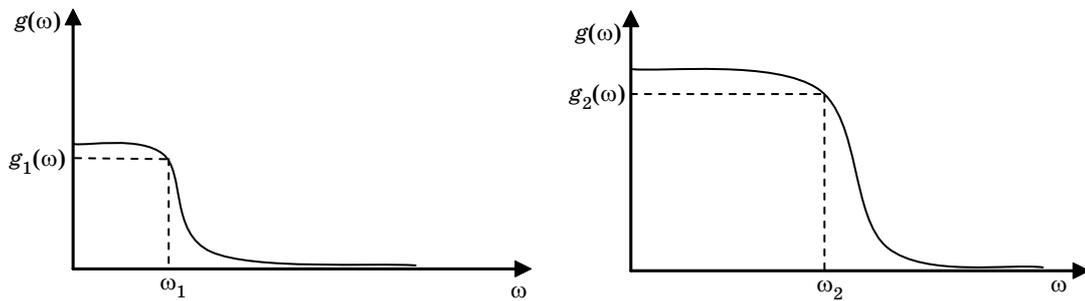
Поскольку проводимость — величина аддитивная, электрическая модель проводимости поликомпонентного электролита в целом представляет собой совокупность параллельно соединенных ФНЧ, каждый из которых является моделью частной электропроводности данного вида ионов (рис. 2).

Математический анализ модели показывает, что для каждого вида ионов существует строго определенная частота среза АЧХ, вычисляемая следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} g_i(\omega_{ci}) &= \frac{F^2 z_i^2 n_{0i}}{N_a^2 m_i^2} \frac{1}{\sqrt{\omega_{ci}^2 + a_i^2}} \\ g_i(0) &= \frac{F^2 z_i^2 n_{0i}}{N_a^2 m_i} \frac{1}{a_i} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{r_i}{m_i} = \frac{\omega_{ci}}{6\pi\eta}.$$



■ Рис. 2. Электрическая модель проводимости поликомпонентного электролита



■ Рис. 3. Графики спада проводимостей компонентов бинарного электролита

Данные частоты не могут повторяться у различных видов ионов, так как величины  $m_i$  и  $r_i$  строго присущи определенному виду ионов, а изменение радиуса иона в  $n$  раз не означает пропорционального изменения его массы в  $n$  раз.

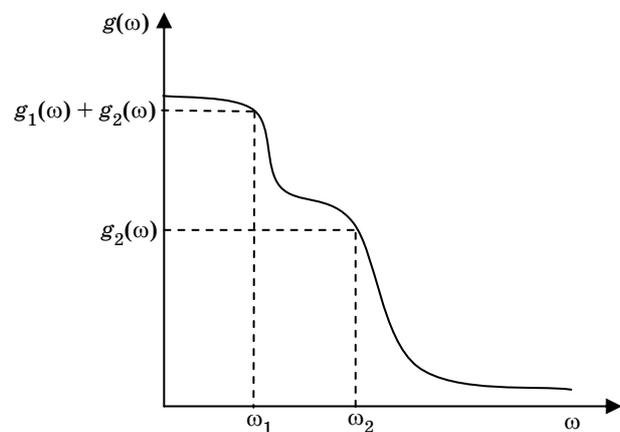
Рассмотрим простейший случай композитного электролита — бинарный раствор. В этом случае электрическая модель представляет собой два параллельно соединенных фильтра, имеющих различные частоты спада (рис. 3).

При пропускании через данный раствор переменного тока постепенно увеличивающейся частоты можно получить следующую АЧХ (рис. 4).

Следуя данным правилам, в виде электрической модели можно представить поликомпонентный электролит (рис. 5).

Получив данный график, его необходимо разбить на ряд характеристических участков, соответствующих каждому отдельному фильтру. После определения высоты каждой ступени находится разница между ними, значение которой и есть величина частной электропроводности данного фильтра:

$$g_i(j\omega) = g_{ki}(j\omega) - g_{k(i+1)}(j\omega) = \sum_{l=i}^n g_l(j\omega) - \sum_{l=i+1}^n g_l(j\omega). \quad (1)$$



■ Рис. 4. График спада проводимости бинарного электролита

На данном этапе:

1) нахождение набора частот спада позволяет определить качественный состав электролита:

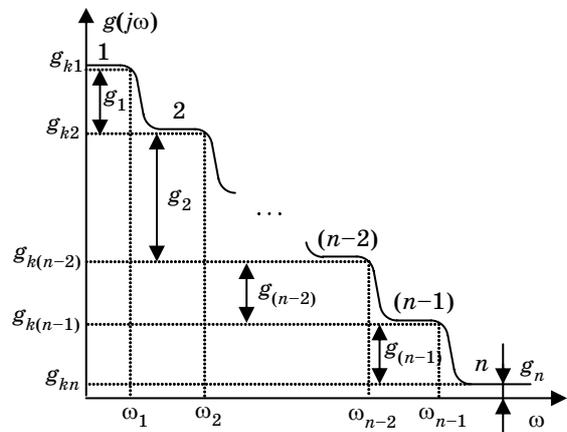
$$\omega_1 = \frac{6\pi\eta r_1}{m_1}, \omega_2 = \frac{6\pi\eta r_2}{m_2}, \dots, \omega_i = \frac{6\pi\eta r_i}{m_i}, \dots, \omega_n = \frac{6\pi\eta r_n}{m_n}; \quad (2)$$

2) нахождение набора частных электропроводностей позволяет определить концентрацию каждого вида ионов, входящих в состав электролита (количественный состав):

$$\left. \begin{matrix} g_i(0) \\ z_i \\ m_i \\ z_i \end{matrix} \right\} \Rightarrow n_{oi} = \sqrt{\frac{g_i(0)}{F^2 \frac{z_i^2}{6\pi\eta N_a^2 m_i r_i}}}. \quad (3)$$

В соответствии с вышеизложенным предлагается технология оценки концентрации ионов поликомпонентного электролита, включающая следующие этапы:

1) получение характеристики зависимости удельной электропроводности от частоты воздействующего поля (см. рис. 5);



■ Рис. 5. График спада проводимости поликомпонентного электролита

2) вычисление частных проводимостей для компонентов биожидкости (1);

3) вычисление концентрации компонентов электролита по известным проводимостям (3).

Эта технология описывается ранее предложенным алгоритмом [1].

Таким образом, с помощью электрической модели проводимости электролита можно производить структурный анализ его состава, разработав анализатор, регистрирующий частоты спада АЧХ для параллельно соединенных фильтров.

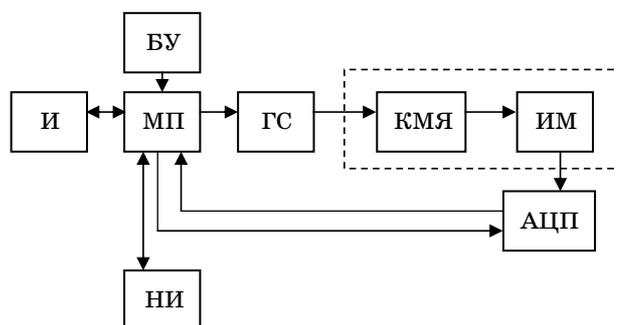
### Результаты

Данный анализатор вместе с программным обеспечением, основанным на приведенных математических расчетах, является автоматизированным комплексом определения ионного состава жидких электролитов (в частности, биожидкостей организма) (рис. 6).

Микропроцессор выступает в качестве ядра системы, которое обеспечивает управление частотой гармонического сигнала, формируемого генератором сигналов. Частота сигнала плавно изменяется в диапазоне от 0 до 100 МГц.

Этот сигнал подается на электроды микрокондуктометрической ячейки (требования по объему, габаритам), а затем с помощью измерительного модуля обеспечивается измерение падения напряжения на ячейке. Далее сигнал подвергается аналого-цифровому преобразованию и вводится в микропроцессор для вычисления проводимостей и концентраций ионов согласно формулам (1)–(3). Результаты измерения выводятся на индикатор.

Для обеспечения высокой точности измерения концентрации необходимо учитывать влияние комплекса факторов как методического, так и инструментального характера и осуществлять корректировку вычислений с учетом влияния всех факторов [2].



■ Рис. 6. Структурная схема автоматизированного комплекса для исследования ионного состава: БУ — блок управления, И — индикатор, НИ — накопитель информации, МП — микропроцессор, ГС — генератор гармонического сигнала, КМЯ — кондуктометрическая ячейка, ИМ — измерительный модуль, АЦП — 14–16-разрядный аналого-цифровой преобразователь

Поэтому до проведения измерений с помощью данной системы осуществляется измерение концентрации эталонных одно- и поликомпонентных электролитов с последующим расчетом оценки погрешностей. Полученные значения погрешностей учитываются при реальных измерениях. Для этого результаты юстировки сохраняются в накопителе информации.

### Выводы

В ходе проведенной работы авторами детально разработана и экспериментально проверена принципиально новая технология исследования ионного состава биожидкостей организма. Главное достоинство описанной технологии — ее универсальность. Предложенный автоматизированный комплекс, основанный на данной технологии, позволяет определять состав любых жидких электролитов.

### Литература

1. Юлдашев З. М., Мухаметшина В. А. Автоматизированная система для анализа ионного состава биосубстратов // Информационно-управляющие системы. 2006. № 1. С. 33–39.

2. Аушева В. А. Анализ источников погрешностей оценки концентрации ионов в композитных электролитах // Тр. 62-й науч.-техн. конф., посвященной Дню радио. 2007. С. 216–218.

УДК 007:681

## КОРРЕКЦИЯ ПРОСОДИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЧЕВОГО СИГНАЛА В СРЕДСТВАХ РЕАБИЛИТАЦИИ НЕЗРЯЧИХ И СЛАБОВИДЯЩИХ

**М. В. Калюжный,**  
ассистент

**Н. Н. Филатова,**

доктор техн. наук, профессор

Тверской государственной технической университет

Рассмотрены аспекты применения средств речевого синтеза в системах реабилитации незрячих и слабовидящих. Описаны исследования проявлений эмоций в голосе. Предложена модель речевого сигнала, позволяющая анализировать и изменять эмоциональный окрас речи с целью улучшения ее естественности.

Анализ современных систем реабилитации незрячих и слабовидящих позволяет выделить два основных подхода: *коррекционный*, состоящий в восстановлении, коррекции или поддержании на приемлемом уровне функций, утраченных либо ослабленных ввиду патологии, и *компенсационный*, подразумевающий использование возможностей других функциональных систем организма для компенсации функциональной недостаточности пораженной системы.

Первый подход реализуется с помощью технических средств реабилитации (ТСР), позволяющих увеличить резкость, размер или контрастность изображения. К таким средствам относятся очки, контактные линзы, оптические увеличители. Второй подход подразумевает использование других каналов восприятия (осознания и слуха) и построен на применении рельефных изображений, а также акустических сигналов, главным образом, речи. Распространение ТСР, использующих тактильный ввод/вывод информации, ограничивают достаточно высокие требования к навыкам работы с ними и их высокая стоимость (2000–4500 \$) [1].

Широкое применение синтеза речи в средствах реабилитации незрячих и слабовидящих сдерживается недостаточным качеством получаемого речевого сигнала (РС). Качество речи определяют такие ее характеристики как разборчивость и естественность. Среди систем синтеза речи наилучшие характеристики обеспечивают системы, использующие компилятивный метод синтеза.

Звучание речи зависит от просодических характеристик, определяемых:

- 1) индивидуальными особенностями артикуляции и фонации (дикцией);
- 2) смыслом, который вкладывается в высказывание говорящим (диктором);
- 3) эмоциональным состоянием диктора.

При формировании синтезированной речи фактор смысла учитывается, исходя из возможностей модуля лингвистического анализа текста. Индивидуальные особенности артикуляции учитываются всегда, поскольку синтезатор воспроизводит дикцию человека, голос которого использовался при формировании базы элементов компиляции. Однако эмоциональный фактор, как правило, не учитывается в связи с чрезвычайной сложностью задачи. Речь, синтезированная на основе неполных просодических характеристик, обладает нейтральными интонациями без всяких эмоций, что затрудняет ее длительное восприятие.

Таким образом, одной из главных задач построения речевого интерфейса с хорошими эргономическими свойствами для систем реабилитации незрячих и слабовидящих является исследование и моделирование эмоционально окрашенной речи (ЭОР).

Информационная модель просодии РС, включающая факторы, характеристики, параметры и связи между ними, предложена в работе [2]. Для ЭОР характерна специфическая просодия, т. е. определенное сочетание громкости, тембра, интонации и ритма. Важнейшей просодической характеристикой речевого сигнала является частота основного тона (ЧОТ), которая с вероятностью 0,95 составляет 100–200 Гц у мужских голосов и 220–350 Гц у женских [3]. Основной тон у одного и того же человека может значительно меняться в зави-

симости от ситуации и эмоционального состояния. Динамика изменения основного тона определяет интонации: в русской речи для интонационно нейтральных предложений характерно плавное понижение ЧОТ к концу предложения, а для вопросительных — повышение. Отмечена тесная взаимосвязь эмоций и интонаций в речевом сигнале [4]. Поскольку интонации определяются изменением ЧОТ в процессе произнесения слов и фраз [3], а само понятие ЧОТ применимо только к гласным и вокализованным согласным, логично полагать, что имеет место локализация эмоциональной компоненты на гласных и вокализованных участках РС.

В целях проверки данной гипотезы проведен следующий эксперимент. Нескольким дикторам (трем мужчинам и двум женщинам) было предложено прочесть перед микрофоном текст юмористического характера, способный с большой вероятностью вызвать эмоцию радости. Спустя некоторое время дикторы повторили фрагменты текста, вызвавшие эмоции при первом прочтении. Записи голосов дикторов сохранялись в аудиофайлах, а затем из них вырезались фрагменты и сохранялись в виде отдельных файлов образцов. Образцы с одинаковым содержанием объединялись в группы. Сформировано множество  $L$  из 30 образцов, произнесенных с различной степенью эмоционального окраса. Полученные образцы были предъявлены пяти экспертам, оценивавшим степень проявления эмоции в каждом образце по пятибалльной шкале, затем оценки каждого образца усреднялись. Таким образом, были выделены 9 эмоциональных (получивших более 3,5 балла), 13 умеренных (от 1,5 до 3,5 балла) и 8 нейтральных (от 0 до 1,5 балла) образцов. Образцы из  $L$  разбиты на пары, каждая из которых включает записи одинаковой фразы, произнесенной одним и тем же диктором с эмоциональным окрасом и без (нейтральный образец). В нейтральных образцах была произведена замена сначала гласных, а затем и вокализованных согласных аналогичными участками, взятыми из эмоциональных образцов. Был проведен и обратный эксперимент, модифицированные образцы были предъявлены экспертам (табл. 1, 2).

■ Таблица 1

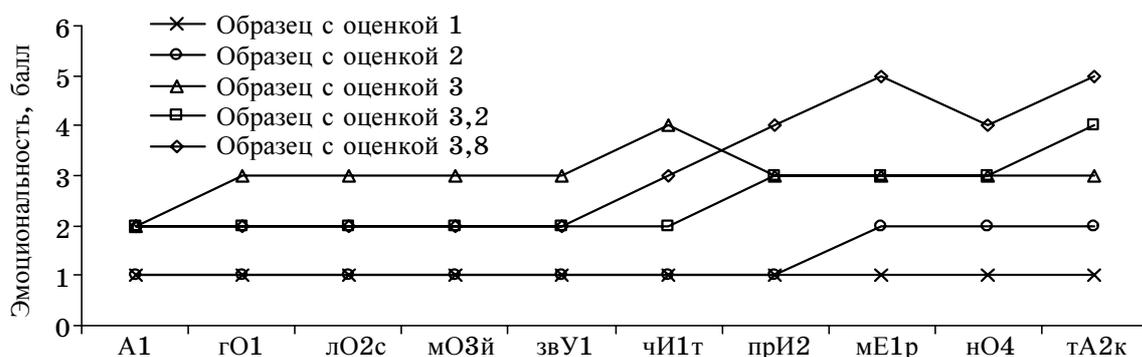
№ пары образцов. Диктор	Средняя оценка уровня эмоций при замене нейтральных фрагментов эмоциональными, балл			
	«Нейтральный» образец	«Эмоциональный» образец	Замена гласных	Замена гласных и вокализованных
1. Ж	0,2	4,8	3,8	4,2
2. Ж	1,4	5,0	4,4	4,8
3. М	0,0	3,8	3,6	3,8
4. М	1,0	4,8	4,0	4,6
5. М	1,2	4,6	3,8	4,0

■ Таблица 2

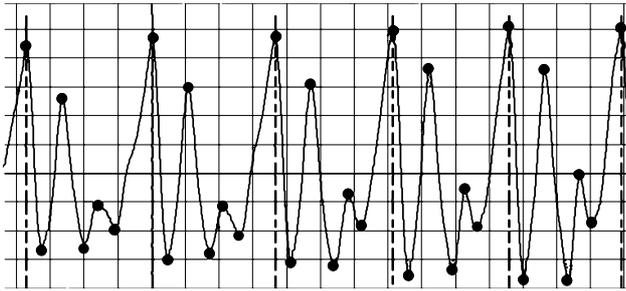
№ пары образцов. Диктор	Средняя оценка уровня эмоций при замене эмоциональных фрагментов нейтральными, балл			
	«Эмоциональный» образец	«Нейтральный» образец	Замена гласных	Замена гласных и вокализованных
1. Ж	4,8	0,2	1,0	0,6
2. Ж	5,0	1,4	2,4	1,8
3. М	3,8	0,0	0,8	0,2
4. М	4,8	1,0	2,2	1,4
5. М	4,6	1,2	2,0	1,4

Эксперты отметили, что в образцах, получивших равные или близкие оценки, распределение эмоций на протяжении фразы или даже слова неравномерно и уникально. Это потребовало проведения *фонемного* анализа, когда эксперт, прослушивая образец, строил временную диаграмму эмоционального состояния диктора в процессе произнесения фразы (рис. 1).

Разработана модель эмоционально окрашенных гласных и вокализованных согласных [5]. Модель построена на представлении указанных участков как сигналов с повторяющимися признаками формы. Предложенный подход заключается в разметке гласных и вокализованных участков РС сначала на периоды ОТ, а затем на сегменты —



■ Рис. 1. Оценка образцов (фраза «А голос мой звучит примерно так»)



■ Рис. 2. Разметка фонемы «О» на периоды основного тона и сегменты: 1 — границы периодов основного тона; • — границы сегментов

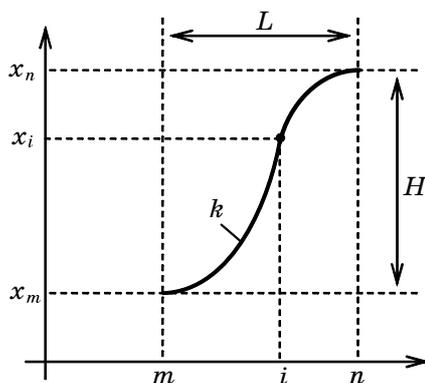
участки с одинаковым знаком приращения сигнала (рис. 2).

Исходя из характерной формы сегментов для прогноза значения  $x_i$  произвольного отсчета  $i$  сигнала внутри сегмента (рис. 3), ограниченного отсчетами  $m$  и  $n$  со значениями  $x_m$  и  $x_n$  соответственно, предложена функция

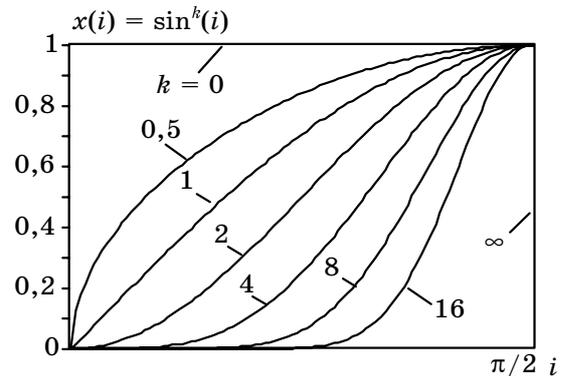
$$x_i = x_m + H \sin^k \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{i-m}{L} \right).$$

В этом случае каждый сегмент характеризуется следующими параметрами: номером  $m$  и значением  $x_m$  начального отсчета, длительностью  $L = n - m$ , высотой  $H = x_n - x_m$  и коэффициентом формы  $k$ . Варьирование  $k$  позволяет получить спрогнозированную форму сегмента, наиболее близкую к исходному сигналу (рис. 4).

Предлагаемая концепция, вполне согласуясь с доминирующим в настоящее время подходом к построению систем речевого синтеза, требует включения в типовую структуру синтезатора дополнительного модуля настройки эмоционального окраса РС. Решение задачи «эмоциональной коррекции» исходного текста возможно путем расширения функций модуля лингвистического анализа или предварительной разметки текста с помощью специальных языков (VXML и SSML).



■ Рис. 3. Аппроксимация сигнала сегментом с параметрами  $L, H, k$



■ Рис. 4. Форма сегментов с различными значениями  $k$

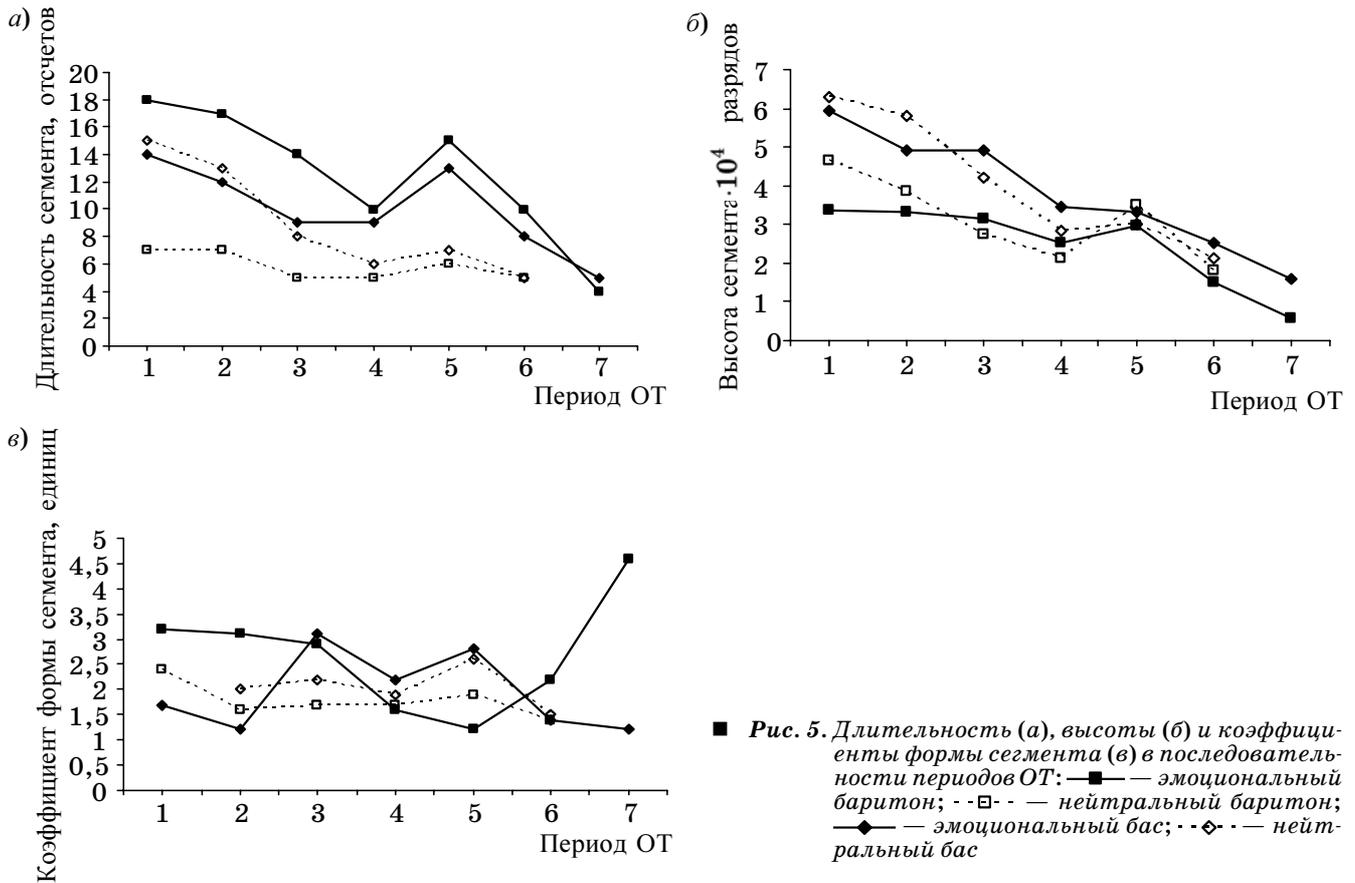
Для анализа динамики параметров сегментов в последовательностях периодов ОТ по описанной выше методике, но с участием большего числа дикторов, создано множество образцов РС. В роли дикторов выступали добровольцы в возрасте 20–30 лет, обладающие правильной дикцией и средним (80–120 слов в минуту) темпом речи, обеспечивающими разборчивость, близкую к 100 %, а также определенной (воспринимаемой на слух) эмоциональной выразительностью голоса, позволяющей проводить экспертную оценку образцов. Запись проводилась с помощью микрофона, подключенного к звуковой карте Creative SB AWE64. Все образцы записаны в формате Windows PCM (wav) с частотой дискретизации 22 050 Гц и разрядностью 16 бит. У образцов, принадлежащих одному диктору, но различных по интонационной и эмоциональной характеристикам, наблюдается сходство формы и размеров сегментов, находящихся в соседних периодах ОТ. Вместе с тем изменения формы и размеров сегментов носят общий характер у образцов, принадлежащих разным дикторам, но имеющих схожие интонацию и эмоциональный окрас. Графики на рис. 5, а–в иллюстрируют изменение параметров соответствующих сегментов в последовательности периодов ОТ, составляющих образцы.

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы.

1. Экспериментально доказано, что локализация эмоциональной компоненты наблюдается на гласных и отчасти на вокализованных согласных звуках. При построении модели эмоционально окрашенной речи целесообразно ограничиться рассмотрением гласных участков РС.

2. Анализ временных диаграмм позволяет утверждать, что на эмоциональную оценку фразы в большей степени влияет оценка фонем, расположенных ближе к концу фразы.

3. Проявление эмоций (на примере радости) имеет общие закономерности в голосах различного тембра: изменения формы и размеров сегментов носят общий характер у образцов, принадлежащих разным дикторам, но имеющих схожие интонацию и эмоциональный окрас.



4. Результатом работы явилась модель представления гласных и вокализованных участков РС, изменение параметров которой позволяет модифицировать просодические характеристики речи и имитировать проявление различных эмоций

в голосе. Разработка алгоритмов модификации параметров модели сделает возможным синтез эмоционально окрашенной речи, близкой по звучанию к естественной, что позволит повысить качество систем реабилитации незрячих и слабовидящих.

### Литература

1. <http://www.baum.de/de/produkte/vario40.php>
2. Калюжный М. В. Исследование проявлений эмоций в речевом сигнале // Вестник Тверского государственного технического университета. Тверь, 2005. С. 102–106.
3. Секунов Н. Ю. Обработка звука на РС. СПб.: БХВ-Петербург, 2001. 1248 с.
4. Долотин К. И. Эмоциональная интонация: проблема контекстуальной обусловленности признаков.

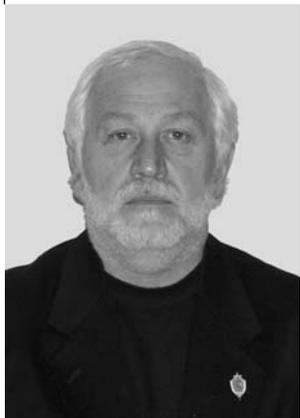
2000. <http://www.philol.msu.ru/rus/gorn/arso/dolot.htm>
5. Калюжный М. В., Филатова Н. Н. Параметрическое описание речевого сигнала в модели эмоционально окрашенной речи // Электроника и информатика — 2005. V Междунар. науч.-техн. конф.: Материалы конф. Ч. 2. М.: МИЭТ, 2005. С. 11–12.

**АКИМЦЕВ**  
Владимир  
Васильевич



Доцент, старший научный сотрудник Научно-исследовательского центра проблем федеральной системы разведки и контроля воздушного пространства. В 1973 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиотехника». В 1991 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 40 научных публикаций и запатентованного изобретения. Область научных интересов — статистическая радиолокация, обработка радиолокационной информации.

**БРОНШТЕЙН**  
Игорь  
Григорьевич



Генеральный директор ЗАО «КБ Юпитер», директор Центра оптико-информационных технологий и систем Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. В 1973 году окончил Ленинградский институт точной механики и оптики. Является автором 58 научных публикаций. Область научных интересов — оптико-информационные системы.

**ГАЛАНОВ**  
Алексей  
Игоревич



Научный сотрудник научного филиала ФГУП НИИ «Вектор» — специализированного центра программных систем «Спектр». В 2005 году окончил Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» по специальности «Компьютерная безопасность». Является автором пяти научных публикаций. Область научных интересов — компьютерная безопасность.

**АУШЕВА**  
Виктория  
Альфатовна



Аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». В 2005 году окончила Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ». Является автором 19 научных публикаций. Область научных интересов — медицинское приборостроение, теория и синтез биотехнических систем медицинского назначения.

**БУЗЮКОВА**  
Ирина  
Львовна



Аспирант кафедры сетей связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, ведущий специалист ООО «Нокиа Сименс Нетворкс». В 2004 году окончила Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича по специальности «Экономика и управление на предприятии связи». В том же году окончила Высшую школу телекоммуникаций при Дойче Телеком (г. Лейпциг, Германия) по специальности «Техника связи». Является автором двух научных публикаций. Область научных интересов — теория массового обслуживания, интеллектуальные сети связи, ОКС № 7.

**ГУРОВ**  
Вадим  
Сергеевич



Ведущий разработчик компании ООО «Интелли Джей Лабс». В 2002 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики. Является автором 13 научных публикаций. Область научных интересов — моделирование распределенных программных систем, теория автоматного программирования, теория языко-ориентированного программирования.

**ЕРЕМЕЕВ  
Михаил  
Алексеевич**



Доцент кафедры систем сбора и обработки информации Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. В 1991 году окончил Военно-космическую академию им. А. Ф. Можайского по специальности «Радиоэлектронная техника». В 2002 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций. Область научных интересов — защита информации, криптография.

**КАЛЮЖНЫЙ  
Михаил  
Васильевич**



Ассистент кафедры автоматизации технологических процессов Тверского государственного технического университета. В 1999 году окончил Тверской государственный технический университет по специальности «Биотехнические и медицинские аппараты и системы». Является автором четырех научных публикаций. Область научных интересов — речевые технологии, обработка сигналов, медицинские информационные системы.

**КРАСИЛЬНИКОВ  
Николай  
Николаевич**



Доктор технических наук, Заслуженный профессор Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, Заслуженный деятель науки и техники РФ. В 1950 году окончил Ленинградский политехнический институт по специальности «Техническая физика». В 1963 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 230 научных публикаций, в том числе пяти монографий. Область научных интересов — цифровая обработка изображений, статистическая теория передачи и восприятия изображений, математическое моделирование процессов обработки информации зрительной системой человека.

**МАЗИН  
Максим  
Александрович**



Ведущий разработчик компании ООО «Интелли Джей Лабс», аспирант кафедры компьютерных технологий Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. В 2006 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики по специальности «Прикладная математика и информатика». Является автором одиннадцати научных публикаций. Область научных интересов — теория автоматного программирования, конструирование программных систем на основе моделей, проверка корректности программных моделей, теория языко-ориентированного программирования.

**МЕЩЕРИН  
Александр  
Николаевич**



Адъюнкт Санкт-Петербургского высшего военного училища радиоэлектроники. В 2001 году окончил Военный университет противовоздушной обороны по специальности «Радиотехнические средства». Область научных интересов — теория обнаружения и разрешения сигналов, цифровая обработка радиолокационной информации.

**МОЛДОВЯН  
Николай  
Андреевич**



Главный научный сотрудник научно-го филиала ФГУП НИИ «Вектор» — специализированного центра программных систем «Спектр», заслуженный изобретатель Российской Федерации, профессор. В 1975 году окончил Кишиневский политехнический институт по специальности «Полупроводниковые приборы». В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 200 научных публикаций и 50 запатентованных изобретений. Область научных интересов — информационная безопасность, криптография.

**САВИЩЕНКО**  
Николай  
Васильевич



Профессор Военной академии связи.  
В 1986 году окончил Новосибирский государственный университет, в 1989 году — Военную академию связи.  
В 2006 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.  
Является автором 94 научных публикаций.  
Область научных интересов — математическое моделирование каналов связи, помехоустойчивость сигналов, многомерные сигнальные конструкции.

**СЕМЕНОВ**  
Николай  
Николаевич



Инженер-разработчик НТЦ «Протей», преподаватель кафедры морских информационно-управляющих и измерительных систем Санкт-Петербургского морского технического университета.  
В 1998 году окончил Санкт-Петербургский морской технический университет по специальности «Роботы и робототехнические системы».  
Является автором пяти научных публикаций.  
Область научных интересов — теория распознавания образов, оптимальный прием сигналов и их обнаружение, обработка, сжатие, распознавание и синтез речи, гидроакустика, цифровая обработка сигналов.

**СТАРЧЕНКО**  
Алексей  
Петрович



Инженер-программист ЗАО «КБ Юпитер».  
В 2008 году окончил Санкт-Петербургский государственный морской технический университет по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети».  
Область научных интересов — информационно-управляющие системы, компьютерные технологии, опико-информационные системы.

**УНЧУН ЧО**



Профессор факультета инженерной механики Корейского политехнического университета.  
В 1987 году окончил университет Ёнсей (Республика Корея) со степенью бакалавра, в 1988 году получил степень магистра в университете Карнеги Меллон (США), в 1997 году — степень доктора в Политехническом институте Ренсселера (США).  
Является автором 35 научных публикаций.  
Область научных интересов — техническая оптика, лазеры, нанотехнологии, микрокомпоненты и материалы.

**ФИЛАТОВА**  
Наталья  
Николаевна



Профессор кафедры автоматизации технологических процессов Тверского государственного технического университета.  
В 1974 году окончила Калининский политехнический институт.  
В 1996 году защитила диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.  
Является автором 140 научных публикаций.  
Область научных интересов — анализ данных, интеллектуальные системы.

**ШАЛЬТО**  
Анатолий  
Абрамович



Заведующий кафедрой технологий программирования Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. Ученый секретарь НПО «Аврора».  
В 1971 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности «Автоматика и телемеханика».  
В 1999 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.  
Является автором более 250 научных публикаций, трех монографий и 70 изобретений.  
Область научных интересов — системы логического управления, автоматное программирование.

**ЮЛДАШЕВ  
Зафар  
Мухамедович**



Профессор, заместитель заведующего кафедрой биомедицинской электроники и охраны среды по научной работе Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». Член Российской академии медико-технических наук и Российской метрологической академии.

В 1978 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина). В 1999 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 140 научных публикаций и 15 изобретений.

Область научных интересов — медицинское приборостроение, теория и синтез биотехнических систем медицинского назначения.

**ЯНОВСКИЙ  
Геннадий  
Григорьевич**



Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой сетей связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. В 1960 году окончил Ленинградский электротехнический институт связи им. проф. М. А. Бонч-Бруевича.

В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 180 научных публикаций, в том числе пяти монографий, трех учебников и восьми запатентованных изобретений.

Область научных интересов — принципы построения сетей следующего поколения, конвергенция в инфокоммуникациях.

**В рамках V Евро-Азиатского форума «Связь-Промэкспо — 2008»  
ВЫСТАВКА «СОВРЕМЕННЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ  
„URALINFO 2008“»  
6–9 мая 2008 г.**

**Место проведения: Деловой информационно-выставочный центр  
Адрес: 620219, г. Екатеринбург, Карла Либкнехта ул., 22**

**Устроитель**  
ООО «СоюзПромЭкспо»

**Направления работы**  
Информационные технологии  
Комплексные решения в области информационных технологий  
Системы управления предприятием (CRM-системы)  
Информационные системы и приложения  
Системы управления базами данных и средства администрирования СУБД  
Автоматизация бухгалтерского и налогового учета  
Информационно-биллинговые системы  
Системы электронного документооборота и офисные приложения  
Решения на базе Web-технологий  
Мультимедиа-продукты и услуги  
Поставщики компьютерного оборудования  
Сетевые и серверные решения  
Мобильные и портативные компьютеры  
Настольная техника для бизнеса

Сопутствующее и периферийное оборудование  
Электронный город  
Стратегическое планирование развития инфокоммуникаций в городе  
Муниципальные информационные технологии  
Информационно-справочные системы и службы  
Электронный муниципалитет  
Умный дом  
Подготовка кадров  
Ярмарка IT-оборудования

**Контрольные сроки**  
Заезд участников на выставку 6 мая с 10.00 до 18.00  
Официальное открытие выставки 7 мая в 12.00  
Рабочие дни 7, 8 мая с 10.00 до 13.00  
Демонтаж выставки 9 мая с 13.00

**Дополнительная информация и справки**  
Выставочный оператор ООО «СоюзПромЭкспо»  
г. Екатеринбург, пр. Ленина, 49, оф. 78  
тел. (343) 371–19–50 (многоканальный)  
эл. почта: [mail@souzipromexpo.ru](mailto:mail@souzipromexpo.ru)

УДК 612.8

Принципы обработки изображений, основанные на учете их семантической структуры

*Красильников Н. Н.* Информационно-управляющие системы, 2008. № 1. С. 2–6.

Рассмотрена структура семантических изображений, а также некоторые особенности их восприятия зрительной системой человека. Сформулированы принципы обработки изображений, основанные на учете их семантической структуры.

Список лит.: 7 назв.

УДК 681.7.013.6/.8

Разработка методики и исследование электронной системы стабилизации изображения видеокamеры

*Бронштейн И. Г., Старченко А. П., Унчун Чо.* Информационно-управляющие системы, 2008. № 1. С. 7–11.

Предложен метод контроля частотно-контрастной характеристики видеокamеры по перепаду яркости с использованием преобразования Фурье. Рассчитаны предельные угловые скорости и ускорения, влияющие на качество изображения. Получены соотношения угловых ускорений и качества изображения, позволяющие компенсировать непроизвольный тремор рук в серийных видеокamерах и цифровых фотоаппаратах.

Список лит.: 2 назв.

УДК 681.883.022; 681.883.65

Спектральные методы обработки пространственных данных для классификации целей

*Семенов Н. Н., Леонтьев А. Е.* Информационно-управляющие системы, 2008. № 1. С. 12–16.

Рассмотрен один из возможных методов обработки данных для последующей классификации — спектральная обработка пространственных данных. Такая обработка позволяет при минимальном количестве вычислений перенести координаты объекта в начало, повернуть объект вдоль любой оси и пронормировать его размер.

Список лит.: 11 назв.

УДК 612.8

Principles of image processing based on taking into account their semantic structure

*Krasilnikov N. N.* IUS, 2008. N 1. P. 2–6.

The structure of semantic images, as well as some features of their perception by the human visual system, is looked into. The principles of image processing based on taking into account their semantic structure are formulated.

Refs: 7 titles.

УДК 681.7.013.6/.8

Videocamera electronic stabilization image system research and methods development

*Bronshtein I. G., Starchenko A. P., Unchung Cho.* IUS, 2008. N 1. P. 7–11.

Suggested is a method to quality monitor the frequency-contrast characteristic of the videocamera by differences of brightness using Fourier transform. Angular speeds and accelerations are calculated. The correlation between angular accelerations and qualities of the image is established, allowing to compensate for hands tremor in consumer videocameras and digital cameras.

Refs: 2 titles.

УДК 681.883.022; 681.883.65

Spectral transform approaches of 3d coordinates for object classification

*Semenov N. N., Leontiev A. E.* IUS, 2008. N 1. P. 12–16.

This article describes one of the methods to process the data for subsequent classification — spectral processing of the three dimensional data. This processing allows, using minimal amount of computation, to transfer the object's coordinates to the starting point, as well as to turn the object around any axis and normalize its size.

Refs: 11 titles.

УДК 621.395.74

Методика расчета вероятностно-временных характеристик интеллектуальных сетей связи

*Бузюкова И. Л., Яновский Г. Г.* Информационно-управляющие системы, 2008. № 1. С. 17–23.

Приводятся два метода расчета временных задержек передачи сообщений в канале общеканальной сигнализации № 7 при обработке запроса на услугу интеллектуальной сети. Оба метода основаны на применении теории массового обслуживания для систем вида  $M/G/1$  и используют как различные способы определения составляющих задержки, так и различные подходы к вычислению данных задержек.

Список лит.: 8 назв.

УДК 681.3.06

Автоматическое завершение ввода условий в диаграммах состояний

*Гуров В. С., Мазин М. А., Шалыто А. А.* Информационно-управляющие системы, 2008. № 1. С. 24–33.

Описан процесс разработки системы автоматического завершения ввода условий на переходах в диаграммах состояний для программного пакета с открытым кодом UniMod. Основой этой системы является автомат Мили, который строится по грамматике, описывающей язык, используемый при задании условий на переходах.

Список лит.: 15 назв.

УДК 681.3

Множественная подпись: новые решения на основе понятия коллективного открытого ключа

*Галанов А. И., Молдовян Н. А., Еремеев М. А.* Информационно-управляющие системы, 2008. № 1. С. 34–36.

Предложены варианты схем построения протоколов множественной электронной цифровой подписи, основанные на понятиях коллективной электронной цифровой подписи и коллективного открытого ключа. Расширена задача построения протоколов множественной подписи на основе применения композиционного открытого ключа композиционной электронной цифровой подписи. В предлагаемых протоколах коллективной электронной цифровой подписи устраняется необходимость использования доверенного посредника.

Список лит.: 4 назв.

УДК 621.395.74

A method for calculating the probabilistic-time characteristics of Intelligent Networks

*Buzjukova I. L., Yanovskii G. G.* IUS, 2008. N 1. P. 17–23.

This article presents two methods of calculating the time delays in transmission of messages in the SS7 channel when processing a request for an Intelligent Network service. Both methods are based on the application of mass servicing theory for  $M/G/1$ -type systems and use different methods to determine the components forming the time delays, as well as different approaches for calculating these delays.

Refs: 8 titles.

УДК 681.3.06

Auto-completion of guard condition expressions in state charts

*Gurov V. S., Mazin M. A., Shalyto A. A.* IUS, 2008. N 1. P. 24–33.

This article describes the process of developing an auto-completion system for guard conditions on transitions in state charts diagrams for open-source project UniMod. The base of this system is the Mealy automaton built using guard conditions language grammar.

Refs: 15 titles.

УДК 681.3

Multiple signatures: new solutions based on the collective public key notion

*Galanov A. I., Moldovyan N. A., Eremeev M. A.* IUS, 2008. N 1. P. 34–36.

Multiple signature protocols based on the notions of the collective digital signature and collective public key are proposed. Functionality of the multiple signature protocol is extended using notions of the composite public key and composite digital signature. The proposed collective signature protocols do not require a trusted party participating in the protocol.

Refs: 4 titles.

## УДК 621.39

Помехоустойчивость когерентного приема многопозиционных сигнальных конструкций при разнесенном приеме и общих замираниях параметров канала

*Савищенко Н. В.* Информационно-управляющие системы, 2008. № 1. С. 37–42.

Приведены основные положения по расчету помехоустойчивости когерентного приема многопозиционных сигнальных конструкций при разнесенном приеме и общих замираниях параметров сигнала.

Список лит.: 7 назв.

## УДК 621.391.01

Цифровой принимаемый сигнал импульсных РЛС обзора и сопровождения и его возможности по разрешению целей по дальности

*Акимцев В. В., Мещерин А. Н.* Информационно-управляющие системы, 2008. № 1. С. 43–49.

Рассмотрено цифровое представление входного процесса импульсных РЛС обзора и сопровождения. Найдены условия, при которых оцифрованный входной сигнал дает возможность реализовать во временной области процедуры разрешения неизвестного числа сигналов с постоянной разрешения, превышающей рэлеевский предел.

Список лит.: 10 назв.

## УДК 615.471

Технология и автоматизированный комплекс для оценки концентрации ионов в биосубстратах

*Аушева В. А., Юлдашев З. М.* Информационно-управляющие системы, 2008. № 1. С. 50–53.

Предложена технология и автоматизированный комплекс для исследования ионного состава биосубстратов организма. В основе технологии лежит разработанная теория проводимости композитного электролита в поле переменного тока. Рассматриваемый комплекс может стать универсальным методом медицинской диагностики.

Список лит.: 2 назв.

## УДК 007:681

Коррекция просодических характеристик речевого сигнала в средствах реабилитации незрячих и слабовидящих

*Калужный М. В., Филатова Н. Н.* Информационно-управляющие системы, 2008. № 1. С. 54–57.

Рассмотрены аспекты применения средств речевого синтеза в системах реабилитации незрячих и слабовидящих. Описаны исследования проявлений эмоций в голосе. Предложена модель речевого сигнала, позволяющая анализировать и изменять эмоциональный окрас речи с целью улучшения ее естественности.

Список лит.: 5 назв.

## УДК 621.39

Noise immunity of coherent reception of multi-position signal structures in case of diverse reception and common fading of the channel parameters

*Savishenko N. V.* IUS, 2008. N 1. P. 37–42.

The basic provisions for computing noise immunity of coherent reception of multi-position signal structures in case of diverse reception and common fading of the channel parameters are presented

Refs: 7 titles.

## УДК 621.391.01

The received digital signal of impulse omnirange tracking radars and its distance-to-target resolution

*Akimtsev V. V., Mesherin A. N.* IUS, 2008. N 1. P. 43–49.

We discuss the digital representation of the incoming process of impulse omnirange tracking radars. The conditions meeting the requirements to realize unknown number of signals in the time domain with the resolution constant exceeding the Rayleigh limit through the incoming digitized signal are found.

Refs: 10 titles.

## УДК 615.471

Technology and automated complex for the assessment of ion concentration in biological substances

*Ausheva V. A., Yuldashev Z. M.* IUS, 2008. N 1. P. 50–53.

A technology and automated complex for concentration analysis of biological liquids of the organism is proposed. This technology is based on the developed theory of composite electrolyte conductivity. The complex discussed may become the universal method of medical diagnostics.

Refs: 2 titles.

## УДК 007:681

Correction of the speech signal prosody in rehabilitationware for the blind and visually impaired

*Kalyuzhnyi M. V., Filatova N. N.* IUS, 2008. N 1. P. 54–57.

Some application aspects of the speech synthesis means in rehabilitation systems for the blind and visually impaired are discussed. Researches of displays of emotions in a voice are described. A model of the speech signal is proposed, allowing to analyze and change emotionally colored speeches for the improvement of speech naturalness.

Refs: 5 titles.

Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики  
Технический университет г. Дрезден (Германия)  
Институт проблем передачи информации РАН (г. Москва)  
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения  
Университет Гламорган (Великобритания)  
ООО "Балтийский институт телекоммуникаций" (г. Санкт-Петербург)  
ООО "Центр специальных информационных технологий" (г. Санкт-Петербург)  
ЗАО "НПО РАПИРА" (г. Москва)

**"МЕЖДУНАРОДНЫЙ СЕМИНАР ПО СИСТЕМАМ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА МАСОМ-2008"**

16 июня 2008 г.  
Россия, Санкт-Петербург

**Тематика и цели семинара**

Основы дисциплины, известной сейчас как "теория множественного доступа", были заложены Клодом Шенноном в 1961 году в его пионерской работе "Two-way Communication Channels" и позднее в 1970 году Норманном Абрамсоном в статье "The Aloha System – Another Alternative for Computer Communications", где была предложена концепция коллективного использования абонентами общего канала связи. В последние годы в телекоммуникационной индустрии активно развивается направление широкополосной беспроводной связи (например, беспроводные локальные сети IEEE 802.11 Wi-Fi, технология широкополосных городских сетей IEEE 802.16 WiMAX и т. д.). Ожидается, что сети нового поколения позволят предоставлять конечному пользователю широкий спектр мультимедийных услуг по беспроводному каналу. В этой связи важнейшей задачей становится разработка эффективных методов доступа большого числа (нескольких сотен) мобильных абонентов к общему каналу связи.

Семинар МАСОМ-2008 проводится с целью обсуждения как теории множественного доступа, так и вопросов стандартизации протоколов современных сетей передачи данных в части физического и канального уровней. В семинаре примут участие специалисты телекоммуникационных компаний и ведущие ученые, которые представят свои последние результаты в области множественного доступа и сопутствующих областях.

Теория множественного доступа

Теория очередей и систем поллинга

Протоколы управления доступом к среде передачи (MAC-протоколы)

Вопросы совместной оптимизации протоколов физического и канального уровней

**Руководители организационного комитета**

Председатель Алексей Викторович Винель (ИТМО)

Зам. председателя Адольф Фингер (TU Dresden)

Председатели технического комитета

Владимир Миронович Вишнеvский (ИППИ РАН) и

Феликс Александрович Таубин (ГУАП)

**Контрольные сроки**

Семинар пройдет совместно с 15-й Международной конференцией по телекоммуникациям (ICT-2008).

Работы направляются в формате PDF на адрес: [macom2008@csit-spb.ru](mailto:macom2008@csit-spb.ru)

Прием работ до 20 февраля 2008 года.

Все работы рецензируются международным техническим комитетом. Рецензии направляются авторам.

**Издание трудов**

Техническая поддержка семинара осуществляется IEEE. Все принятые работы публикуются в печатном виде в сборнике трудов и размещаются в электронном виде в IEEE Explore.

**Дополнительная информация и справки**

Web-страница МАСОМ-2008: <http://www.csit-spb.ru/macom2008.html>

По всем интересующим вопросам можно обращаться к председателю организационного комитета по адресам: [vinel@csit-spb.ru](mailto:vinel@csit-spb.ru) или [vinel@ieee.org](mailto:vinel@ieee.org)

